

# طراحی و ساخت LNA توسط خطوط میکرواستریپ

## چکیده:

یکی از پرکاربردترین خطوط انتقال موجب مایکروویوی میکرو استریپ است. اخیراً تکنولوژی مجتمع سازی قطعات فشرده از اهمیت زیادی برخوردار شده است. در این مقاله سعی شده است تا به مراحل ساخت و طراحی تقویت کننده های کم توان (LNA) توسط خطوط میکرواستریپ پرداخته شود.

نویسندگان: حمید یزدانی - امیر معزی


## فهرست مطالب:

فصل اول - جایگاه (LNA) در رادار

فصل دوم - نویز

فصل سوم - مشخصات خطوط میکرواستریپ

فصل چهارم - مروری بر پارامترهای (S)



# فصل اول

## جایگاه (LNA) در رادار

## ۱-۱- تقویت کننده پارامتریک (Parametric Amplifier)

با توجه به اینکه منشأ نویز حرارتی مقاومت است، یک گیرنده با ورودی راکتانسی مانند Parametric Amp ضرورتاً دارای تلفات اهمی قابل ملاحظه‌ای نیست. قبلاً از این نوع تقویت کننده پارامتریک بعثت داشتن نویز کم استفاده می‌شد. که در آن برای ایجاد تقویت کنندگی از یک سیگنال پمپ مناسب با تغییرات زمانی یک پارامتر غیرفعال استفاده می‌شود. تقویت پارامتری سیگنال بصورت تئوری اولین بار توسط «لورد رایلی»<sup>۱</sup> در سال ۱۸۳۱ ارائه شد و اولین آنالیز کپسیتانس غیر خطی در سال ۱۹۴۸ انجام شد و مشخص شد که این وسیله می‌تواند مانند یک LNA (تقویت کننده کم نویز) در جاهایی که نویز حرارتی تولید می‌شود بکار گرفته شود. اولین تحقیق تقویت کننده پارامتریک میکروویوی توسط «ویس»<sup>۲</sup> در سال ۱۹۵۷ و با پیشنهاد اثر غیر خطی در فریت انجام شد و در سال های بعدی با دیودهای نیمه هادی که بعضی اوقات یک Varactor برای راکتانس متغیر نامیده می‌شد، توسعه داده شد. امروزه برای گیرنده‌های راداری از نوع سوپرهترودین<sup>۳</sup> استفاده می‌شود که در آن پهنای باند گیرنده با پهنای باند طبقات فرکانس میانی IF برابر است که این به علت وابسته بودن توان نویز با پهنای باند است که در فصل بعدی شرح داده خواهد شد. امروز در رادارهای مختلف از یک Low Noise Front-End (طبقه ورودی کم نویز) استفاده می‌شود که در اینجا خواص و جایگاه آن در رادار مختصراً توضیح داده خواهد شد.

## ۱-۲- طبقه ورودی کم نویز

در گیرنده‌های سوپرهترودین مایکروویو اولیه، از تقویت کننده RF بعنوان اولین طبقه استفاده نمی‌شد. چون در آن زمان تقویت کننده RF دارای عدد نویز بزرگتر از عدد نویز مخلوط کننده فقط

