دانشکده مهندسی

گروه برق

پایان نامه کارشناسی

گرایش : مخابرات

عنوان:

شبیه سازی و بهینه سازی تقسیم کننده توان فورک 3-1 در مایکروویو آفیس و HFSS و مقایسه نتایج شبیه سازی با تحلیل تئوری در باند L (1-2GHz)

استاد راهنما : دکتر علیرضا شریفی

نگارش : امیر عزتی

مهر 94

فهرست مطالب

فصل اول

1.1 مقدمه ای بر تقسیم کننده های توان... 2

1.2 ماتریس پراکندگی S و خواص آن... 3

1.3 خطوط انتقال مایکرواستریپ... 10

1.4 انواع تقسیم کننده های توان 23

فصل دوم

2.1 مقدمه ای بر تقسیم کننده توان فورک... 30

2.2 تحلیل تئوری تقسیم کننده توان فورک 31

2.3 شبیه سازی تقسیم کننده توان فورک با MWO... 42

2.4 بهینه سازی 46

2.5 شبیه سازی با HFSS... 50

فصل سوم

نتیجه گیری و پیشنهادات 54

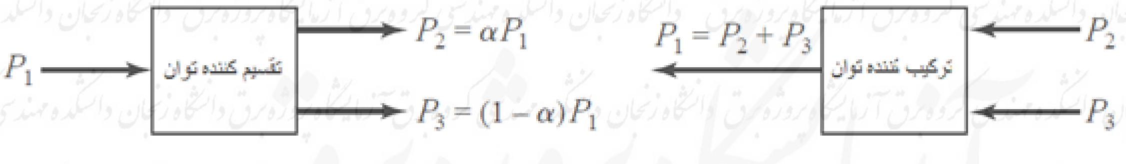
فصل چهارم

مراجع... 56

فصل اول

1.1 مقدمه ای بر تقسیم کننده های توان

تقسیم کنندهای توان و رابط های جهت دار عناصر غیرفعال مایکروویو هستند که برای تقسیم توان یا ترکیب توان به کار می روند. باتوجه به شکل 1.1 در تقسیم کننده توان سیگنال ورودی به دوسیگنال خروجی (یا بیشتر) با توان کمترتقسیم میشود. اما در ترکیب کننده های توان دو سیگنال ورودی (یا بیشتر) دریافت و با هم در پورت خروجی ترکیب می شوند. تقسیم کننده یا ترکیب کننده میتواند سه پورت و یا تعداد بیشتری پورت داشته باشد که درحالت ایده آل این پورت ها بدون تلفات هستند. شبکه سه پورتی ساختاری به شکل T و سایر تقسیم کننده ها خواهد داشت اما شبکه های چهار پورتی ساختاری به شکل هیبرید و رابط های جهت دار دارند. تقسیم کننده های توان معمولا با نسبت تقسیم یکسان (3db) سیگنال را به خروجی انتقال می دهند اما نسبت تقسیم نابرابر نیز امکان پذیر است . رابط های جهت دار میتوانند برای تقسیم توان دلخواه طراحی شوند اما اتصالات هیبریدی معمولا نسبت تقسیم توان یکسانی دارند. اتصالات هیبریدی همچنین 90 یا 180 درجه اختلاف فاز ایجاد میکنند.



شکل 1.1 تقسیم کننده و ترکیب کننده توان

تفاوت عمده بین رابط های موجبر و تقسیم کننده های توان در سال 1940 و در آزمایشگاه پرتو MIT مشخص و متمایز شد که شامل صفحات E و H در اتصالات T شکل موجبر ، رابط حفره دار

Bethe ، رابط های جهت دار چند حفره ای ، رابط Schwinger ، موجبر جادویی T و انواع رابط های مختلف با پروب های کواکسیال است.

