

شبیه‌سازی تغییردهنده فاز توان بالا با استفاده از تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه

یعقوب قانع قره باغ^{۱*}، محمد خلیج امیرحسینی^۲، ناصر یوسف زاده^۳، علی حسینی^۴

۱- استادیار دانشگاه جامع امام حسین (ع)، ۲- استاد، دانشگاه علم و صنعت، ۳- دانشجوی دکترا، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، ۴- مربی، دانشگاه جامع

امام حسین (ع)، تهران، ایران

(دریافت: ۱۴۰۱/۱۱/۱۸، پذیرش: ۱۴۰۲/۰۵/۲۶)

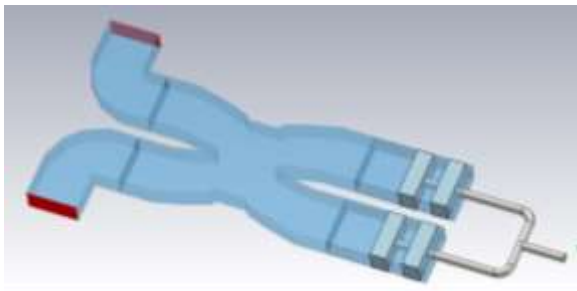
چکیده

در این مقاله اصول نظری و طراحی و شبیه‌سازی تغییردهنده فازی توان بالا بر مبنای تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه آمده است. از ویژگی‌های خاص این نوع تغییردهنده، ظرفیت حمل توان بالا، خطی بودن تغییرات فاز نسبت به فرکانس، تأمین محدوده کامل ۳۶۰ درجه تغییر فاز، عرض کم ساختار، تلفات برگشتی بیشتر از ۲۵dB در پهنای باند ۴۰۰MHz در فرکانس مرکزی ۱.۰/۲GHz، و انحراف فاز کمتر از ۰/۵ درجه در پهنای باند، می‌باشد که در کاربردهای آرایه‌های آنتنی توان بالا با قابلیت اسکن پرتو، می‌تواند استفاده شود. مبنای تغییر فاز تغییردهنده فاز طراحی شده، بر اساس تغییر طول مسیر الکتریکی سیگنال، از طریق حرکت پیستون‌های تعبیه‌شده در داخل ساختار، هست. دو نوع ساختار تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه، صفحه E و صفحه H، مورد بررسی قرار گرفته و نتایج دو ساختار باهم مقایسه شده‌اند. نشان داده می‌شود که تزویج‌گر از نوع صفحه H، کارایی بهتری از نظر پهنای باند و نیز عرض کم ساختار، نسبت به تزویج‌گر نوع E دارد.

کلیدواژه‌ها: تغییردهنده فاز، تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه، اسکن پرتو، تلفات برگشتی، پارامترهای پراکندگی

۱- مقدمه

برگشتی بیشتر از ۲۵ dB در فرکانس مرکزی ۱.۰/۲ GHz، تأمین تغییر فاز ۳۶۰ درجه و به صورت خطی، با استفاده از تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه از نوع ریبلت و ایجاد یک اتصال کوتاه متحرک در پورت‌های خروجی، می‌باشد. در شکل (۱)، ساختار شبیه‌سازی شده طرح مدنظر نشان داده شده است.



شکل (۱). ساختار شبیه‌سازی شده تغییردهنده فاز توان بالا با استفاده از تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه

۳- روش تحقیق

روش تحقیق بر مبنای فعالیت‌های انجام‌شده در حوزه تزویج‌گرهای موجی دورگه ۹۰ درجه می‌باشد. مهم‌ترین و اصولی‌ترین کار تئوری و عملی در زمینه‌ی تزویج‌گر جهت‌ی موجبری، توسط ریبلت [۴-۶] انجام گرفت.

یک تغییردهنده فاز^۱، یک قطعه دو پورته است که تغییرات ثابت یا متغیری در فاز موج متحرک که وارد آن می‌شود، ایجاد می‌کند [۱]. مقدار تغییر هم با توجه به خط انتقال بدون تغییردهنده فاز و خط انتقال همراه با تغییردهنده فاز، مشخص می‌شود. انتخاب تغییردهنده بستگی به عوامل متعدد از جمله فرکانس و پهنای باند کاری، توان RF، محدوده تغییرات فاز، تلفات عبوری و ... دارد [۲].

تغییردهنده‌های فاز ثابت، معمولاً خطوط انتقال با طول معین هستند که فاز را نسبت به خط مرجع تغییر می‌دهند. تغییردهنده‌های متغیر، ابزارهای مکانیکی یا الکترونیکی را برای رسیدن به محدوده پویایی^۲ اختلاف‌فاز، بکار می‌برند [۳].

در یک سیستم انتقال، فاز بین دونقطه در راستای انتشار، به ثابت انتشار موج در آن محیط و طول فیزیکی آن بستگی دارد. با تغییر I یا مسیری که موج در تغییردهنده فاز طی می‌کند نیز می‌توان، تغییر فازی را انجام داد. در طراحی تغییردهنده فاز فعلی، تغییر طول مسیر موج به‌عنوان تأمین فاز موردنیاز، انتخاب شده است.

۲- هدف طرح

هدف از طرح فعلی، طراحی یک تغییردهنده فاز برای استفاده در توان‌های بالا در باند X، پهنای باند حداقل ۲۰۰MHz با معیار تلفات

* رایانامه نویسنده مسئول: Yqane@ihu.ac.ir

^۱ Phase Shifter

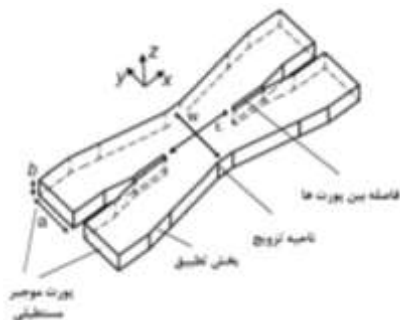
^۲ Dynamical Range

آقای لوکاس لویز [۱۳]، ایده طراحی یک تغییردهنده فاز با استفاده از اتصال کوتاه کردن پورت‌های عبوری و تزویج تزویج گر ریبلت را مطرح کرد که توسط پیچ‌های تنظیم که نقش بار راکتانسی داشته و در نزدیک دو انتهای اتصال کوتاه، بودند، تغییر فازی را انجام می‌داد. البته تغییردهنده طراحی شده محدوده ۳۶۰ درجه را پوشش نمی‌داد و تلفات برگشتی با تغییر میزان وارد شدن پیچ در داخل موجبر، تغییر می‌کرد.

۲-۱- تغییردهنده فاز طرح فعلی مبنی بر تزویج گر دورگه ۹۰ درجه یا ۳dB

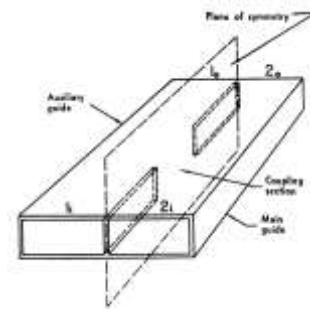
اساس کار تغییردهنده فاز در طرح فعلی، بر مبنای تزویج گر دورگه ۹۰ درجه یا ۳dB (و یا مقسم توان ۳dB) می‌باشد. چنانچه دو انتهای تزویج گر به یک بار غیرفعال^۳ متصل شود، توان منعکس شده از آن‌ها در پورت ورودی به صورت فاز متقابل بوده و همدیگر را خنثی می‌کنند. ولی در پورت خروجی به صورت هم فاز می‌رسند. فاز توان خروجی بستگی به بار غیرفعال دارد [۳ و ۱]. چنانچه به جای بار، یک اتصال کوتاه متحرک^۴ قرار دهیم، نقش بار غیرفعال متغیر را بازی می‌کند و به این ترتیب یک تغییردهنده فاز بر مبنای تزویج گر ۹۰ درجه و ۳dB ساخته می‌شود.