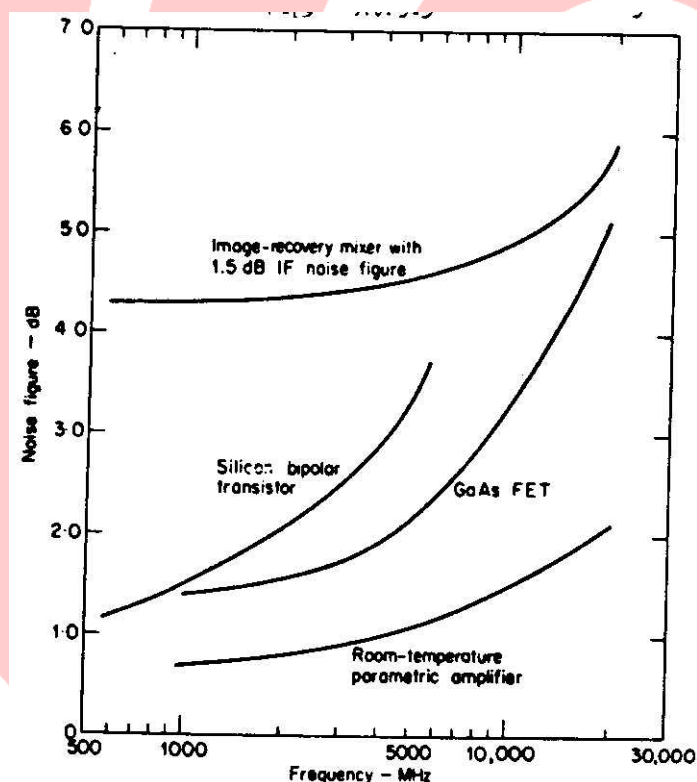
<sup>۱</sup> Lord Rayleigh

<sup>۲</sup> Weiss

<sup>۳</sup> Super heterodyne

در ورودی گیرنده بودند در حال حاضر چندین نوع تقویت کننده وجود دارد که دارای عدد نویز مناسب ورودی گیرنده ها هستند. در شکل (۱-۱) چندین نوع تقویت کننده وجود دارد که با عدد نویز مناسب برای ورودی گیرنده های راداری رسم شده است. تقویت کننده پارامتریک دارای کمترین عدد نویز نسبت به بقیه قطعات ارائه شده در این شکل هستند و خصوصاً در فرکانس های بالا، ولی معمولاً پیچیده تر و گرانتر هستند.

در اکثر محدوده های فرکانسی راداری می توان از تقویت کننده ترانزیستوری استفاده کرد. ترانزیستور دو قطبی سیلیکونی در فرکانس های پائین راداری (پائین تر از بند  $L$ ) بکار رفته است و ترانزیستور اثر میدان گالیوم آرسناید (GASFET) در فرکانس های بالاتر ترجیح داده می شود. معمولاً ترانزیستور در ترکیب چند طبقه ای بکار رفته است، به طوری که بهره نمونه دو طبقه از ۱۲ دسی بل برای باند VHF به ۶ دسی بل در باند Ku تغییر می کند



شکل ۱-۱: اعداد نویز برای گیرنده های میکروویوی

در ترانزیستور اثر میدان گالیوم آرسناید اثر نویز حرارتی بیشتر از نویز شات<sup>۱</sup> می‌باشد. بنابراین با خنک کردن قطعات عدد نویز بهبود می‌یابد.

در دستگاه‌های قدیمی تقویت کننده دیود تونل بعنوان طبقه ورودی کم نویز تلقی می‌شد که دارای عدد نویز ۴ تا ۷ دسی بل در محدوده فرکانسی ۲ تا ۲۵ گیگاهرتز می‌باشد. ولی با بهتر شدن کیفیت تقویت کننده ترانزیستوری، آنها از میدان خارج شدند. تقویت کننده لامپ لوچ متحرک<sup>۲</sup> (TWT) نیز بعنوان طبقه ورودی کم نویز به کار رفته است. ولی آنها نیز دیگر استفاده نمی‌شوند. تقویت کننده پارامتریک و Maser ها دارای کمترین نویز هستند ولی پیچیدگی‌های اضافی برای کار در درجه حرارت‌های پائین کاربرد آنها را در رادار تقلیل داده است.

عدد نویز یک مخلوط کننده باند وسیع معمولی که فرکانس تصویر آن به بار تطبیق ختم شده در شکل (۱-۱) نشان داده نشده است، حدود ۲ دسی بل بالاتر از عدد نویز مخلوط کننده بازایاب تصویر قرار دارد.