از سال 1950 تا 1960 بسیاری از این رابط ها برای استفاده از خطوط نواری یا تکنولوژی مایکرواستریپ بازسازی شدند. افزایش استفاده از خطوط انتقال مسطح سبب گسترش انواع جدیدی از تقسیم کننده ها شد که تقسیم کننده ویلکینسون ، انشعاب خطوط هیبریدی و رابط های جهت دار خطوط کوپل شده را می توان نام برد [1]

تقسیم کننده های توان را بر اساس ویژگی های آنها به دسته های مختلفی طبقه بندی میکنند.از جمله این موارد طبقه بندی بر حسب تعداد پورت ها ، نسبت تقسیم توان ، شکل ساختار و موارد دیگر را می توان نام برد. در دسته بندی بر اساس تعداد پورت ها تقسیم کننده به عنوان شبکه ای در نظر گرفته می شود که تعدادی ورودی و خروجی دارد که برای این شبکه یک ماتریس پراکندگی S در نظر گرفته خواهد شد . به کمک ماتریس پراکندگی کمیت هایی مانند ضریب کوپلینگ ،ضریب جهت دهی و ضریب جداسازی تعریف می شود.

1.2 ماتریس پراکندگی S

حرف S از کلمه Scattering گرفته شده و به معنی پراکندگی می باشد. برای فرکانس های بالا ساده تر است که در توصیف شبکه از واژه موج استفاده کنیم تا اینکه واژه هایی چون جریان و ولتاژ را بکار ببریم چون این کار به تعریف ساده ای از صفحات مرجع می انجامد.به واسطه استفاده از واژه موج تعاریف امواج رفت و برگشت نیز به صورت عملی قابل توجیه است.[2]

ماتریس پراکندگی S رابطه بین a_i و b_i (i=1,2,....,n) را بیان میکند که میتوان آن را به صورت یک سیستم با n معادله خطی در نظر گرفت .(a_i و b_i متغیر های مستقل هستند)

به عنوان مثال شبکه دو پورتی سری شده با امپدانس Z را در نظر میگیریم (شکل 1.2) امپدانس بار و منبع تغذیه به ترتیب Z_L و Z_G می باشند. اگر Z=0 و $Z_L = Z_G$ باشد تطبیق امپدانس رخ میدهد به این معنی که بیشترین توان قابل دسترسی به بار منتقل می شود و در اینصوت $U_1=U_2=U_0/2$ می باشد (باید توجه کرد که تمامی مقادیر ولتاژ ها و جریان ها مقدار پیک آنها در نظر گرفته شده است)

امواجی که به پورت nام وارد می شود با $a=(a_1,...,a_i)$ و امواجی که از پورت nام خارج می شود با $b=(b_1,...,b_i)$ نمایش داده می شود.

برای ثابت بودن تعاریف ، ولتاژ را با $\sqrt{Z_0}$ نرمالیزه میکنیم که Z_0 در حالت کلی امپدانس مشخصه خط است و معمولا مقدار ثابت و استاندارد 50Ω برای آن در نظر گرفته می شود بطوریکه $Z_G=Z_L=Z_0$ باشد.

با توجه به توضیحات داده شده امواج a_i و b_i بصورت زیر تعریف می شوند:

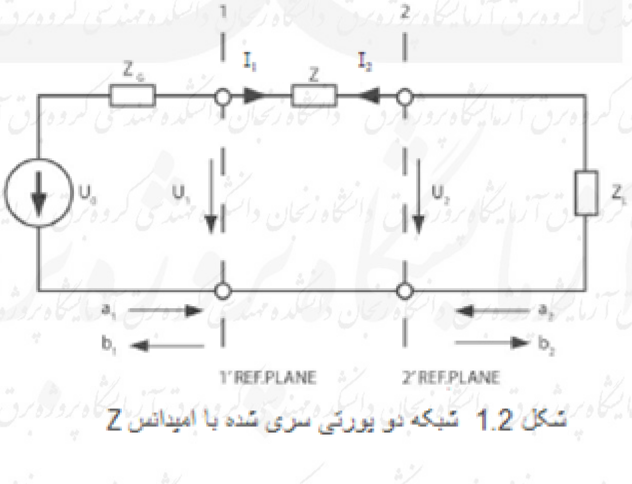
$$a_i = \frac{\text{موج برخوردی به پورت } i}{\sqrt{Z_0}} = \frac{U_{inc}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{U_0}{2\sqrt{Z_0}} \qquad b_i = \frac{\text{موج بازتابیده از پورت } i}{\sqrt{Z_0}} = \frac{U_{refl}}{\sqrt{Z_0}} \tag{1.1}$$