یکی از معروف‌ترین تزویج گر دورگه موجبری، تزویج گر ریبلت است که می‌تواند هم به صورت صفحه E و هم صفحه H طراحی شود [۵ و ۴]. همان‌طور که در شکل‌های (۴) و (۵) نشان داده شده است، پورت‌های تزویج گر شامل پورت ورودی (۱)، پورت عبوری (۲)، پورت تزویج (۳) و پورت ایزوله (پورت ۴) می‌باشد. مدهای انتشاری هر پورت هم TE_{10} است. سیگنال‌های ورودی با a_i و سیگنال‌های خروجی با b_i نشان داده شده است.



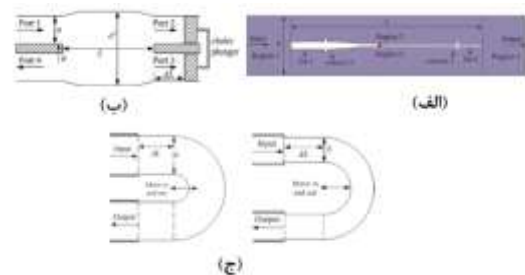
شکل (۴): شماتیک تزویج گر دورگه ۹۰ درجه صفحه H

روش متداول برای تحلیل ساختارهای ۴ پورته، تجزیه سیگنال‌ها به دو مود زوج و فرد است [۱۴]. با این روش، ساختار چهار پورته به دو ساختار دو پورته تبدیل می‌شود که می‌توان تحلیل مود زوج و فرد را انجام داده و سپس با جمع آثار، نتایج را ترکیب و پارامترهای ساختار ۴ پورته را به دست آورد.



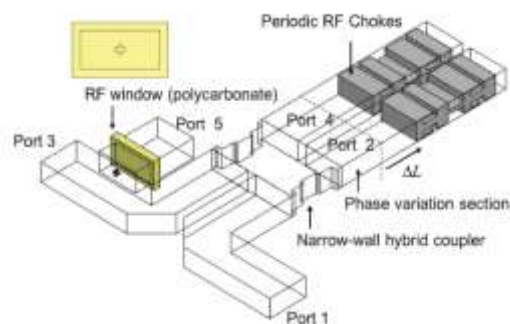
شکل (۱). شماتیک تزویج گر هایبرید ۹۰ درجه توسط آقای ریبلت افراد و مؤسسات دیگری کارهای آقای ریبلت را تکمیل کرده و ایزولاسیون و جهت دارندگی آن را بهبود دادند [۷-۱۰]

آقایان مینگ یانگ و بقیه [۱۱]، تغییردهنده‌های فازی توان بالا را مورد تحقیق قرار دادند و سه ایده وارد کردن یک تیغه با طول متغیر، تزویج گر ریبلت انتها اتصال کوتاه شده و موجبر خمیده قابل حرکت در موجبرهای مستطیلی را مطرح کردند.



شکل (۲). ایده تغییردهنده‌های فاز توان بالا توسط آقای ری مینگ یانگ

آقای جان هو چوی [۱۲]، برای باند Ku، تغییردهنده فازی را با استفاده از تزویج گر ریبلت طراحی کرد که پورت‌های عبوری و تزویج تزویج گر، توسط چوک‌های RF اتصال کوتاه شده بودند. نمودار فاز خروجی نشان می‌داد که تغییرات فاز با جابه‌جایی چوک‌ها، خطی نبود. همچنین نمودار تلفات برگشتی با تغییر محل چوک نشان می‌داد که پهنای باند کمی دارد.



شکل (۳). تغییردهنده فاز طراحی شده توسط آقای چوی با استفاده از تزویج گر ریبلت

^۳ Reactive

^۴ Movable short

$$\beta_e = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{c(TE_{10})}^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\pi}{w_1}\right)^2} \quad (۳)$$

$$\beta_o = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{c(TE_{20})}^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\pi}{w_1/2}\right)^2}$$

که در آن:

عدد $k_{c(TE_{10})}^2$ و TE_{10} در موج قطع موجبر در عدد $k_{c(TE_{20})}^2$ و TE_{20} موج قطع موجبر در عدد است.

اختلاف فاز موده‌های زوج و فرد را برای صفحه H عبارت است از [۱۴]:

$$(۴)$$

$$\varphi_{21H \text{ plane}} = \frac{2\pi l f}{c} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{c}{2fw_1}\right)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{c}{fw_1}\right)^2} \right)$$

برای تزویج گر دورگه ۹۰ درجه صفحه E، ابعاد ناحیه $w_2 \times a$ است که w_2 عرض ناحیه تزویج می‌باشد. ابعاد پورت‌ها نیز $a \times b$ می‌باشد.

ثابت‌های انتشار متناظر عبارت‌اند از [۱۴]:

$$\beta_o = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{c(TE_{10})}^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (۵)$$

$$\beta_e = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{c(TM/TE_{11})}^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{w_2}\right)^2}$$

عدد $k_{c(TE_{10})}^2$ و TE_{10} در موج قطع موجبر در عدد $k_{c(TM/TE_{11})}^2$ و TE_{10} موج قطع موجبر در عدد TE/TE_{11} است.

مود TE_{03} یک مود ناخواسته‌ای است که باید از انتشار آن جلوگیری کرد. به همین خاطر، عرض ناحیه تزویج یا w باید کمتر گرفته شود. بر این اساس، پله‌ای کردن ناحیه تزویج یک راه برای جلوگیری از انتشار این مود ناخواسته است. مزیت دیگر کم کردن عرض ناحیه تزویج، کوتاه‌تر شدن طول ناحیه تزویج است که طول کلی تغییردهنده کاهش می‌یابد.

برای تزویج گر صفحه E هم، خواهیم داشت [۱۴]:

$$(۶)$$

$$\varphi_{21E \text{ plane}} = \frac{2\pi l f}{c} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{c}{2fa}\right)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{c}{2f}\right)^2 \left(\left(\frac{1}{w_2}\right)^2 + \left(\frac{1}{a}\right)^2 \right)} \right)$$

در این روابط:

f: فرکانس کاری

c: سرعت نور

l: طول ناحیه تزویج

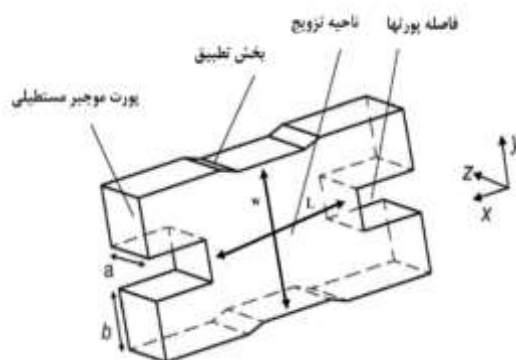
a: عرض پورت ورودی

w_1 : عرض ناحیه تزویج برای صفحه H

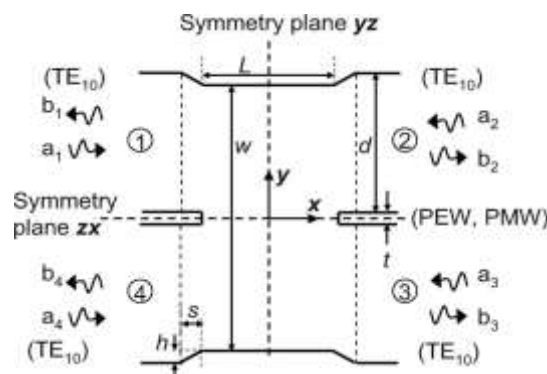
w_2 : عرض ناحیه تزویج برای صفحه E

φ_{21} : اختلاف فاز دو مود زوج و فرد می‌باشند.

عرض ناحیه تزویج در صفحه H در حدود $2a$ و در صفحه E حدود $2b$ است.



شکل (۵). شماتیک تزویج گر دورگه ۹۰ درجه صفحه E



شکل (۶). نمای شماتیک تزویج گرهای ریبلت صفحه H و صفحه E

چنانچه، تزویج از پورت ۱ به پورت ۲ در دو مود زوج و فرد را بررسی کنیم، با توجه به اختلاف فاز دو پورت ۱ و ۲ در دو حالت زوج و فرد، می‌توان میزان تزویج از پورت ۱ به ۲ را مشخص کرد. برای این کار، پارامتر δ_{eo} را به صورت (۱) تعریف می‌کنیم [۱۴].

$$\delta_{eo} = \frac{\varphi_e - \varphi_o}{2} \quad (۱)$$

که φ_o و φ_e زاویه‌های S_{21} در حالت‌های زوج و فرد هستند در حالت خاص اگر $\left| \frac{\varphi_e - \varphi_o}{2} \right|$ برابر مضارب فردی از $\frac{\pi}{2}$ باشد، تزویج گر دورگه ۹۰ درجه حاصل می‌شود.

