طراحی و ساخت تغییر فازدهنده سه بیتی دیودی با میکرواستریپ در فرکانس 9.3 GHz و نتایج ساخت

فروهر فرزانه
استادیار

ابوالقاسم زیدآبادی نژاد
دانشجوی دکترای مخابرات

دانشکده برق، دانشگاه صنعتی شریف

چکیده

تغییر فازدهنده های نیمه هادی به دلیل وزن کم، عدم حساسیت حرارتی، مشخصه فاز قابل تکرار، سادگی مدار محرك و سرعت سوئیچینگ زیاد بر تغییر فازدهنده های فریتی برتری دارند. علاوه بر این می توان از تکنولوژی مدارهای مجتمع برای تولید اتوماتیك آنها استفاده کرد. تاکنون ساخت تغییر فازدهنده دیودی میکرواستریپی تا باند C و نوع استریپ لاین در باند X و به صورت MMIC با FET در باند K صورت گرفته است. در این مقاله طراحی و ساخت یك تغییر فازدهنده سه بیتی PINدیودی با میکرواستریپ در فرکانس 9.3 GHz ارائه می گردد.

Design and Construction of A PIN Diode 3-Bit Phase Shifter in 9.3GHz with Microstrip and Test Results

F. Farzaneh
Assistant Professor

A. Zeidaabadi
Ph.D Student

Sharif University of Technology

Abstract:

The PIN diode phase shifters possess important advantages over ferrite devices; amomg these are light weight, temperature stability, repeatable insertion phase characteristics, simple driver requirements, and high switching speed. Furthermore production techniques can borrow heavily from integrated circuit technology with high degree of automation. At present construction of microstrip diode phase shifters upto C-band, with stripline in X-band, and MMIC FET in K-band has been reported. In this paper design and construction of a PIN diode 3-bit phase shifter with microstrip in 9.3 GHz is presented.

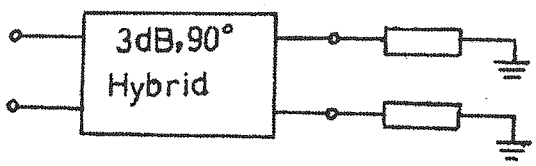
۱ـمقدمه

در کاربردهای آنتن آرایه فازی برای ادوات هوایی از قبیل هواپیما و موشک، تغییر فازدهنده های نیمه هادی به دلیل وزن کم، عدم حساسیت به درجه حرارت، مشخصه های فاز قابل تکرار، سادگی مدار محرک، و سرعت سوئیچینگ زیاد بر تغییر فاز دهنده های فریتی برتری دارند [۴]. علاوه بر این می توان از تکنولوژی مدارهای مجتمع برای تولید اتوماتیک آنها استفاده کرد. در مرجع [۵] نتایج ساخت یک تغییر فازدهنده سه بیتی با FET و تکنولوژی MMIC در فرکانس 17.5GHz با ابعاد 1.8mm x 6.4mm توسط Aditya K Gupta و سایرین ارائه شده است. تغییر فازدهنده های PIN دیودی میکرواستریپی ساخته شده [۷ و۶ و ۳ و ۲ و ۱] تا فرکانس های باند C می باشند. در مرجع [۴] ساخت تغییر فازدهنده سه بیتی PIN دیودی در باند X با استریپ لاین ارائه شده است. در این مقاله نتایج طراحی و ساخت یک تغییر فازدهنده سه بیتی PIN دیودی در فرکانس 9.3GHz با استفاده از میکرواستریپ ارائه می گردد. در این زمینه مداری ساخته شده که در آن دیودها و خازن های کوپلاژ DCدارای بسته بندی بوده و ابعاد مدار 6 Cm × 14 Cm می باشد.

۲ـتئوری

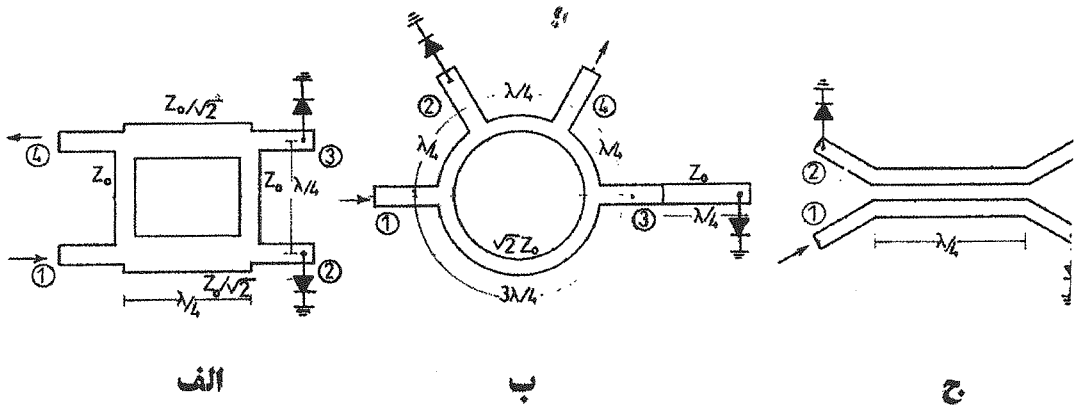
۲-۱ـمدار تغییر فازدهنده با تزویج کننده هیبرید ۹۰درجه 3 dB

از چندین شکل مختلف برای مدار تغییر فازدهنده استفاده می شود. اما استفاده از تزویج کننده هیبرید ۹۰ درجه ۳dB با پایانه های منعکس کننده دیودی مانند شکل (۱) کاربرد بیشتری دارد [۱] .مزایای این مدار این است که از حداقل تعداد دیود (دو تا به ازای هر بیت فاز) استفاده می کند. عملکرد آن همپاسخ است و هر تغییر فاز تفاضلی دلخواه با طراحی مناسب مدار پایانه قابل حصول است.