عوامل دیگری غیر از عدد نویز، از جمله قیمت، برن‌آوت<sup>۳</sup> و رنج دینامیکی برای انتخاب طبقه اول گیرنده وجود دارند. انتخاب نوع مخصوصی از یک طبقه ورودی گیرنده ممکن است تحت تأثیر پهنای باند لحظه‌ای، محدوده تنظیم پایداری دامنه و فاز و هر نیازی برای خنک کردن سیستم قرار گیرد. مثلاً در مخلوط کننده بازایاب تصویر، عدد نویز بزرگتر خود را با قیمت ارزانتر، محدوده کار بزرگتر و زمختی بیشتر تراز می‌کند.

### ۱-۳- مزایای یک طبقه ورودی کم نویز

اگر بخواهیم نویز فیگور کمتری داشته باشیم این امر در رادار با توان فرستنده و آنتنی که پهنای بیم آن بوسیله ابعاد رفلکتور مشخص می‌شود، مرتبط می‌باشد.

<sup>۱</sup> Shat Noise : نویز ( پارازیتی ) که بر اثر تغییرات اتفاقی در تعداد و سرعت الکترون ها در کاند گرم، در لامپهای الکترونی بوجود می‌آید.

<sup>۲</sup> Traveling wave tube  
<sup>۳</sup> burnout

کاهش ابعاد فرستنده آنتن در صورتی که با کاهش کارایی همراه نباشد مطلوب است. چند دسی بل اصلاح در نویز فیگور گیرنده را می توان با قیمتی ارزان نسبت به قیمت و پیچیدگی افزایش چند دسی بل در فرستنده قدرت بدست آورد.

در بعضی از کاربردهای راداری محدودیت هایی هم برای استفاده از یک طبقه کم نویز وجود دارد که همانطور که اشاره شد قیمت، تحمل توان و رنج دینامیکی عناصر کم نویز مطرح شده ممکن است در بعضی کاربردها مقبول نباشد. حتی اگر وسیله کم نویز خودش دارای رنج دینامیکی زیادی باشد، ممکن است نسبت به گیرنده با طبقه ورودی مخلوط کننده، دارای محدوده کار کمتری باشد و محدوده کار معمولاً بصورت نسبت حداکثر سیگنالی که دریافت می گردد به کوچکترین سیگنال قابل آشکار سازی تعریف می شود.

باید اشاره کرد که مینیمم سیگنال عبارت است از حداقل سیگنال قابل آشکاری سازی که با توجه به نویز گیرنده معین می شود و ماکزیمم سیگنال عبارتست از سیگنالی که باعث درجه معینی از تداخل مدولاسیونی یا انحراف از خطی بودن عناصر (معمولاً ۱ دسی بل) روی منحنی خروجی بر حسب ورودی می شود.

وقتی یک تقویت کننده RF جلوتر از یک مخلوط کننده قرار می گیرد، اگر تغییر دیگری در بقیه قسمت های گیرنده واقع نشود، حداقل سیگنال قابل آشکار سازی کاهش می یابد زیرا تقویت کننده مورد نظر از نوع کم نویز می باشد. لیکن حداکثر سیگنالی که گیرنده می تواند دریافت کند نیز به اندازه بهره تقویت کننده کاهش می یابد، چون بهره تقویت کننده RF معمولاً نسبت به کاهش در عدد نویز بزرگتر است. نتیجه نهایی آن است که محدوده کار گیرنده کاهش می یابد اما با کاهش بهره تقویت کننده IF می توان این عیب را تصحیح کرد، به طوری که محدوده کار قبلی بدست آید. از طرف دیگر، اگر مخلوط کننده عامل محدود کننده محدوده کار کل باشد (و نه تقویت کننده IF) قراردادن طبقه کم نویز باعث کاهش شدید محدوده کار، رنج دینامیکی، مخلوط کننده و در نتیجه محدوده کار کل می گردد.

اگر تلفات RF قبل از گیرنده زیاد باشد، گیرنده کم نویز توصیه نمی‌شود.