طول ناحیه تزویج یا L ، هم از معادله (۲) به دست می‌آید [۱۴].

$$\varphi_{21} = 2\pi \left(\frac{L}{\lambda_{ge}} - \frac{L}{\lambda_{go}} \right) \quad (۲)$$

در این رابطه، φ برابر مضارب فرد $\frac{\pi}{2}$ و λ_{ge} و λ_{go} طول موج هدایتی در دو مود زوج و فرد هستند.

۲-۲- مقایسه تزویج گر دورگه ۹۰ درجه صفحه H و صفحه E

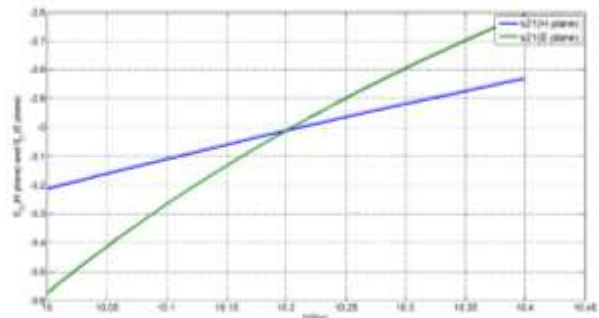
برای تزویج گر دورگه ۹۰ درجه صفحه H، چنانچه ابعاد ناحیه تزویج $w_1 \times b$ و ابعاد پورت‌ها $a \times b$ باشد، ثابت‌های انتشار برای موده‌های زوج و فرد عبارت است از [۱۴]:

مطلوب خود نزدیک تر خواهد شد. با اتصال کوتاه کردن پورت‌های عبوری و تزویج‌گر دورگه (پورت‌های ۲ و ۳)، می‌توان یک تغییردهنده فاز به دست آورد.

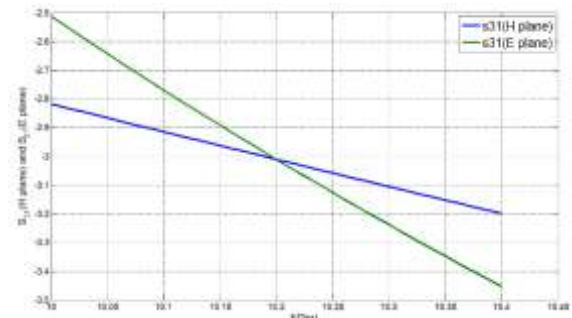
جدول (۱): پارامترهای تزویج‌گرهای صفحه H و صفحه E

	تزویج‌گر صفحه H	تزویج‌گر صفحه E
ابعاد پورت‌ها	$a \times b$	$a \times b$
ابعاد ناحیه تزویج	$w_1 \times b$	$w_2 \times a$
مودهای انتشاری در ناحیه تزویج	TE_{10}, TE_{20}	$TE_{01}, TE/TM_{11}$
فرکانس‌های قطع کلی (f_c)	$\frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_1}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$	$\frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_2}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}$
فرکانس قطع مود زوج در پهنای باند $(f_c)_e$	$\frac{c}{2w_1}$	$\frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{w_2}\right)^2 + \left(\frac{1}{a}\right)^2}$
فرکانس قطع مود فرد در پهنای باند $(f_c)_o$	$\frac{c}{w_1}$	$\frac{c}{2a}$
ثابت انتشاری مود زوج (β_e)	$\frac{2\pi}{c} \sqrt{f^2 - \left(\frac{c}{2w_1}\right)^2}$	$\frac{2\pi}{c} \sqrt{f^2 - \left(\frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{w_2}\right)^2 + \left(\frac{1}{a}\right)^2}\right)^2}$
ثابت انتشاری مود فرد (β_o)	$\frac{2\pi}{c} \sqrt{f^2 - \left(\frac{c}{w_1}\right)^2}$	$\frac{2\pi}{c} \sqrt{f^2 - \left(\frac{c}{2a}\right)^2}$
طول ناحیه تزویج (l_0)	$\frac{\pi}{2(\beta_e - \beta_o)}$	$\frac{\pi}{2(\beta_e - \beta_o)}$
اختلاف فاز φ_{21}	$(\beta_e - \beta_o)l_0$	$(\beta_e - \beta_o)l_0$
S_{21}	$e^{\frac{(\beta_e + \beta_o)l_0}{2}} \cos\left(\frac{\varphi_{21}}{2}\right)$	$e^{\frac{(\beta_e + \beta_o)l_0}{2}} \cos\left(\frac{\varphi_{21}}{2}\right)$
S_{31}	$je^{\frac{(\beta_e + \beta_o)l_0}{2}} \sin\left(\frac{\varphi_{21}}{2}\right)$	$je^{\frac{(\beta_e + \beta_o)l_0}{2}} \sin\left(\frac{\varphi_{21}}{2}\right)$
$\frac{d\varphi_{21}}{df}$	$\frac{2\pi l_0}{c} \left(\frac{f}{\sqrt{f^2 - (f_c)_e^2}} - \frac{f}{\sqrt{f^2 - (f_c)_o^2}} \right)$	$\frac{2\pi l_0}{c} \left(\frac{f}{\sqrt{f^2 - (f_c)_e^2}} - \frac{f}{\sqrt{f^2 - (f_c)_o^2}} \right)$
$\frac{d S_{21} }{df}$	$\frac{d\varphi_{21}}{df} \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\varphi_{21}}{2}\right)$	$\frac{d\varphi_{21}}{df} \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\varphi_{21}}{2}\right)$
$\frac{d S_{31} }{df}$	$\frac{d\varphi_{21}}{df} \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\varphi_{21}}{2}\right)$	$\frac{d\varphi_{21}}{df} \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\varphi_{21}}{2}\right)$

البته لازم است تأکید شود که چنانچه، پورت‌ها تطبیق امپدانس باشند، یعنی تلفات برگشتی بیشترین مقدار را داشته باشد، در این صورت، با شرط اختلاف فاز ۹۰ درجه S_{21} در دو مود زوج و فرد، توان سیگنال در دو پورت ۲ و ۳، برابر ۳dB خواهد شد [۱۴]. چنانچه نمودار تغییرات S_{21} و S_{31} را برای دو نوع تزویج‌گر، به صورت نوعی به دست آوریم، برای یک موجبر WR90 و عرض ناحیه ۲a برای تزویج‌گر صفحه H و ۲b برای تزویج‌گر صفحه E، نمودارهای شکل‌های (۷) و (۸) را خواهیم داشت.



شکل (۷): مقایسه S_{21} تزویج‌گرهای صفحه E و صفحه H



شکل (۸): مقایسه S_{31} تزویج‌گرهای صفحه E و صفحه H

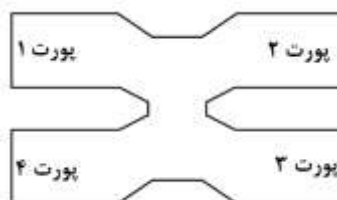
مشخص است که شیب تغییرات پارامترهای پراکندگی نسبت به فرکانس، در تزویج‌گر صفحه E بیشتر از صفحه H است و بنابراین، پهنای باند آن به عنوان تزویج‌گر ۳dB کمتر است. علت آن هم به خاطر مود TE_{11} و TM_{11} است که فرکانس قطع آن‌ها نزدیک به فرکانس کاری است و می‌دانیم هر قدر به فرکانس قطع نزدیک تر شویم، شیب تغییرات ثابت انتشار بیشتر می‌شود. بنابراین ترجیح داده می‌شود تزویج‌گر صفحه H به کار گرفته شود. به غیر از پهنای باند، به خاطر عرض کمتر صفحه H، به کارگیری آن در آرایه مناسب‌تر است.