شکل (۱) تغییر فازدهنده انعکاسی با تزویج کننده هیبرید

حداقل سه نوع مدار مختلف برای تحقق تزویج کننده هیبرید ۹۰ درجه ۳dB وجود دارد که عبارتند از: هیبرید شاخه ای، Rat Race، و تزویج کننده موج برگشتی[1] که در شکل (۲) نشان داده شده اند. در این قسمت هر یک را به طور مختصر توضیح می دهیم.



شکل (۲) تغییر فازدهنده یك بیتی با استفاده از تزویج کننده هیبرید ۹۰ درجه ۳dB

الف) هیبرید شاخه ای

ب) Rat Race

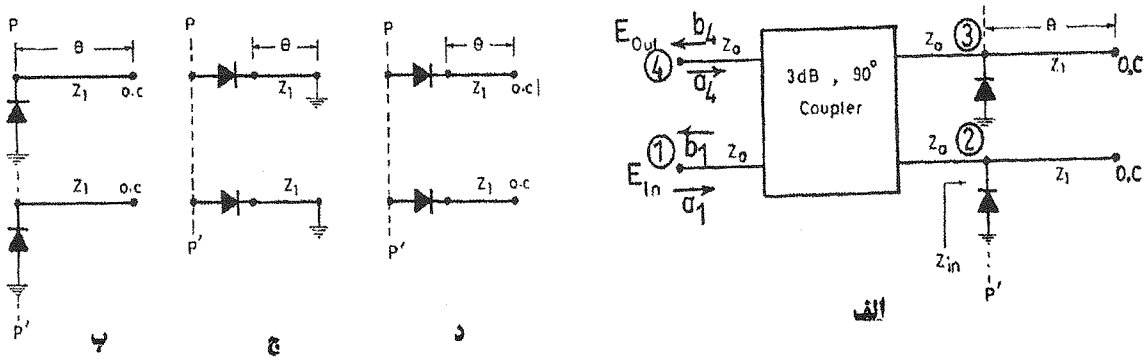
ج) تزویج کننده موج برگشتی

مزیت تزویج کننده شاخه‌ای اینست که در یک صفحه تحقق می‌یابد و با میکرواستریپ قابل ساخت است. چون باید هم اختلاف فاز ۹۰ درجه و هم تزویج ۳dB را ایجاد کند و از دهانه‌های ورودی و خروجی تطبیق امپدانس داشته باشد، پهنای باند آن به ۵% تا ۱۰% محدود می‌شود. عیب تزویج کننده شاخه‌ای این است که در یک سیستم ۵۰ Ω دو بازوی آن امپدانس مشخصه ۳۵ Ω دارند که پهنای خط زیاد می‌شود و در فرکانس بالا عرض خط با طول آن قابل مقایسه می‌شود، در نتیجه محل تقاطع دو خط را نمی‌توان به صورت اتصال ساده دو خط انتقال مدل کرد، بلکه محل اتصال خود به صورت شبکه پیچیده‌ای مدل می‌شود.

Rat Race به طور اکید یک هیبرید نیست. چون دو دهانه خروجی ۳dB آن ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند نه ۹۰ درجه اما اختلاف فاز لازم به طور ساده‌ای با تغییر صفحه مرجع یکی از دهانه‌ها به اندازه ۹۰ درجه حاصل می‌شود. مزیت آن برای تغییر فازدهنده‌های فرکانس بالا این است که امپدانس مشخصه‌های لازم برای ساخت تزویج کننده ۷۰/۷Ω و ۵۰ Ω هستند و مسئله پهنای زیاد خط که در هیبرید شاخه‌ای ذکر شد وجود ندارد.

تزویج کننده موج برگشتی [۱] دارای بیشترین پهنای باند است ،چون از نظر تئوری تزویج ۳dB و ۹۰ درجه اختلاف فاز و تطبیق امپدانس مستقل از فرکانس هستند. اما ساخت این تزویج کننده به دلیل تزویج زیاد ۳dB با میکرواستریپ امکان‌پذیر نیست.

برای مدارهای سوئیچ کننده پایانه‌های انعکاسی مدار هیبرید هم اشکال مختلفی وجود دارد [۲]. برخی از این مدارها در شکل (۳) نشان داده شده‌اند.



شکل (۳) انواع مختلف پایانه‌های انعکاسی

دیودها را می‌توان سری یا موازی بست و انتهای خط انتقال پشت دیود را می‌توان مدارباز یا اتصال کوتاه کرد. با توجه به شکل (۳-ب) امپدانس دیده شده از صفحه pp' در حالتی که دیودها با یاس مستقیم هستند برابر است با:

$$Y_{inf} = G_f + jB_f + jY_1 \tan\theta \qquad (۱)$$

که در آن Y1 ادمیتانس مشخصه خط و Gf+jBf ادمیتانس دیود در حالت بایاس مستقیم می باشند. اگر نسبت به ادمیتانس مشخصه خط اصلی Y0 نرمالیزه کنیم، داریم:

$$y_{inf} = g_f + jb_f + jy_1 \tan\theta \qquad (۲)$$

و ضریب انعکاس در صفحه pp' برابر است با:

$$\Gamma_f = \frac{(1-g_f) - j(b_f + y_1 \tan\theta)}{(1+g_f) + j(b_f + y_1 \tan\theta)} \qquad (۳)$$

به طور مشابه در حالت با یاس معکوس دیودها داریم:

$$\Gamma_r = \frac{(1-g_r) - j(b_r + y_1 \tan\theta)}{(1+g_r) + j(b_r + y_1 \tan\theta)} \qquad (۴)$$

که در آن Gr+jBr ادمیتانس دیودها در بایاس معکوس و gr+jbr ادمیتانس نرمالیزه نسبت به Y0 می باشد.