با توجه به رابطه زیر:

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - F_1}{G_1} = L_{RF} + (F_r - 1)L_{RF} = F_r L_{RF} \quad (1-1)$$

$$F_2 = F_r = G_1 = \frac{1}{L_{RF}}, \quad F_1 = L_{RF}$$

که در آن :

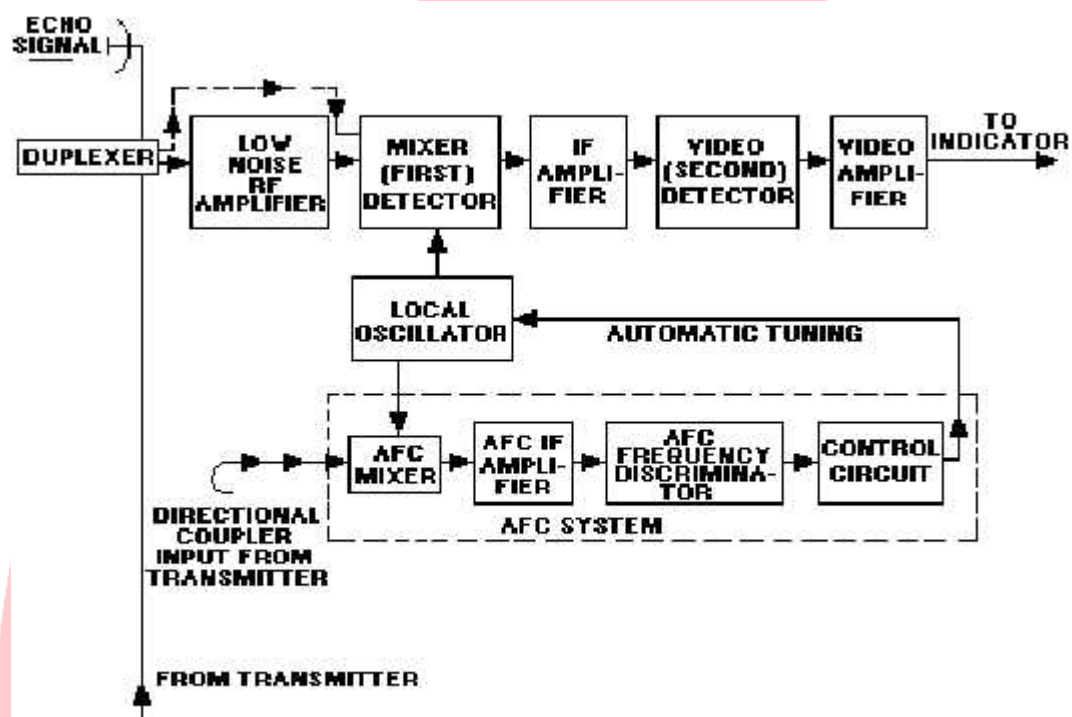
عدد نویز کلی یک گیرنده راداری با عدد نویز  $F_r$  و تلفات RF قبل از گیرنده  $L_{RF}$  برابر  $F_r L_{RF}$  می باشد.

در رادار تلفات کل  $L_{RF}$  در اثر خطوط انتقال، اتصال گردان، دو پلکسر محافظ گیرنده و فیلتر RF ممکن است قابل چشم پوشی نباشد. در کاربردهای غیر راداری نظیر ستاره شناسی رادیویی به بسیاری از این قطعات تلفات دار نیازی نیست. بطوری که می‌توان طبقه کم نویز را به کار برد. اما در رادار، یک گیرنده خیلی کم نویز بکار نمی‌رود چون در اکثر رادارها تلفات RF غیرقابل اجتناب است. حتی اگر عدد نویز گیرنده صفر دسی بل باشد، عدد نویز کل هنوز برابر تلفات در قسمت RF خواهد بود.