۳- طراحی تغییردهنده فاز مبتنی بر تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه

برای طراحی تغییردهنده فاز مبتنی بر تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه، ابتدا باید یک تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه به دقت طراحی شود [۱۶]. هر اندازه تزویج‌گر طراحی شده به تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه نزدیک تر باشد، به همان اندازه هم تغییردهنده فاز به عملکرد

طراحی تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه، باید ۲ شرط اصلی را داشته باشد:

- ۱- پورت‌ها، بیشترین تلفات برگشتی را داشته باشند (شرط لازم برای تزویج‌گر)
- ۲- اختلاف‌فاز S_{21} در دو مود زوج و فرد، ۹۰ درجه باشد (شرط کافی برای تقسیم مساوی توان بین پورت‌های خروجی)



شکل (۹). نمای شماتیکی یک تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه

هر دو نوع تزویج‌گر صفحه E و صفحه H، طراحی، شبیه‌سازی و بهینه‌سازی شده‌اند. اما تأکید این مقاله، تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه موجبری (ریبلت) از نوع صفحه H است.

۳-۱- طراحی تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه صفحه H

در طراحی اولیه با توجه به فرکانس مرکزی، یعنی ۱۰/۲GHz، تزویج‌گر ریبلت با پورت‌های WR90 طراحی می‌شود. هدف آن است که اولاً روابط مربوط به مودهای زوج و فرد و میزان تزویج بررسی و راستی‌آزمایی شود. در ثانی، در مرحله بعد کار بهینه‌سازی انجام شود.

برای شروع کار، عرض ناحیه تزویج، در حدود $2a$ در نظر گرفته می‌شود. در این مرحله، طول ناحیه تزویج نیز با توجه به رابطه (۲) انتخاب می‌شود. سپس برای ناحیه تطبیق حالت‌های مختلفی در نظر گرفته می‌شود که تلفات برگشتی را به بیشترین مقدار برساند. با تحلیل مودهای زوج و فرد، ساختار طوری بهینه می‌شود که شرایط زیر برقرار باشد:

- تلفات برگشتی پورت‌های ۱ (تحریک) و ۴ (ایزوله) و نیز تزویج از پورت ۱ به ۴، بیشترین میزان باشد (به‌صورت ایدئال بینهایت باشد)

- اختلاف‌فاز پورت ۱ و ۲ (عبوری) در دو مود زوج و فرد، ۹۰ درجه یا مضارب فردی از آن باشد

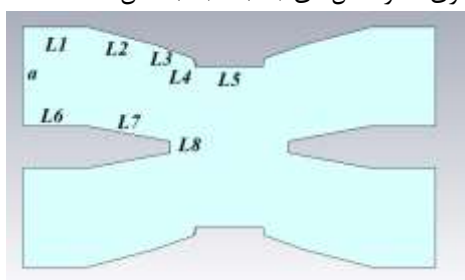
بنابراین ممکن است تلفات برگشتی و نیز تزویج پورت‌های ۱ و ۴ بیشترین مقدار باشد ولی اختلاف پورت ۱ و ۲، ۹۰ درجه نباشد که در این صورت، دورگه ۹۰ درجه نبوده و توان‌ها به‌صورت مساوی بین دو پورت ۲ و ۳ تقسیم نمی‌شوند. همچنین ممکن است توان‌ها به‌صورت یکسان بین دو پورت ۲ و ۳ تقسیم شود، اما تلفات برگشتی و تزویج پورت ۱ و ۴، پایین باشد. در هر دو صورت، طراحی تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه صحیح نیست. با تغییر طول قسمت‌های مختلف، باید بتوان دو شرط گفته‌شده را تأمین

کرد.

نکته بعدی آن است که طول محاسبه‌شده از رابطه (۲) برای ناحیه تزویج، زمانی درست است که تلفات برگشتی صفر باشد. وگرنه به‌کارگیری این رابطه برای طراحی تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه، تضمینی برای درست بودن طراحی نیست.

۳-۱-۱- نتایج شبیه‌سازی در نرم‌افزار CST

در جدول (۲)، مقادیر مربوط به ابعاد و زوایای سطوح در تغییردهنده فاز آمده است. با توجه به اصول نظری تغییردهنده فاز بر مبنای تزویج‌گر ۹۰ درجه، با تعریف مودهای زوج و فرد، می‌توان پارامترهای پراکندگی تزویج‌گر را به دست آورد. اختلاف‌فاز S_{21} در دو مود زوج و فرد نشان داده شده است. همچنین، پارامترهای S_{11} و S_{41} نیز تقریباً صفر می‌باشند. بنابراین می‌توان گفت، که این ساختار، یک ساختار تزویج‌گر دورگه ۹۰ درجه است. با تغییر محل اتصال کوتاه، در نرم‌افزار CST نتایج شبیه‌سازی‌ها در شکل‌های (۱۳) تا (۱۶) نشان داده شده است.

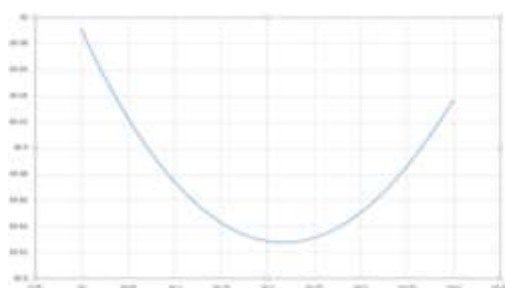


شکل (۱۰). ابعاد تغییردهنده فاز صفحه H

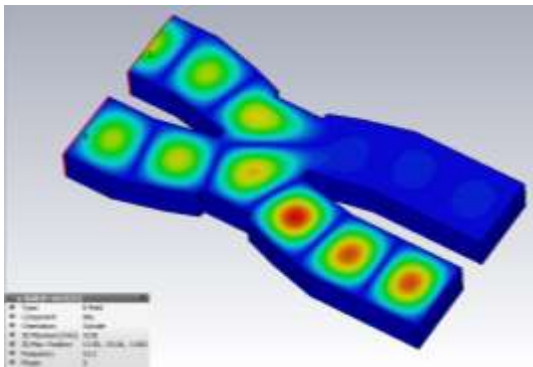
جدول (۲). مقادیر پارامترهای تغییردهنده فاز صفحه H

پارامتر	شبیه‌سازی (مکانیکی)	پارامتر	شبیه‌سازی (مکانیکی)
a	۲۲/۸۶(۲۲/۹)	L_7	۱۸/۹۶(۱۹)
b	۱۰/۱۶(۱۰/۲)	L_8	۵/۳۲(۵/۴)
L_1	۱۵	زاویه L_1 و L_2	۱۴/۳۷(۱۴/۴)
L_2	۱۵/۴۳(۱۵/۴)	زاویه L_1 و L_3	۱۹/۵۴(۱۹/۵)
L_3	۱۰	زاویه L_1 و L_4	۷۹/۲۷(۷۸/۵)
L_4	(۱/۹۶)۳	زاویه L_1 و L_7	۱۰/۶۷(۱۰/۷)
L_5	۱۵/۲۴(۱۵/۳)	عرض ناحیه تزویج	۳۷/۱۹(۳۷/۳)
L_6	۱۵	طول ناحیه تزویج	۲۷/۴۹(۲۷/۴۴)

طول‌ها به میلی‌متر و زاویه‌ها به درجه هستند



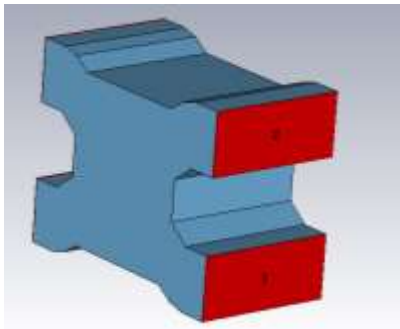
شکل (۱۱). اختلاف‌فاز S_{21} مود زوج و فرد



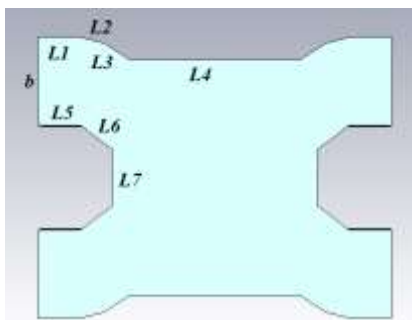
شکل (۱۶). توزیع میدان الکتریکی در تغییردهنده فاز طراحی شده در نرم افزار CST

۲-۳- طراحی تغییردهنده فاز صفحه E

با توجه به مباحثی که گفته شد، تزویج گر صفحه H نسبت به صفحه E عملکرد بهتری دارد. اما برای تکمیل بحث، ساختار صفحه E نیز شبیه سازی و بهینه شده است.