با توجه به شکل (۳-الف) و ماتریس S هیبرید به صورت زیر:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 & -1/\sqrt{2} \\ -1/\sqrt{2} & 0 & 0 & -j/\sqrt{2} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \qquad (۵)$$

و با توجه به پایانه ها در دهانه های ۲ و ۳ داریم:

$$a_2 = \Gamma_{f,r}\, b_2 \quad \text{و} \quad a_3 = \Gamma_{f,r}\, b_3 \qquad (۶)$$

که در آن $\Gamma_{f,r}$ ضریب انعکاس در دو حالت بایاس دیود می باشد.

از ترکیب روابط (۵) و (۶) به دست می آوریم:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\Gamma_{f,r} \\ j\Gamma_{f,r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_4 \end{bmatrix} \qquad (۷)$$

یعنی رابطه میدان الکتریکی خروجی Eout و میدان الکتریکی ورودی Ein دو حالت بایاس به صورت زیر است:

$$E_{outf} = j\Gamma_f E_{in} \qquad (۸)$$

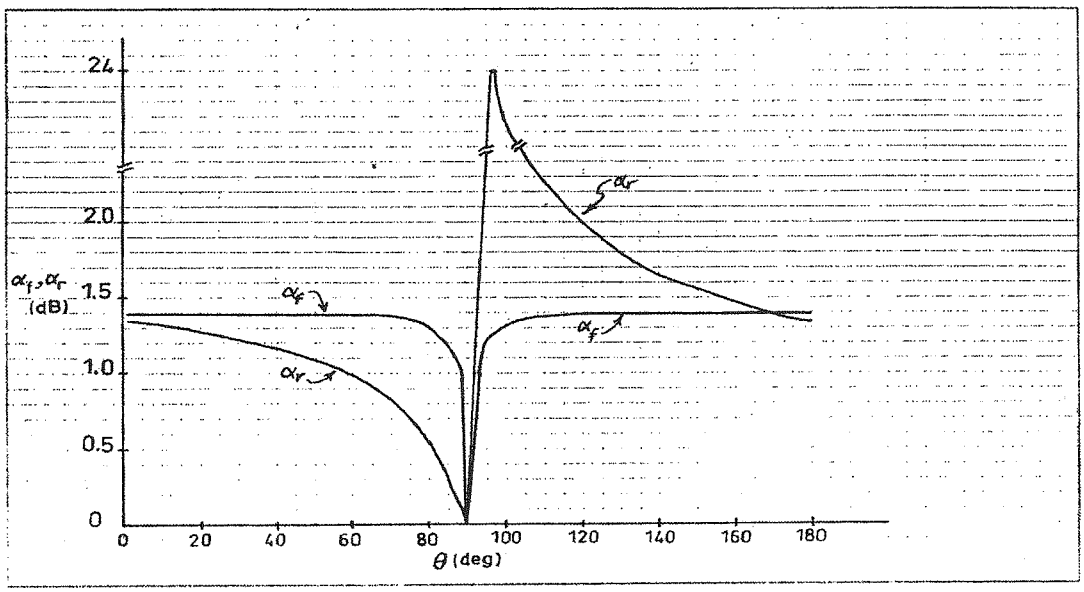
$$E_{outr} = j\Gamma_r E_{in} \qquad (۹)$$

بنابر این افت عبوری در دو حالت بایاس برابر است با:

$$\alpha_f = 10 \log_{10}\left[\frac{(1+g_f)^2 + (b_f + y_1 \tan\theta)^2}{(1-g_f)^2 + (b_f + y_1 \tan\theta)^2}\right] \qquad (۱۰)$$

$$\alpha_r = 10 \log_{10}\left[\frac{(1+g_r)^2 + (b_r + y_1 \tan\theta)^2}{(1-g_r)^2 + (b_r + y_1 \tan\theta)^2}\right] \qquad (۱۱)$$

مشخصه های αf و αr به صورت تابعی از θ برای یک دیود PIN با مشخصات Rs = ۲/۵ Ω و C_j= ۱/۳PF و R_{jf}= ۱/۵ Ω و Rjr= ۱۰۰Ω در فرکانس ۹/۳ GHZ با فرض Z_l= ۱۲۰Ω شکل (۴) نشان داده شده اند.