با درنظر گرفتن $a_i=u_0/2\sqrt{Z_0}$ و $a_i=\sqrt{Z_0}\, I_{inc}$ داریم :

$$a_i=\frac{U_0+I_iZ_0}{2\sqrt{Z_0}} \qquad b_i=\frac{U_0+I_iZ_0}{2\sqrt{Z_0}} \tag{1.2}$$

$$U_i = U_{inc} + U_{refl} = \sqrt{Z_0}\,(a_i + b_i) \tag{1.3}$$

$$I_i=\frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_i - b_i) = \frac{U_{refl}}{Z_0} \tag{1.4}$$



شکل 1.2 شبکه دو پورتی سری شده با امپدانس Z

ماتریس پراکندگی S رابطه بین a_i و b_i (i=1,2,....,n) را بیان میکند که میتوان آن را به صورت یک سیستم با n معادله خطی در نظر گرفت که برای یک شبکه دو پورتی این روابط به صورت زیر خواهد بود:

$$b_1=S_{11}a_1+S_{12}a_2 \quad (1.5)$$

$$b_2=S_{21}a_1+S_{22}a_2$$

و فرم ماتریسی روابط فوق بصورت b=Sa می باشد و معنی فیزیکی هر یک از پارامتر های ماتریس پراکندگی S به صورت زیر است:

S_{11} : ضریب انعکاس ورودی زمانی که خروجی شبکه با بارمنطبق مختوم شده است ($a_2=0$)

S_{12} : انتقال معکوس از پورت 2 به پورت 1

S_{21} : انتقال پیشرو از پورت 1 به پورت 2

S_{22} : ضریب انعکاس خروجی

برای اندازه گیری پارامترهای یک شبکه n پورتی باید همه n پورت آن با بار منطبق مختوم شوند .

برای محاسبه ضریب انعکاس ورودی(S_{11}) از روابط (1.2)و (1.5) استفاده می کنیم. با توجه به شکل (1.2) حالتی را در نظر میگیریم که $Z_L=Z_G$, $Z=0$, $a_2=0$ باشد

$$S_{11}= \frac{b_1}{a_1}=\frac{U_1-I_1Z_0}{U_1+I_1Z_0}=\frac{Z_L-Z_0}{Z_L+Z_0}=\Gamma \quad (1.6)$$

حال اگر ضریب انعکاس ورودی را بار دیگر برای حالتی که $Z_L=Z_G= Z$, $a_2=0$ باشد بدست آوریم خواهیم داشت:

$$S_{11}= \frac{b_1}{a_1}=\frac{U_1-I_1Z_0}{U_1+I_1Z_0}$$

$$U_1=U_0\frac{Z_0+Z}{2Z_0+Z} \qquad U_2=U_0\frac{Z_0}{2Z_0+Z} \qquad I_1=\frac{U_0}{2Z_0+Z}=-I_2 \quad (1.7)$$

$$S_{11}=\frac{Z}{2Z_0+Z}$$

برای محاسبه S_{21} به طریق مشابه خواهیم داشت:

$$S_{21}= \frac{b_2}{a_1}=\frac{U_2-I_2Z_0}{U_1+I_1Z_0}=\frac{2Z_0}{2Z_0+Z} \quad (1.8)$$

به دلیل تقارن عناصر مدار پارامترهای ماتریس نیز دارای تقارن قطری هستند یعنی تساوی

$S_{11} = S_{22}$ و $S_{12}= S_{21}$ برقرار است بنابر این ماتریس کل به صورت زیر خواهد بود:

$$S = \begin{bmatrix} \frac{2Z_0}{2Z_0+Z} & \frac{Z}{2Z_0+Z} \\ \frac{Z}{2Z_0+Z} & \frac{2Z_0}{2Z_0+Z} \end{bmatrix} \qquad (1.9)$$