در رادارهای نظامی، گیرنده کم نویز رادار را در مقابل اختلاف عمدی الکترونیکی ECM<sup>1</sup> تأثیرپذیر می‌سازد. در عمل ممکن است یک گیرنده معمولی با حساسیت متوسط بکار رود و در عوض توان فرستنده افزایش یابد. ولی این راه اقتصادی‌ترین روش نیست هرچند کار طراحان ECM دشمن را مشکل می‌کند. گیرنده های کم نویز راداری متفاوتی برای طراح سیستمی رادار وجود دارد. فایده ی مشهور گیرنده کم نویز به همراه توانایی نسبی آنها را در طراحی رادار جدید با جاذبه کرده است. اما گیرنده‌های کم نویز گاهی خواص کم اهمیت تری دارند که باعث انجام یک مصالحه در کارآیی گیرنده می‌شود. بنابراین، اگر خواصی غیر از حساسیت گیرنده مهم باشد، نوع کم نویز همواره تنها انتخاب قطعی نیست.

<sup>1</sup> ECM : اقدام تهاجمی یا دفاعی با کاربرد دستگاههای الکترونیکی جهت کاهش تأثیرات وسایل با تشعشعات الکترومغناطیسی مربوط به دشمن .

در شکل زیر بلوک دیاگرام یک گیرنده سوپر هترودین و موقعیت LNA در آن نشان داده شده است که بعد از داپلکسرو قبل از طبقه میکسر قرار گرفته است.



شکل ۱-۲ گیرنده سوپر هترودین رادار





# فصل دوم

## نویز

## ۲-۱- اثرات نویز

در یک تعریف کلی نویز سیگنال (نوعی از انرژی) ناخواسته تصادفی (و ناشناخته) و غیرقابل اجتناب است که با سیگنال مطلوب تداخل کرده و کیفیت آن را چنان نامطلوب می‌سازد که استخراج و بازیابی اطلاعات را محدود و یا دچار اشکال می‌کند برخی اثرات نویز را می‌توان به‌طور خلاصه چنین بیان کرد:

۱. نویز می‌تواند اثر منفی بر کیفیت شنود سیگنال صوتی داشته باشد و حتی منجر به عدم شنود یا دریافت سیگنال شود.

۲. گیرنده‌های مخابراتی اصولاً برای شکل مشخصی از سیگنال دریافتی طراحی می‌شوند (مثلاً دیجیتال) و اگر نویز اثر منفی روی شکل ظاهری آن‌ها بگذارد دریافت اطلاعات می‌تواند دچار اشکال گردد.

۳. هدف سیستم مخابراتی خوب ارسال اطلاعات بیشتر در زمان کمتر، پهنای باند کمتر و هزینه کمتر است و بنا به فرمول شانون<sup>۱</sup> ظرفیت کانال با پهنای باند و توان نویز رابطه دارد.

$$C = B L_n \left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (۲-۱)$$

که هر چقدر نسبت  $\frac{S}{N}$  افزایش یابد ظرفیت کانال کمتر خواهد بود و بدین منظور اطلاعات کمتری را می‌توان از کانال ارسال داشت.

۴. در ارتباط آنالوگ (مثلاً AM) گاهی برای مقابله با نویز موجود در کانال مجبور به افزایش توان (اتلاف توان بیشتر) و یا احتیاج به استفاده از گیرنده‌های حساس‌تر خواهیم بود.

در یک دسته بندی برای بررسی نویز می‌توان حالت‌های زیر را در نظر گرفت:

الف) اثر یا عملکرد: ۱- جمع شونده<sup>۲</sup>، ۲- کسر شونده<sup>۱</sup>.

<sup>۱</sup> Claude Shanon

<sup>۲</sup> additive

ب) نوع چگالی طیف: ۱- نویز سفید ، ۲- نویز گوسی.

ج) مکان و منبع تولید: ۱- نویز خارجی شامل نویز کیهانی<sup>۲</sup>، سمائی<sup>۳</sup>، خورشیدی<sup>۴</sup>، اتمسفری<sup>۵</sup>، ساخته بشر<sup>۶</sup>.

۲- نویز داخلی شامل نویز پرتابی<sup>۷</sup>، نویز دمایی<sup>۸</sup>.