شکل (۴) مشخصه افت عبوری αf و αr به صورت تابعی از θ

برای آن که افت عبوری در دو حالت بایاس یکسان باشد باید داشته باشیم:

$$|\Gamma_r| = |\Gamma_f| \qquad (۱۲)$$

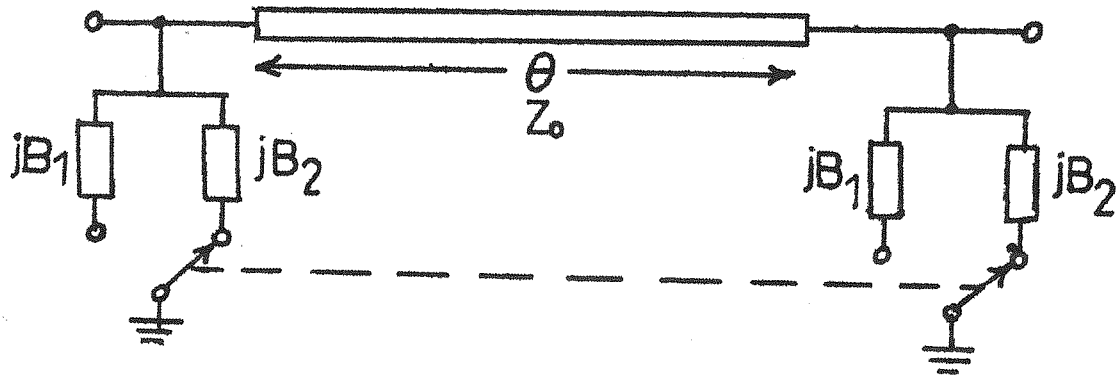
با بهینه سازی طول الکتریکی θو ادمیتانس مشخصه y_1به $\Delta\Phi$ مطلوب همراه با حداقل افت عبوری و افت برگشتی می رسیم. با توجه به شکل (۴) در شرایط یکسان بودن افت عبوری در دو حالت بایاس، برای چنین دیودی افت عبوری ۱/۴ dB می باشد.

اختلاف فاز بین دو حالت با یاس در میدان الکتریکی خروجی برابر است با:

$$\Delta\phi = \angle \Gamma_r - \angle \Gamma_f \qquad (۱۳)$$

۲-۲-تغییر فاز دهنده خط بار شده (Loaded Line)

در این نوع تغییر فاز دهنده دو سر طول مشخصی از خط انتقال در مسیر عبور سیگنال به وسیله دو ادمیتانس مطابق شکل (۵) بار می شود. ماتریس ABCD مجموعه گویای خصوصیات این تغییر فاز دهنده است.



شکل (۵) تغییر فاز دهنده خط بار شده (Loaded Line)

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_o \sin\theta \\ jY_o \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos\theta - BZ_o \sin\theta & jZ_o \sin\theta \\ j(2B\cos\theta - Y_o \sin\theta - B^2 Z_o \sin\theta) & \cos\theta - BZ_o \sin\theta \end{bmatrix} \qquad (۱۴)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + Y_o B + Z_o C + D} = \frac{1}{(\cos\theta - BZ_o \sin\theta) + j\left(BZ_o \cos\theta + \sin\theta - B^2 \frac{Z_o^2}{2} \sin\theta\right)} \qquad (۱۵)$$

$$\angle S_{21} = -\tan^{-1}\left(\frac{BZ_o \cos\theta + \sin\theta - B^2 Z_o^2/2 \sin\theta}{\cos\theta - BZ_o \sin\theta}\right) \qquad (۱۶)$$

که B می تواند B_1 یا B_2 باشد. چون مدار بی اتلاف فرض شده است داریم:

$$|S_{11}| = \sqrt{1 - |S_{21}|^2} \qquad (۱۷)$$

اختلاف فاز بین دو حالت سوئیچ برابر است با:

$$\Delta\phi = \angle S_{21}|_{B=B_1} - \angle S_{21}|_{B=B_2} \qquad (۱۸)$$

در حالت $\theta = 90^\circ$ داریم:

$$\Delta\phi\ (\theta = 90^\circ) = \tan^{-1}\left(\frac{2 - B_1^2 Z_0^2}{2B_1 Z_0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{2 - B_2^2 Z_0^2}{2B_2 Z_0}\right) \qquad (۱۹)$$

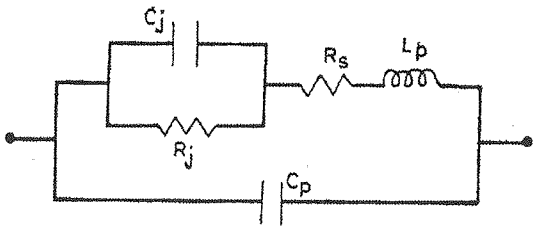
افت عبوری این تغییر فاز دهنده برابر است با:

$$\alpha(\mathrm{dB}) = 20 \log_{10}\left(\frac{1}{|S_{21}|}\right) \qquad (۲۰)$$

پهنای باند تغییر فاز دهنده خط بار شده تقریباً ۱۰٪ تا ۲۰ ٪ می‌باشد و برای آن که تطبیق امپدانس خوبی داشته باشیم، اندازه سوسپتانس‌ها باید کوچک باشد. در نتیجه در عمل فقط اختلاف فازهای کم تا ۴۵ درجه به ازای یک زوج عنصر قابل حصول است و چون در دو حالت با یاس دیودهای عمل کننده به عنوان سوئیچ نمی‌توان تطبیق امپدانس داد. این تغییر فازدهنده برای تغییر فازهای بزرگ مناسب نیست [۳].