خواص ماتریس پراکندگی

شبکه متقابل : برای یک شبکه n‌پورتی متقابل رابطه $S_{ij}=S_{ji}$ به ازای i و j نابرابر صادق است. شبکه هایی که از عناصر غیرفعال مانند ترانزیستور ، سلف و خازن تشکیل شده در اکثر موارد شبکه متقابل هستند.[1]

شبکه بدون تلفات : برای یک شبکه غیر فعال و بدون تلفات حاصلضرب ماتریس پراکندگی S در ترانهاده مزدوج خود برابر یک ماتریس همانی (واحد) هم مرتبه می باشد :

$$(S^*)^T S = 1 \qquad (1.10)$$

با ساده کردن رابطه فوق می توان به روابط زیر رسید

$$|S_{11}|^2+|S_{21}|^2 = 1 \qquad |S_{22}|^2+|S_{12}|^2 = 1 \qquad S^*{}_{11}S_{12} + S^*{}_{21}S_{22} = 0 \qquad (1.11)$$

فاکتور های ماتریس پراکندگی رابط های جهت دار:

کمیت های زیر عموماً فاکتورهایی از ماتریس پراکندگی برای شناسایی و مقایسه رابط های جهتی است.دو نماد نمایش رابط های جهت دار مطابق شکل زیر است .فاکتور همبستگی کسری از توان ورودی که به خروجی منتقل میشود را نشان می دهد. جهت پذیری سنجش توان رابط برای ایزوله کردن امواج پیشرو یا پسرو است. فاکتور جداسازی توان پخش شده به پورت های کوپل نشده را نشان میدهد . فاکتور تلفات میزان تلفات توان ورودی ناشی از عبور توان از پورت های کوپل شده و ایزوله شده را نشان می دهد.

فصل سوم

نتیجه گیری و پیشنهادات

در این پایان نامه تقسیم کننده توان فورک 1-3 در باند فرکانسی L با نسبت تقسیم یکسان طراحی شده است . نتایج حاصل از تحلیل تئوری توسط برنامه MATLAB در قالب نمودار ارائه شد ، همچنین شبیه سازی مداری نیز توسط دو برنامه MWO و HFSS انجام شده است و نتایج حاصل از شبیه سازی نیز توسط نمودار پارامترهای ماتریس پراکندگی نشان داده شد.

در تقسیم کننده توان ایده آل باید تمام توان ورودی به خروجی ها منتقل شود و توان بازگشتی از پورت ها صفر باشد و تمامی پورت ها نسبت به هم ایزوله باشند ، بنابر این هدف طراحی نیز بر همین اساس می باشد. این ویژگی ها توسط پارامترهای ماتریس پراکندگی S به صورت کمی قابل تعریف هستند .از این رو تقسیم کننده توان ایده آل را می توان برحسب مقادیر استانداردی از پارامترهای ماتریس پراکندگی بیان کرد .

برای تقسیم کننده توان چهار پورتی یعنی با سه پورت خروجی و نسبت تقسیم یکسان برای اینکه تمام توان ورودی به خروجی منتقل شود باید پارامترهای S_{12} ، S_{13} و S_{14} به اندازه 4.8dB- از سطح توان 0dB افت پیدا کنند و این به معنی تقسیم یکسان توان و بدون تلفات بین پورت های خروجی است. در تمام نتایج حاصل از تحلیل تئوری و شبیه سازی در فرکانس میانی این نکته رعایت شده است.

از دیگر ویژگی های تقسیم کننده توان ایده آل ایزوله بودن پورت های خروجی نسبت به همدیگر است که توسط پارامترهای S_{ij} تعریف می شود و i,j شماره پورت های خروجی می باشد به طور مثال S_{23} معرف ایزولاسیون بین پورت دوم و سوم می باشد.مقدار استاندارد برای این کمیت نیز حداقل 15dB کمتر از سطح صفر است.