منشأ نویز حرارتی مقاومت‌ها هستند و مهمترین انواع نویز که در تقویت کننده ترانزیستوری با آنها مواجه می‌شویم عبارتند از نویز حرارتی، نویز پرتابی و نویز فرکانس پائین.

### نویز دمایی (Thermal Noise):

این نویز نتیجه حرکت تصادفی الکترون‌های آزاد به دلیل تحرک دمایی در هر هادی جریان است. نویز دمایی که نویز مقاومتی یا نویز جانسون<sup>۹</sup> نیز نامیده می‌شود و اولین بار در سال ۱۹۲۸ توسط جانسون مطالعه شد، با افزایش حرارت میزان انرژی حامل‌های بار افزایش یافته و در نتیجه تحرک آنها زیاد می‌شود. در اثر برخورد تصادفی این حامل‌های بار با یونهای نسبتاً ثابت هادی یک پالس کوتاه جریان ایجاد می‌شود. با وجود اینکه مقدار متوسط این جریان‌ها صفر است ولی تعداد زیاد الکترون‌ها و برخوردهای آنها سبب می‌شد که مؤلفه AC قابل توجهی بوجود آید. به این پدیده نام-های مختلفی از قبیل نویز حرارتی، نویز جانسون و نویز مقاومت و نویز تغییرات داده‌اند. نویز حرارتی را می‌توان با تابع چگالی احتمال  $f(v)$  و تابع توزیع گوسی  $F(v)$  با متوسط صفر طبق روابط زیر بررسی کرد:

$$f(v) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-v^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (2-2)$$

<sup>1</sup> fading

<sup>2</sup> Galatic

<sup>3</sup> Cosmic

<sup>4</sup> Solar

<sup>5</sup> Atmospheric

<sup>6</sup> Man-made

<sup>7</sup> Shot

<sup>8</sup> Thermal

<sup>9</sup> Johnson

$$F(v) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^v \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma_n^2}\right) du \quad (3-2)$$

همانطور که در شکل (۱-۲) نیز دیده می‌شود تابع چگالی احتمال نویز را گوسی در نظر می‌گیریم. از این تحلیل در آشکارسازی سیستم‌های رادار استفاده زیادی می‌شود. و از آنجا می‌توان احتمال اینکه متغیر تصادفی گوسی  $V$  دارای مقداری بیش از  $A$  (مثبت) باشد را از رابطه زیر بدست آورد:

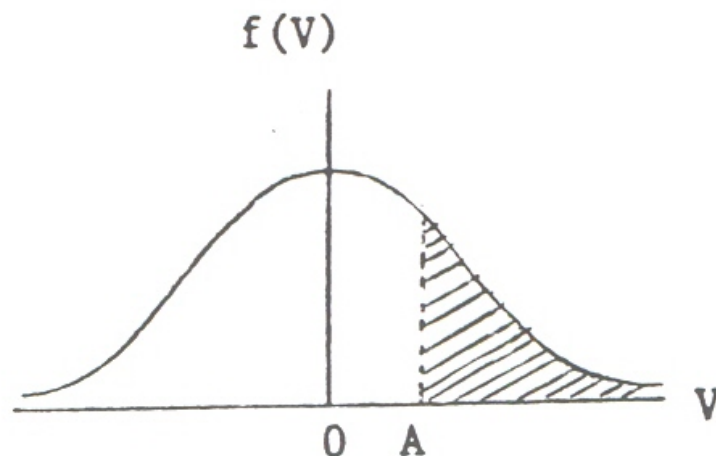
$$P(V > A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{A/\sigma_n}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz \quad A > 0 \quad (4-2)$$

و بهمین ترتیب داریم .