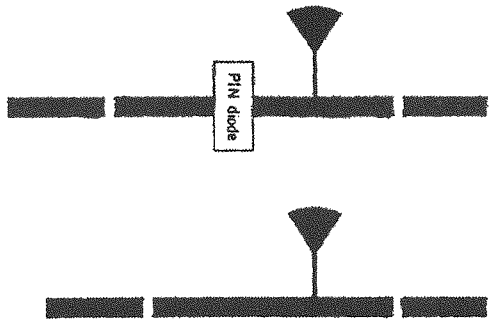
۳ـ برآورد عناصر مدل دیود PIN و خازن کوپلاژ DC با اندازه‌گیری

مدار معادل دیود PIN در شکل (۶) نشان داده شده است. در فرکانس‌های بالا دیود PIN در دو حالت



شکل (۶) مدار معادل دیود PIN

بایاس به صورت دو امپدانس Z_f و Z_r عمل می‌کند، که با حالت ایده‌آل اتصال کوتاه و مدار باز تفاوت دارند. برای طراحی تغییر فاز دهنده داشتن عناصر مدار معادل ضروری است. دیود PIN مورد استفاده ما دارای بسته‌بندی جبران سازی شده ویژه‌ای است، که عناصر پارازیتی آن (Lp و Cp) تقریباً حذف شده‌اند، ولی در برگه اطلاعات آن مقادیر عناصر مدار معادل وجود ندارد. بنابر این با اندازه‌گیری پارامتر S_{21} به صورت دامنه و فاز روی باند فرکانسی مورد نظر مقادیر عناصر را برآورد کرده‌ایم. برای این کار دو مدار مشابه مانند شکل (۷) با کانکتورهای یکسان یکی با دیود، دیگری بدون دیود ساخته شد.



شکل (۷) طرح مدار چاپی مدار اندازه گیری پارامتر S_{21} دیود PIN

طول مدار بدون دیود به اندازه طول دیود از مدار با دیود کوتاهتر بود و به عنوان مرجع برای کالیبراسیون به کار می‌رود. نتایج اندازه‌گیری مقادیر زیر را برای عناصر مدار معادل پیشنهاد می‌کند.

$R_s = 0.5\,\Omega$

$C_j = 0.9\,pF$

$R_{jf} = 1.5\,\Omega$

$R_{jr} = 100\,\Omega$

$L_P \sim 0$

$C_P \sim 0$

نظیر این مقادیر ضریب انعکاس دو سر دیود در دو حالت بایاس مستقیم و معکوس روی امپدانس ۵۰Ω در فرکانس ۹/۳ GHZ برابر است با:

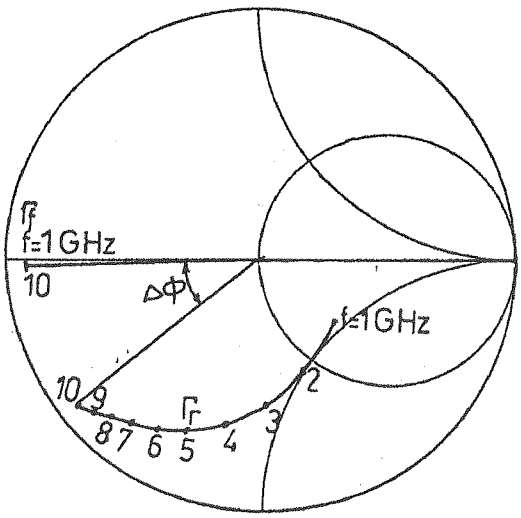
$\Gamma_f = 0.923 \angle -169/9$

$\Gamma_r = 0.871 \angle -139.9^\circ$

و اختلاف فاز بین دو حالت با استفاده از رابطه (۱۳) با فرض $\theta = 0$ برابر است با:

$$\Delta\phi = \angle\Gamma_r - \angle\Gamma_f = -39.8^\circ \qquad (۲۱)$$

رفتار این دیود روی باند فرکانسی ۱۰-۱ GHz به صورت نمودار اسمیت امپدانس با فرض $Z_0 = ۵۰\Omega$ در شکل ۸ نشان داده شده است.



شکل (۸) رفتار دیود PIN روی نمودار اسمیت امپدانس

افت عبوری α_f و α_r این دیود با استفاده از روابط (۱۰) و (۱۱) برابر است با:

$$\alpha_f = 0.7 \text{ dB}$$

$$\alpha_r = 1.2 \text{ dB}$$

بنابر این با توجه به رابطه (۲۱) روی امپدانس ۵۰ Ω در تغییر فازدهنده نوع انعکاسی، تغییر فاز $\Delta\phi = ۳۹/۸^\circ$ در فرکانس کار حاصل می‌شود. برای رسیدن به تغییر فازهای بزرگتر از تبدیل امپدانس به صورت tapering استفاده می‌کنیم.

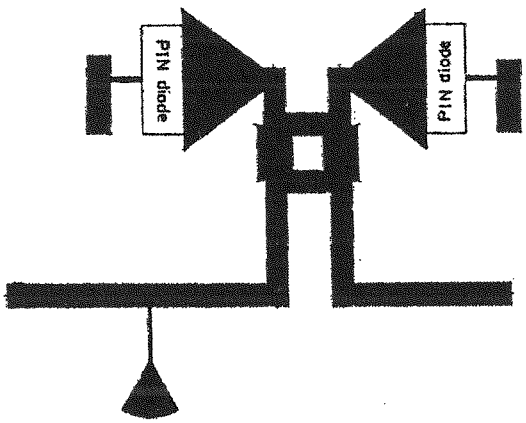
با اندازه‌گیری‌های مشابه خازن‌های کوپلاژ DCرا به صورت مدار RLCسری با مقادیر $L=۰/۱۵nH, C=۱pF$، و $R=۳\ \Omega$ مدل کرده‌ایم. افت عبوری خازن برابر است با:

$$\alpha\ (\text{dB}) = 20 \log_{10}\left|1 + \frac{Z}{2Z_0}\right| = 0.3 \text{ dB} \qquad (۲۲)$$

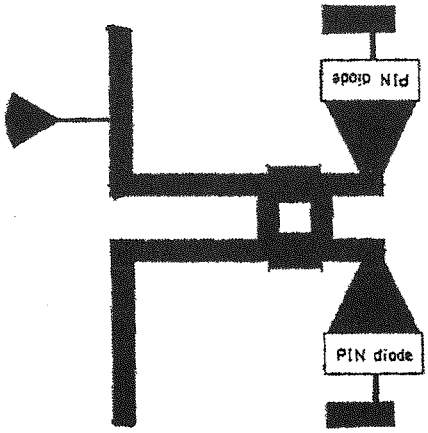
که در آن $Z_0 = ۵۰\Omega$ و Z امپدانس خازن در فرکانس ۹/۳ GHz برابر است با $Z = ۳ - j\,۸/۴\Omega$.