شکل (۱۷). نمای سه بعدی تزویج گر صفحه E در CST



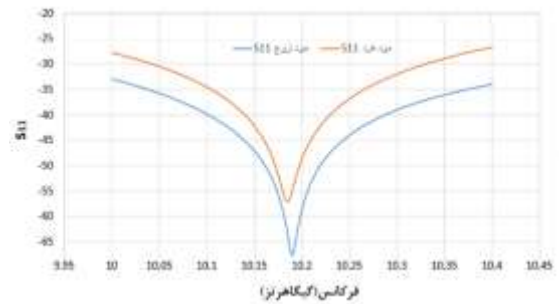
شکل (۱۸). پارامترهای تزویج گر صفحه E در CST

جدول (۳). مقادیر پارامترهای طراحی تزویج گر صفحه E

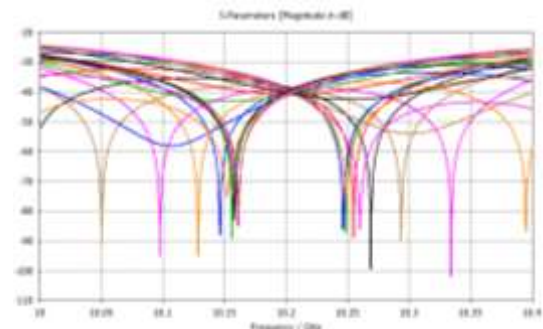
پارامتر	شبه سازی (مکانیکی)	پارامتر	شبه سازی (مکانیکی)
a	۲۲/۸۶(۲۲/۹)	L ₆	۵/۸۷(۵/۹)
b	۱۰/۱۶(۱۰/۲)	L ₇	۷/۰۷(۷)
L ₁	۵	L ₁ و L ₂	۳۲/۸۳(۳۲/۸)
L ₂	۲/۷۹(۲/۸)	L ₁ و L ₃	۳۳/۶۹(۳۳/۷)
L ₃	۴/۱۲(۴/۱)	L ₁ و L ₄	۳۸/۴۷(۳۸/۵)
L ₄	۱۰/۱۹(۱۰/۲)	عرض ناحیه تزویج	۲۷/۰۷(۲۷)
L ₅	۵	طول ناحیه تزویج	۲۳/۷۴(۲۳/۷)

طولها به میلی متر و زاویهها به درجه هستند

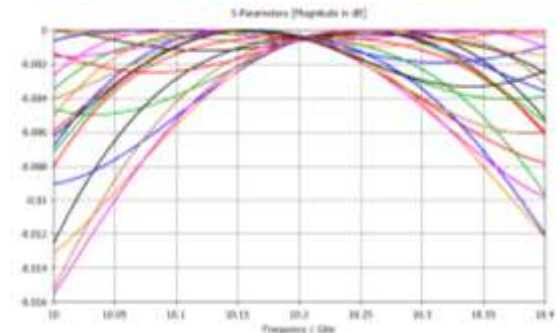
بنابراین، با توجه به نمودارهای فاز و اندازه پارامترهای پراکندگی در دو مود زوج و فرد، تخمین زده می شود که تزویج گر، رفتار خوبی در پهنای باند داشته باشد. با شبیه سازی کل ساختار و مقایسه با S₂₁ و S₃₁ محاسباتی، نتایج تأیید می شود. در شکل (۱۴) نمودار S₂₁ و S₃₁ از شبیه سازی نشان داده شده است. همچنین S₁₁ و S₄₁ نیز در شکل (۱۶) آمده است.



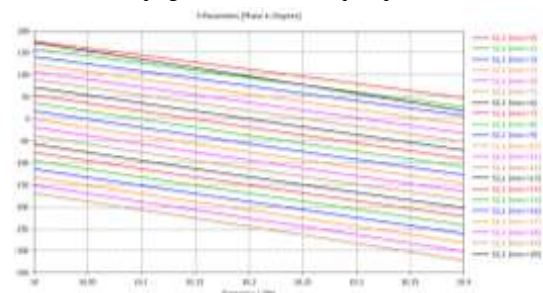
شکل (۱۲). اندازه S₁₁ در دو مود زوج و فرد



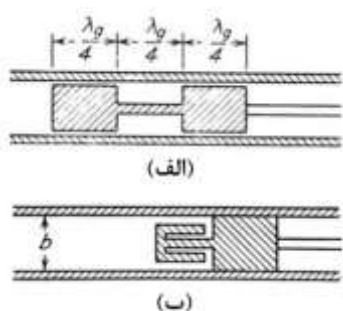
شکل (۱۳). نمودار S₁₁ تغییردهنده فاز صفحه H در نرم افزار CST برای موقعیت های مختلف اتصال کوتاه



شکل (۱۴). تلفات عبوری تغییردهنده فاز صفحه H در نرم افزار CST برای موقعیت های مختلف اتصال کوتاه



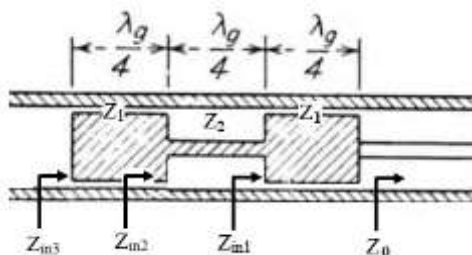
شکل (۱۵). تغییرات فاز تغییردهنده فاز صفحه H در نرم افزار CST



شکل (۲۱) - طرح‌های پیشنهادی برای پیستون غیر اتصالی داخل موجبر

در طرح پیشنهادی (الف)، از دو پیستون مکعب مستطیل شکل استفاده می‌شود که با یک میله به هم متصل شده‌اند. عرض و ضخامت پیستون‌ها مقدار اندکی از عرض و ضخامت موجبر کمتر است تا حرکت آن در داخل موجبر به‌آسانی انجام شود. طول پیستون‌ها و نیز میله رابط، به‌اندازه طول موج هدایتی در ناحیه‌ای که پیستون قرار دارد می‌باشد.

اگر نگاه دقیق‌تری به طرح (الف) در شکل (۲۲) بیندازیم، روابط زیر را می‌توانیم بنویسیم. در این شکل امپدانس مشخصه‌های خط انتقال در ناحیه‌ای که پیستون قرار دارد برابر Z_1 و بین دو پیستون برابر Z_2 است. امپدانس مشخصه خط نیز در سمت راست پیستون به‌طرف انتهای موجبر برابر Z_0 است.



شکل (۲۲). امپدانس‌های دیده‌شده در قسمت‌های مختلف در طرح پیشنهادی (الف)

امپدانس دیده‌شده در طرف چپ پیستون سمت راست برابر است با:

$$Z_{in1} = \frac{Z_1^2}{Z_0} \quad (7)$$

امپدانس دیده‌شده در طرف راست پیستون سمت چپ برابر است با:

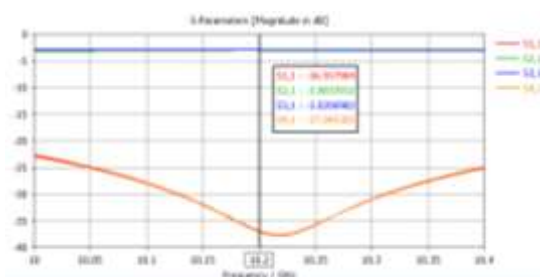
$$Z_{in2} = \frac{Z_2^2}{Z_{in1}} \quad (8)$$

امپدانس دیده‌شده در طرف چپ پیستون سمت چپ برابر است با:

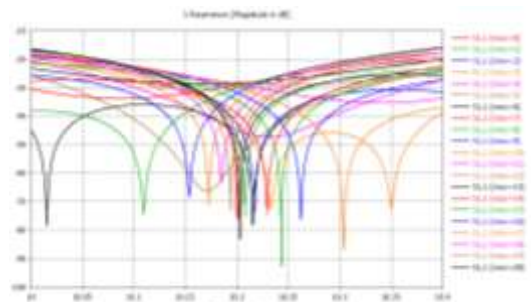
$$Z_{in3} = \frac{Z_1^2}{Z_{in2}} \quad (9)$$

پس از جاگذاری روابط (۷) و (۸) در (۹) به رابطه (۱۰) می‌رسیم.