گاهی در طراحی مجبور به نادیده گرفتن یکی یا تعدادی از ویژگی های تقسیم کننده توان ایده آل می شویم و درواقع باید بین این مشخصات مداری مصالحه ای صورت گیرد. به عنوان مثال در تقسیم کننده توان مقاومتی پهنای باند آن فرکانس dc را پوشش می دهد اما ایزوله سازی پورت های خروجی به شدت ضعیف می باشد.

در بعضی موارد با وجود شبیه سازی دقیق و مطلوب در عمل ساخت و پیاده سازی مدار با مشکلاتی همراه خواهد شد و رفتاری متفاوت از نتایج شبیه سازی دارد. از جمله محدودیت هایی که در طراحی وجود دارد اتصالات خط مایکرواستریپ است که بیش از چهار اتصال را شامل نمی شود همچنین وجود مقاومت های ایزوله سازی نیز باعث ایجاد تفاوت در نتایج عملی و شبیه سازی می

شود. در تحلیل تئوری برای این مقاومت ها چند مقدار به دست می آید که در اینجا نیز باید بسته به نیاز بین ایزوله سازی پورت های خروجی و انتقال توان ماکزیمم مصالحه ای صورت گیرد.

ساختار هندسی که در این پایان نامه برای تقسیم کننده توان فورک در نظر گرفته شده از نظر هندسی متقارن نیست و به همین دلیل برخی از پارامترها مانند S_{23} و S_{43} برهم منطبق نمی شوند در حالی که طبق تحلیل تئوری این دو پارامتر باید برابر باشند و این از محدودیت های ساخت به شمار می رود .

برای رفع این مشکل از مدارات چند مرحله ای (multistage) استفاده می شود و به ازای تعداد طبقات زوج مدار متقارن می شود و به این ترتیب پارامترهای S_{23} و S_{43} برهم مطنبق می شود .

از دیگر مزایای چند مرحله ای کردن مدارات افزایش پهنای باند می باشد ، به این صورت که به ازای هر طبقه از مدار یک فرکانس مرکزی تعریف می شود .

مراجع

[1] David M.Pozar, Microwave Engineering , University of Massachusetts at Amherst , 2011

[2] F.Caspers " RF Engineering Basic Concepts" , Switzerland

[3] Samuel Y.Liao ,Microwave Devices And Circuits ,Third Edition ,Prentice-Hall of India ,1991

[4] K.C Gupta,"Microstrip Lines and Slot Lines " Arech House 2nd edition,1998

[5] Ali-Reza sharifi and Homayoon Oraizi , "Design and Optimize of Broadband Asymmetrical Multisection Wilkinson Power Divider" , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques , vol 54.NO. 5 May 2006

[6] A.M. Elboshy , "Analysis and Design of Sector Microstrip Multiple Port Power Divider Using Finite Element Method" Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Applied Informatics and Communications, Elounda, Greece, August 18-20, 2006 (pp333-338)

[7] K. W. Eccleston, "Compact Planar 3-Way Power Divider Using Left-Handed Transmission Lines" November 29, 2009 at 21:28 from IEEE Xplore

[8] A. Al-Hindawi and S. Mahmood , "Effect of Adding Input and Output Impedance Transformer on Wilkinson Power Dividers Performance " International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 2, Issue 11, November-2011 1 ISSN 2229-5518

[9] Nemai C. Karmakar and Marek E. Bialkowski2, "DESIGN OF MULTISTAGE MULTIWAY MICROSTRIP FORK POWER DIVIDERS " MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 23, No. 3, November 5 1999

[10] ADEL A.M.SALEH , “ Planar Electrically Symmetric n-Way Hybrid Power Dividers/Combiners “IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques VOL.MTT-28 NO.6,June 1980

[11] Victor Fouad Hanna and Jean Jumeau , “ A Wide-Band 12-GHz 12-Way Planar Power Divider/Combiner” , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL MTT-34, NO.8 .August 1986

[12] علیرضا شریفی ، پایان نامه کارشناسی ارشد ، دانشگاه علم و صنعت ایران