٤ـ طراحی تغییر فازدهنده سه بیتی

به منظور طراحی تغییر فاز دهنده سه بیتی میکرواستریپی با دیود PIN در فرکانس ۹/۳ GHz روی زیر لایه با $\varepsilon_r = ۲/۳۳$ و $h = ۰/۷۶۱mm$ تغییر فاز دهنده‌های ۱۸۰ درجه و ۹۰ درجه از نوع انعکاسی با هیبرید شاخه‌ای ۹۰° و ۳ dB مطابق شکل‌های (۹) و (۱۰) طراحی شده‌اند.



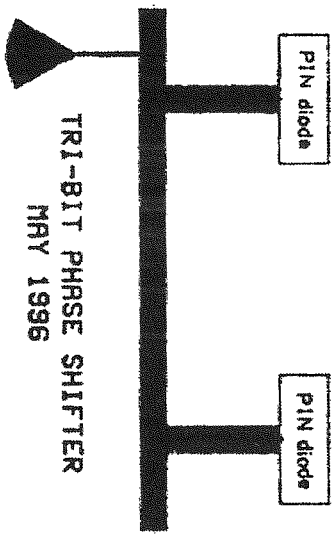
شکل (۹) طرح مدار چاپی تغییر فاز دهنده ۱۸۰ درجه



شکل (۱۰) طرح مدار چاپی تغییر فازدهنده ۹۰ درجه

taperingبین دیودهای PIN و دهانه‌های مدار هیبرید به عنوان تغییر سطح امپدانس برای حصول اختلاف فاز مطلوب استفاده شده است. چون با امپدانس ۵۰ Ω همانطور که در قسمت (۳) گفته شده اختلاف فاز بین دو حالت بایاس ۳۹/۸ درجه می‌باشد. بایاس تغییر فاز دهنده‌ها به صورت شعاعی (radial) طراحی شده که پهنای باند بیشتری دارد.

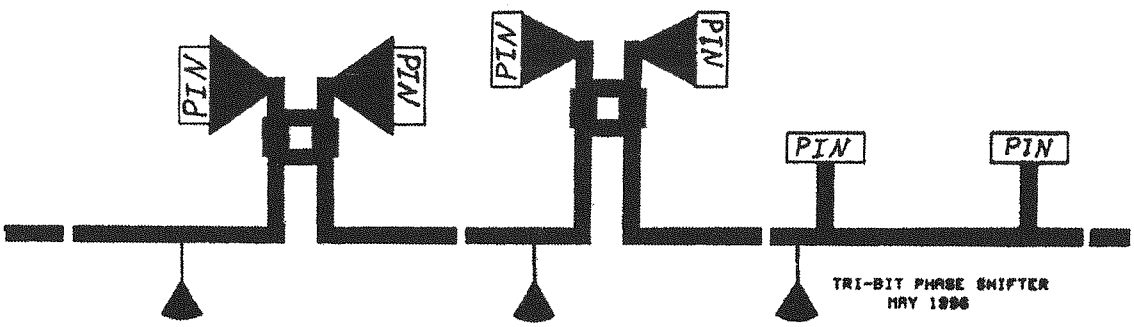
طراحی تغییر فاز دهنده ۴۵درجه از نوع خط بار شده مطابق شکل (۱۱) می باشد.



شکل (۱۱) طرح مدار چاپی تغییر فاز دهنده ۴۵ درجه

ترکیب سه بیت تغییر دهنده در شکل (۱۲) نشان داده شده است. نتایج تئوری تغییر فاز طراحی برای هشت

حالت فاز °۴۵ و °۹۰ و °۱۳۵ و °۱۸۰ و °۲۲۵ و °۲۷۰ و °۳۱۵ و حالت مرجع یا ° ۰ در شکل های (۱۳-a) تا(۱۳-g) و ستون آخر جدول (۱) داده شده است . حالت تغییر فاز ۳۱۵ درجه حاصل نشده و در بقیه هفت حالت دیگر حداکثر خطای فاز نسبت به حالت ایده‌آل حداکثر ۱۵ درجه می باشد. افت عبوری همه حالت ها روی پهنای باند ۴۰۰ MHz حول فرکانس ۹/۳ GHz حدود ۱۶ dB و افت برگشتی حدود ۱۳ dB می باشد. مشخصه های تغییر فاز روی پهنای باند مذکور به طور نسبی هموار است.



شکل (۱۲)طرح مدار چاپی تغییر فازدهنده سه بیتی

۵- اندازه‌گیری پارامترهای تغییر فازدهنده سه بیتی ساخته شده

نتایج اندازه‌گیری هشت حالت بایاس DC تغییر فاز دهنده سه بیتی در جدول (۱) داده شده است و مشخصه های فاز هشت حالت در شکل (۱۳) با مقادیر تئوری مقایسه شده‌اند. از نتایج اندازه‌گیری در فرکانس مرکزی به تغییر فازهای °۰ و °۳۰ و °۱۲۰ و °۱۳۵ و °۱۶۰ و °۲۱۰ و °۲۵۵ ست یافته‌ایم و مشخصه های تغییر فاز به طور نسبی هموار است و افت عبوری به طور متوسط حدود ۱۶dB و افت برگشتی به طور متوسط حدود ۱۳ dB می باشد.