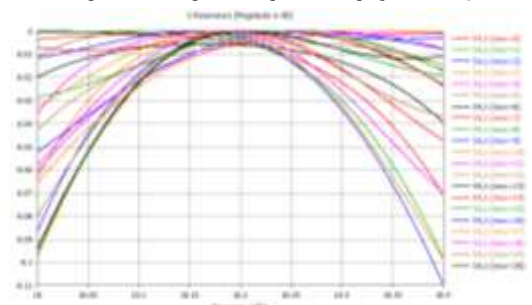
$$Z_{in3} = \frac{\left(\frac{Z_1}{Z_0}\right)^4}{\left(\frac{Z_2}{Z_0}\right)^2} \times Z_0 \quad (10)$$



شکل (۱۹). پارامترهای پراکندگی تزویج‌گر صفحه E در CST



شکل (۲۰). نمودار S_{11} تغییردهنده فاز صفحه E در CST



شکل (۲۵). توان عبوری تغییردهنده فاز صفحه E در CST

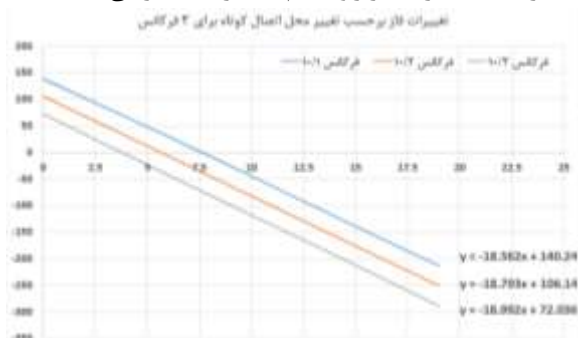
اتصال کوتاه مماس می‌تواند به علت صیقلی کامل نبودن سطوح، باعث خوردگی شده و نیز مقاومت را در سطح تماس بالا برده و به‌مرور باعث افزایش تلفات و ماهش ضریب کیفیت شود. بنابراین ترجیح داده می‌شود از اتصال کوتاه فاصله‌دار استفاده شود. طراحی اتصال کوتاه فاصله‌دار، طوری باید باشد بالاترین انعکاس و کمترین نشتی میدان را در فاصله بین اتصال کوتاه و دیواره داشته باشد. همچنین باعث افزایش میدان در محل استفاده از اتصال کوتاه نگردد.

دو طرح نشان داده در شکل (۲۱)، برای حرکت اتصال کوتاه پیشنهاد شده است [۱۷-۱۵]. در این دو طرح با استفاده از یک پیستون متحرک که اتصالی به دیواره موجبر ندارد، حرکت اتصال کوتاه در داخل موجبر عملی می‌شود. در ادامه ثابت می‌شود که با تقریب خیلی خوب می‌توان همانند اتصال کوتاه در نظر گرفت.

اطمینان حاصل می‌شود که پهنای باند، فاز کامل تأمین می‌شود. برای شروع کار محاسبات فاز، نمودار تغییرات فاز S_{21} در ابتدای باند، وسط باند و انتهای باند یعنی فرکانس‌های $1.0/1$ ، $1.0/2$ و $1.0/3$ GHz را به دست می‌آوریم که در شکل (۲۴) نشان داده شده است. محور افقی تغییرات محل استاب بر حسب میلی‌متر و محور عمودی فاز S_{21} بر حسب درجه نشان داده شده است.

این نمودارهای از شبیه‌سازی حاصل شده‌اند. همان‌طور که در نمودارها مشخص است، تغییرات فاز نسبت به تغییر محل اتصال کوتاه، کاملاً خطی است. معادله خط که از برازش نقاط به‌دست آمده است نیز در شکل مشخص است.

چنانچه مبنای طراحی را فرکانس مرکزی قرار دهیم، میزان انحراف بیم در ابتدا و انتهای باند در جدول (۵) آمده است. با توجه به جدول (۵) مشخص می‌شود که حداکثر انحراف زاویه حداکثر تشعشع بیم، با افزایش فرکانس، کمتر می‌شود. با توجه به محاسبات انجام‌یافته، این تغییردهنده فاز در پهنای باند 200 MHz، زاویه حداکثر تشعشع پرتو را در انتهای پایین باند به اندازه 0.14 درجه در زاویه بیم 50 درجه و در انتهای بالای باند به اندازه 0.34 درجه در زاویه بیم 50 درجه تغییر می‌دهد.



شکل (۲۴). نمودار تغییرات فاز S_{21} تغییردهنده فاز نسبت به تغییر محل اتصال کوتاه برای ۳ فرکانس

۳-۴-۲- محدوده تغییرات فاز در فرکانس مرکزی

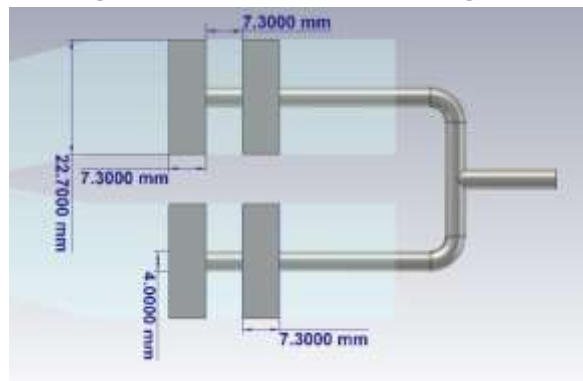
همان‌طور که در قبل بیان شد، عملکرد تغییردهنده فاز طراحی شده بر مبنای تزویج‌گر دورگه 90 درجه، با تغییر محل اتصال کوتاه، می‌باشد. یعنی با تغییر محل استاب، فاز سیگنال در پورت خروجی تغییر می‌کند. برای فرکانس مرکزی نیز رابطه تغییر فاز سیگنال خروجی نسبت به محل استاب یا اتصال کوتاه بیان شد. بر این اساس، فاز سیگنال خروجی نسبت به تغییرات محل استاب متناوب بوده و دوره تناوب آن $19/24$ میلی‌متر است. یعنی با حرکت استاب به‌اندازه $19/24$ میلی‌متر فاز کامل 360 درجه تأمین می‌شود. و همین موضوع یک مزیت عمده برای تغییردهنده فاز موردنظر است. بنابراین فاز اجزاء آرایه آنتنی موردنظر، می‌تواند بدون هیچ مشکلی تأمین شود. در شکل (۲۵)، نمودار تغییرات فاز برای فرکانس‌های ابتدایی، میانی و انتهای

چنانچه امپدانس‌ها را برحسب Z_0 نرمالیزه کنیم به نتیجه (۱۱) می‌رسیم:

$$(Z_{in3})_{normal} = \frac{(Z_1^4)_{normal}}{(Z_2^2)_{normal}} \quad (11)$$

و کلید مسئله در اینجا است. از آنجایی که Z_1 از Z_2 کوچک‌تر است، و Z_1 به توان 4 بوده و Z_2 به توان 2 رسیده است، نتیجه آن است که مقدار بالا عدد بسیار کوچکی می‌شود. به‌عنوان مثال اگر Z_1 برابر 0.1 بوده و Z_2 برابر 0.5 باشد، مقدار عبارت Z_{in3} برابر 4×10^{-4} می‌شود که عدد بسیار کوچکی است و بنابراین شرایط اتصال کوتاه با تقریب خیلی خوبی برقرار است.

حرکت پیستون می‌تواند با اتصال به یک سروو موتور دقیق و یا یک پیچ قابل تنظیم دقیق^۵، انجام پذیرد. در شکل (۲۳) نمایی از پیستون‌های متصل به هم که داخل ساختار قابلیت جابه‌جایی دارند دیده می‌شود. ابعاد پیستون‌ها $1.0 \times 22/7$ mm می‌باشد.