۶- بحث و نتیجه‌گیری

چون ساخت مدار به صورت هیبرید صورت گرفته و خازن ها و دیودها دارای عناصر پارازیت بسته بندی (package) بوده‌اند . همچنین اثرات لحیم‌کاری روی این عناصر را باید در نظر داشت .با تغییر عناصر به R_s=۲/۵Ω و C_j= ۱۳PF نتایج عملی توجیه می شود بنا به شکل (۴) چنین دیودی به طور ذاتی ۱/۴dB افت دارد. علاوه بر این چهار عدد خازن کوپلاژ DC به کار رفته که هر کدام همانطور که در قسمت (۳) نشان داده شده حدود ۰/۳ dB افت عبوری دارند. از طرفی برای مدار هیبرید ۳ dB تقسیم توان، ۹۰ درجه اختلاف فاز، وتطبیق امپدانس هر سه ضروری می باشد و در حالت ایده‌آل ماتریس S آن به صورت زیر است:

$$[S]=\begin{vmatrix} 0 & 0.707\angle -90^\circ & 0 & 0.707\angle 180^\circ \\ 0.707\angle -90^\circ & 0 & 0.707\angle 180^\circ & 0 \\ 0 & 0.707\angle 180^\circ & 0 & 0.707\angle -90^\circ \\ 0.707\angle 180^\circ & 0 & 0.707\angle -90^\circ & 0 \end{vmatrix} \quad (۲۳)$$

در فرکانس های بالا تحقق هر سه خواسته فوق عملی نیست و با بهینه سازی باید بین آنها سازش برقرار کرد. ماتریس S مدار هیبرید میکرواستریپی طراحی شده به صورت زیر است:

$$[S]=\begin{vmatrix} 0.21\angle 86^\circ & 0.68\angle -95^\circ & 0.21\angle 175^\circ & 0.67\angle 175^\circ \\ 0.68\angle -95^\circ & 0.21\angle 86^\circ & 0.67\angle 175^\circ & 0.21\angle 1755^\circ \\ 0.21\angle 175^\circ & 0.67\angle 175^\circ & 0.21\angle 86^\circ & 0.68\angle -95^\circ \\ 0.67\angle 175^\circ & 0.21\angle 175^\circ & 0.68\angle -95^\circ & 0.21\angle 86^\circ \end{vmatrix} \quad (۲۴)$$

باتوجه به تفاوت مدار هیبرید ساخته شده با حالت ایده‌آل در باند -X به همراه افت ذاتی دیودها و افت

خازن های DC و تبدیل امپدانس به صورت tapering، همه این عوامل باعث می شوند که افت عبوری هر بیت تغییر فاز در تئوری حدود ۴dB باشد. اگر اثرات لحیم کاری و افت کانکتورها را هم به حساب بیاوریم، نتایج اندازه گیری افت عبوری قابل درک خواهد بود. مشخصه های فاز هشت حالت بایاس روی پهنای باندی حدود MHz ۴۰۰ حول فرکانس مرکزی GHz ۹/۳ مطابق طراحی هموار هستند و نتایج اندازه گیری نیز به جز حالت C همین کیفیت را نشان داده، تطابق نسبی با مقادیر طراحی شده دارند. از آنجایی که نوعاً تثبیت پارامتر فاز در فرکانس های بالای مایکروویو مشکل بوده، تغییرات آن نیز با فرکانس زیاد است، در مجموع نتایج به دست آمده در مقایسه با طراحی رضایت بخش به نظر می رسند.

زیرنویس

۱ ـ backward- wave Coupler

مراجع

[1] Joseph F. White, "Diode Phase Shifters for Array Antennas", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques Vol. MTT-22, No. 6, June 1974, pp. 658-674.

[2] Bharathi Bhat and Shiban K. Koul, "Stripline-like Transmission Lines for Microwave Integrated Circuits," WILEY EASTERN LIMTED 1989, pp. 673-680.

[3] Louis Stark, "Microwave Theory of phased-Array Antennas-A Review", Proceedings of the IEEE, Vol-62, No. 12,December 1974, pp 1686-92.

[4] Franklin G. Terrio, Ronold J. Stockton and Wayne D. Sato, "A Low Cost P-I-N Diode phase shifter for Airborne Phased-Array Antennas", IEEE Trans. Microwave Theory and Thechniques, Vol. MTT-22, No. 6, June 1974 pp 688-692.

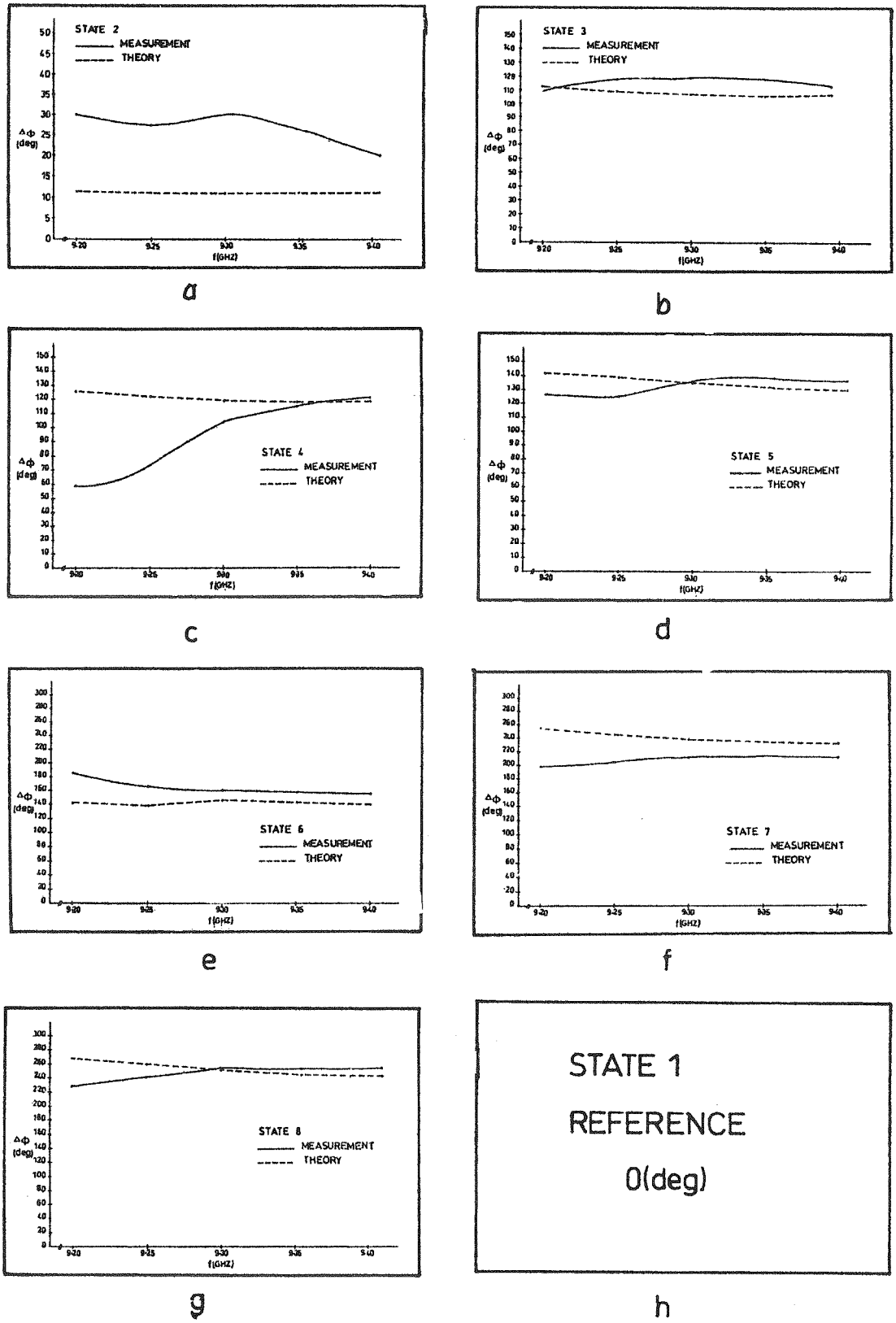
[5] Aditya K. Gupta, Errol V. Korpinen, Andy D. M. Chen and David S. Matthews, "A 17.5- GHz 3-Bit Phase-Shift Receive MMIC-Fabrication and Test Results", IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 37, No. 5, May 1990.

[6] Richard W. Burns, Russell L. Holden And Raymond Tang," Low Cost Design Techniques for Semiconductor Phase Shifter", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No. 6, June 1974 pp. 674-687.

[7] Guy D. Lynes, Gerald E. Johnson, B. E. Huckleberry and Nell H. Forrest, "Design of a Broad-Band 4-Bit Loaded Switched-Line phase shifter," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No. 6, June 1974, pp. 693-697.

حالت	f (GHz)	اندازه گیری افت عبوری dB	اندازه گیری افت برگشتی dB	اندازه گیری Δφ (deg)	تئوری Δφ (deg)
	9.20	9.5	20	0	0
۱	9.25	10.5	28	0	0
	9.30	11	14	0	0
	9.35	11.5	9	0	0
	9.40	13	9	0	0
	9.20	17	19	30	11.5
۲	9.25	16	17	27	11
	9.30	15	18	30	11
	9.35	14	11	26	11
	9.40	15	9	20	11
	9.20	26	14	109	113
۳	9.25	23	13	118	109
	9.30	20	12	119	107
	9.35	18	23	118	106
	9.40	17	14	113	107
	9.20	26	14	58	126
۴	9.25	28	12	73	122
	9.30	26	12	104	119
	9.35	23	25	115	118
	9.40	21.5	13	121	118
	9.20	14.5	12	126	142
۵	9.25	16	13	125	139
	9.30	16	10	136	135
	9.35	15	8	138	132
	9.40	15	9	136	129
	9.20	20	16	186	142
۶	9.25	20	16	165	139
	9.30	20	11	160	146
	9.35	20	8	157	143
	9.40	20	8	154	140
	9.20	14	12	198	255
۷	9.25	14.5	14	205	245
	9.30	13.5	12	211	239
	9.35	13	9	213	234
	9.40	13	10	211	231
	9.20	22	11	228	269
۸	9.25	22	13	241	260
	9.30	19.5	11	254	252
	9.35	17.5	11	253	246
	9.40	16	12	253	243

جدول (۱) نتایج اندازه گیری پارامترهای تغییر فاز دهنده سه بیتی



شکل (۱۳) مقایسه نتایج اندازه گیری فاز با تئوری آن