شکل (۲۳). نمایی از پیستون‌های متصل به هم در داخل ساختار

۳-۴-۳- بررسی عملکردی تغییردهنده‌های فاز طراحی شده

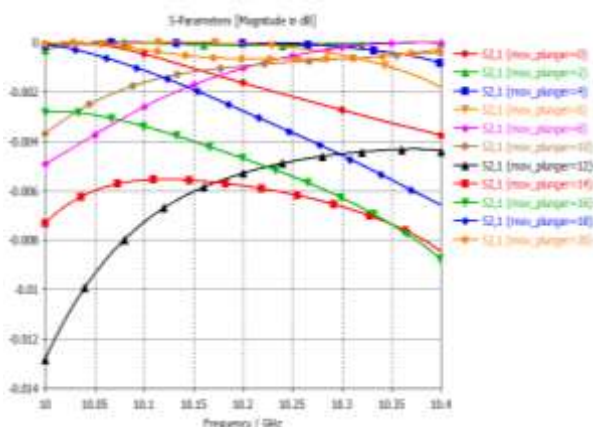
در این قسمت پارامترهای عملکردی تغییردهنده فاز بررسی می‌شود.

۳-۴-۳-۱- محاسبه انحراف فاز

یکی از پارامترهای مهم در طراحی تغییردهنده فاز، محاسبه میزان انحراف فاز تغییردهنده فاز در پهنای باند کاری می‌باشد. بدین معنی که لازم است مشخص شود، تغییردهنده فاز در طول باند فرکانسی خود، چه میزان تغییرات دارد. بدیهی است که با تغییر فرکانس، مشخصه‌های انتشاری امواج مانند ثابت فاز، طول الکتریکی و ... نیز دستخوش تغییر می‌گردند. مطلوب آن است که در پهنای باند کاری، این تغییرات باعث حداقل تغییر پرتو آرایه شود. بدین منظور، برای تغییردهنده فاز بر مبنای تزویج‌گر دورگه 90 درجه 3 dB، محاسبات میزان انحراف فاز انجام شده است.

برای تغییردهنده طراحی شده، برحسب تغییرات محل استاب، نمودارهای تغییرات فاز را به دست می‌آوریم. فرکانس بین $1.0/1$ تا $1.0/3$ GHz و میزان تغییرات استاب، $19/39$ mm می‌باشد تا این

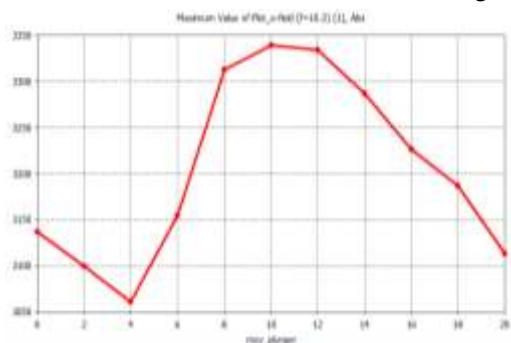
⁵ Micrometer drive



شکل (۲۷). تلفات عبوری پورت ورودی و خروجی تغییردهنده فاز یکپارچه در CST

۳-۴-۴- حداکثر توان قابل حمل با توجه به نتایج شبیه‌سازی

برای تغییردهنده فاز طراحی‌شده، نمودار حداکثر میدان تابش سیگنال ۰/۵W به‌ازای مکان‌های مختلف استاب در بازه ۱۰ تا ۱۰/۴ گیگاهرتز، که از شبیه‌سازی به‌دست‌آمده است، به‌صورت شکل (۲۸) است.



شکل (۲۸). نمودار حداکثر میدان الکتریکی داخل ساختار اثر حرکت پیستون در CST

همان‌طور که در قبل گفته شد، حداکثر توان قابل حمل، پس از نتایج شبیه‌سازی از رابطه (۲۰) به دست می‌آید:

$$P_{handling} = \frac{(E_{threshold})^2}{E_{max}} \times P_{incident}$$

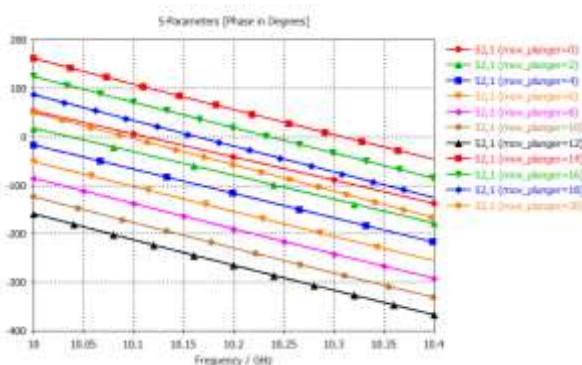
بیشترین مقدار میدان الکتریکی در بازه ۱۰ تا ۱۰/۴GHz را ۳۵۱۲۷/m برای تابش ۰/۵W می‌گیریم. بنابراین با در نظر گرفتن آستانه شکست‌های مختلف می‌توان جدول (۶) را تنظیم کرد.

همان‌طور که مشخص است، در شرایط خلأ و به‌صورت عملی می‌توان به حداکثر توان قابل حمل ۲۶۰ مگاوات رسید. لازم به ذکر است که پوشاندن سطح داخلی موجر با موادی مانند نیتريد تیتانیوم، باعث افزایش آستانه شکست در اثر میدان‌های چند صد مگاوات بر متر می‌شود که باعث افزایش حداکثر توان قابل حمل خواهد شد.

جدول (۵). میزان انحراف بیم در فرکانس ۱۰/۱GHz نسبت به ۱۰/۲GHz

اختلاف (درجه)	زاویه بیم در ۱۰/۳GHz	اختلاف (درجه)	زاویه بیم در ۱۰/۱GHz	زاویه بیم در ۱۰/۲GHz
۰	۹۰	۰	۹۰	۹۰
۰/۰۰۲	۷۹/۹۹۲	۰/۰۳	۸۰/۰۳	۸۰
۰/۰۱۵	۶۹/۹۸۵	۰/۰۶	۷۰/۰۶	۷۰
۰/۰۲۴	۵۹/۹۷۶	۰/۰۹	۶۰/۰۹	۶۰
۰/۰۳۴	۴۹/۹۶۶	۰/۱۴	۵۰/۱۴	۵۰

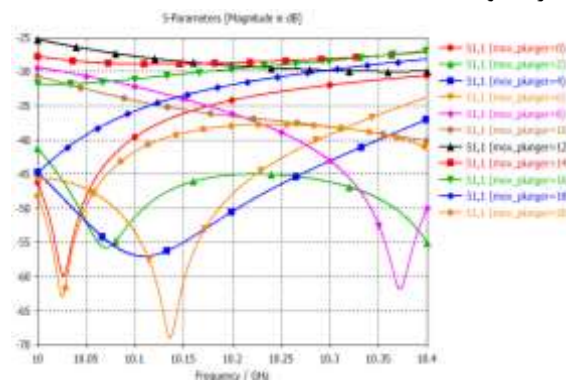
مزیت عمده دیگر این تغییردهنده آن است که تغییرات فاز نسبت به فرکانس خطی است که همین موضوع یک برتری عمده نسبت به تغییردهنده‌های دیگر مانند تغییر فاز دهنده‌های بر مبنای قطبی‌کننده دایروی است.



شکل (۲۵). نمودار تغییرات فاز خروجی در اثر حرکت پیستون در CST

۳-۴-۳- تلفات برگشتی و عبوری

با توجه به شکل‌های نشان داده شده در شبیه‌سازی‌ها با نرم‌افزارهای CST، چنانچه تلفات برگشتی را منفی S_{11} و توان عبوری را برابر S_{21} تعریف کنیم، با توجه به شکل‌های (۲۶) و (۲۷) دیده می‌شود که برای پهنای باند ۲۰۰MHz حدافل تلفات برگشتی ۲۵dB و حدافل توان عبوری ۰/۰۰۷dB می‌باشد که بسیار مطلوب است.



شکل (۲۶). نمودار S_{11} سیستم تغییردهنده فاز یکپارچه در CST

۴- نتیجه گیری

در این مقاله، اصول کارکرد تغییردهنده فاز بر مبنای تزویج گر دورگه ۹۰ درجه برای صفحات E و H، بیان شد. مزیت‌هایی که این تغییردهنده دارد، پهنای باند ۴۰۰MHz در فرکانس مرکزی ۱۰/۲GHz، تلفات برگشتی بالا (S_{11}) کمتر از ۲۵dB (-)، خطی بودن تغییرات فاز نسبت به فرکانس، محدوده کامل ۳۶۰ درجه و نیز انحراف فاز بسیار کم در پهنای باند مورد نظر می‌باشد. همچنین، عرض کم این ساختار، می‌تواند به آسانی در آرایه‌های خطی یا صفحه‌ای با اسکن خطی بکار گرفته شود. همچنین به دلیل ساده بودن ساختار و نبود موانع در مسیر حرکت امواج، افزایش میدان محلی دیده نمی‌شود. نشان داده شد که تغییردهنده فاز صفحه H نسبت به نوع صفحه E، عملکرد بهتری از نظر پهنای باند و عرض کم ساختار دارد.

۵- مراجع

- [1] David M. Pozar, Microwave Engineering, Wiley, 2012
- [2] Amrita Chakraborty and Bhaskar Gupta, "Paradigm Phase Shift", IEEE Microwave Magazine, Volume: 18, Issue: 1, Jan.-Feb. 2017
- [3] Robert E. Collin Foundations For Microwave Engineering, SECOND EDITION, Wiley, 2001
- [4] H.J. Riblet, "A Mathematical Theory of Directional Couplers", Proceedings of the IRE, Volume: 35, Issue: 11, November 1947
- [5] H.J. Riblet; T.S. Saad, "A New Type of Waveguide Directional Coupler", Volume: 40, Issue: 2, February 1948
- [6] Henry J. Riblet, "The Short-Slot Hybrid Junction", Proceedings of the IRE, Volume: 40, Issue: 2, Feb. 1952
- [7] Jorge A. Ruiz-Cruz, José R. Montejo-Garai et al., "Design of Riblet-Type Couplers for Ka Band Applications", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007
- [8] Jorge A. Ruiz-Cruz, "Short-slot E- and -plane waveguide couplers with an arbitrary power division ratio", International Journal of Electronics, 2011
- [9] Koichi Kuroiwa & Alvaro Gonzalez, Short-slot Hybrid Coupler Using Linear Taper in W-band, J Infrared Milli Terahz Waves, 2013
- [10] A. A. Sarhan, M. Tayarani, H. Oraizi, N. Ghadimi, I. Hamidi, "Optimized Broad Band Riblet Short-Slot Waveguide Coupler for X-Band Applications", International Journal of Scientific & Engineering Research, 2013
- [11] Yi-Ming Yang, Cheng-Wei Yuan & Zhang Qiang, "Simulation Investigation of Novel Waveguide Phase Shifters for High Power Applications", Communications in Computer and

جدول (۶). حداکثر توان قابل حمل به‌زای آستانه‌های مختلف شکست

جنس محیط داخل ساختار	آستانه شکست الکتریکی (Mv/m)	حداکثر توان قابل حمل (MW)
هوا	۲	۰/۱۶
هوا	۳	۰/۳۶
ترکیب گاز SF ₆ و نیتروژن	۱۴/۵	۸/۵
خلأ (سخت‌گیرانه)	۵۰	۱۰۱
خلأ (عملی)	۸۰	۲۶۰
خلأ (تئوری)	۱۰۰	۴۰۵

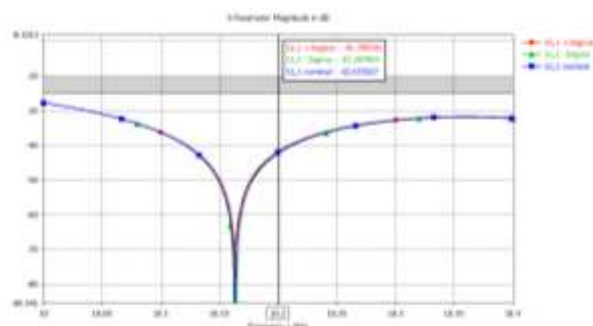
۳-۴-۵- آنالیز حساسیت و بهره

برای تغییردهنده فاز شبیه‌سازی شده، با توجه به پارامترهای نشان داده شده در شکل (۱۰)، در نرم‌افزار CST تحلیل حساسیت برای فرکانس ۱۰/۲GHz، انجام شد. برای قسمت‌های مختلف شکل (۱۰)، تغییرات طول و عرض در نظر گرفته شد. همچنین جابه‌جایی پیستون‌ها با پارامتر mov تعریف شد. نتایج در جدول (۷) نشان داده شده است.

جدول (۷). نتایج آنالیز حساسیت

	$d S_{11} $	$d S_{21} $	$d(\arg(S_{21}))$
dx_{L2}	-1.2e-5	4e-7	8.9e-4
dy_{L2}	-1.3e-4	5.7e-6	1.5e-2
dx_{L3}	6.6e-6	9.2e-8	4e-4
dy_{L3}	2.6e-6	3.7e-8	1.6e-4
dx_{L4}	6.8e-4	1.6e-5	6.1e-2
dy_{L4}	2.9e-4	1.18e-5	3.9e-2
dx_{L5}	1.3e-16	2.4e-16	-6.4e-15
dx_{L7}	2.5e-17	-3.4e-16	-2.9e-15
dy_{L7}	3.2e-16	3.6e-17	-1.2e-15
dy_{L8}	2.3e-17	2.5e-17	1.8e-14
$d(mov)$	6.12e-4	6.7e-2	18.76

همچنین آنالیز بهره^۶ برای S_{11} کمتر از ۲۵db با انحراف معیار ۰/۱mm (دقت ساخت) و توزیع گوسی، در شکل (۲۹) نشان داده شده است.



شکل (۲۹). نتایج آنالیز بهره

دیده می‌شود که با رواداری^۷ ۰/۱mm (دقت ساخت)، تغییری در تلفات برگشتی دیده نمی‌شود.

^۶ Yield analysis

^۷ Tolerance

- [18] Koichi Kuroiwa, Alvaro Gonzalez et al., "Short-slot Hybrid Coupler Using Linear Taper in W-band", *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* volume 34, pages 815–823, 2013
- [19] K. Chang, *Encyclopedia of RF And Microwave engineering*, Wiley Interscience, 2005
- [20] Herbert J Reich, *Microwave principles*, The Van Nostrand series in electronics and communications, 1957
- [21] J. Reed; G.J. Wheeler, "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques* (, Volume: 4, Issue: 4, October 1956
- [22] S.B. Cohn; R. Levy, "History of Microwave Passive Components with Particular Attention to Directional Couplers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* , Volume: 32, Issue: 9, Sep 1984
- [23] Nanak Chand Bhagat, *Design Considerations Relating To Directional Couplers*, A Thesis Submitted For The Degree Of Doctor Of Philosophy Of The University Of London, 1968
- Internal Report no. 280, pp. 1-25 (1988).
- Information Science book series (CCIS, volume 645), 2016
- [12] Jun-Ho Choi and Yong-Hoon Kim, "A High-Power Waveguide Phase Periodic RF Chokes for Subgigawatt Shifter With Nanopulse Transmission", *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2016
- [13] Lucas Polo-López; J. L. Masa-Campos; Jorge A. Ruiz-Cruz, "Design of a reconfigurable rectangular waveguide phase shifter with metallic posts", *47th European Microwave Conference (EuMC)*, 2017
- [14] Jorge A. Ruiz-Cruz, et al., "Short-slot E- and H-plane waveguide couplers with an arbitrary power division ratio", *International Journal of Electronics*, Vol 98 (1), pp. 11-24, 2011
- [15] Antti V. Raisanen; Michael K. Brewer, "Theory and Design of Non-Contacting Millimeter Waveguide Backshorts", 1981 11th European Microwave Conference, 07-11 September 1981
- [16] A.A.R. Kerr, "An adjustable short-circuit for millimeter waveguides," *National Radio Astronomy Observatory, Electronics Division Internal Report no. 280*, pp. 1-25, 1988
- [17] Vladimir BILIK, Jan BEZEK, "Analysis of Modes in Rectangular-Waveguide Noncontacting Shorting Plunger", *Physics*, 2006