$$E(V^2) = \sigma_n^2 \quad (5-2)$$

یعنی ولتاژ rms نویز گوسی برابر  $\sigma_n$  می‌باشد و متوسط قدر مطلق ولتاژ نیز برابر است با :

$$E[|V|] = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_n \quad (6-2)$$



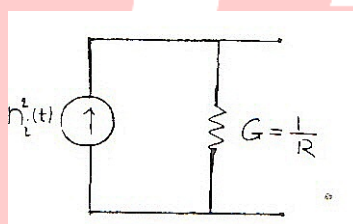
شکل ۱-۲- تابع چگالی احتمال نویز

علاوه بر نویز حرارتی بسیاری از منابع نویز دیگر هم به فرم گوسی بوده و طیف چگالی ثابت در محدوده فرکانسی وسیعی دارند، از جمله نویز پرتابی، نویز کیهانی و نویز خورشیدی. البته باید توجه داشت که گوسی بودن و سفید بودن همواره با یکدیگر همراه نیست، مثلاً نویز در خروجی یک فیلتر ممکن است گوسی ولی غیر سفید باشد.

## ۲-۲- توان نویز

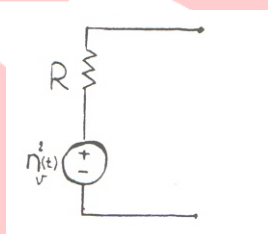
می‌دانیم که  $P = \frac{V^2}{R} = RI^2$  پس می‌توانیم مقاومت نویزساز را بنا به قضیه نورتن با مقاومت خیالی بدون نویز که دارای همان مقدار باشد و یک مولد جریان نویز  $n_i(t)$  که دارای همان  $msv$  جریان باشد مدل کرد، در نتیجه :

$$msv = n_i^2(t) = \frac{4KTB}{R} \quad (۷-۲)$$



و یا بنا به قضیه تونن با مقاومت خیالی نویز که همان مقدار را داراست و یک مولد ولتاژ نویز  $n_v$  که دارای  $msv$  و ولتاژ معادل آن است را می‌توان بصورت زیر جایگزین کرد:

$$msv = n_v^2(t) = 4RKTB \quad (۸-۲)$$



<sup>۱</sup> Mean – value square

همانطور که گفته شد توان نویز موجود در اطراف ما در درجه دمای معمولی برابر  $KTB$  است.

یعنی :

$$N=KTB \quad (9-2) \quad \text{: توان نویز محدود شده}$$

برای مقاومت معادل نویز رابطه زیر را داریم:

$$R_e = \frac{T}{T_r} \quad (10-2)$$

که در آن  $R_e$  مقاومتی خیالی است که مقدار  $msv$  نویز در هر دمایی را نسبت به  $T_r$  ( $T_r = 290^{0k}$  دمای استاندارد) نشان می‌دهد.

با توجه به رابطه نویز هرچه  $T$  کمتر باشد توان نویز کمتر و هرچه  $B$  (پهنای باند) هم کمتر باشد نویز کمتر است. برای کاهش درجه حرارت معمولاً از سیستم سرد کننده کمک می‌گیریم ولی پهنای باند زیاد را نمی‌توان دستکاری کرد. ناگفته نماند که معمولاً بکارگیری فیلتر می‌تواند در کاهش توان نویز کمک قابل توجهی بکند که این فیلتر بعد از LNA قرار می‌گیرد. می‌توان از یک فیلتر Passive – که طیف گسترده ای از نویز رادار را حذف می‌کند – استفاده کرد. برای بدست آوردن تمام توان نویز گیرنده باید توان نویز فوق را در عدد نویز سیستم ضرب نمود یعنی  $N=FKTB$  کل توان نویز.

### ۳-۲- نسبت سیگنال به نویز (S/N یا SNR)

نسبت (SNR) وسیله‌ای است برای بیان یا اندازه‌گیری کیفیت سیگنال در مقایسه با سیگنال ناخواسته نویز، به عبارتی برای بیان این که چقدر سیگنال مورد نظر به نویز آغشته شده است. این نسبت را عموماً بر حسب dB بیان می‌کنند و می‌تواند در هر کجای سیستم یا کانال اندازه‌گیری شود.

$$(SNR)_{dB} = 10 \log (S / N) \quad (11-2)$$

S: توان سیگنال

N: توان نویز

- گاهی برای سیگنال مدوله شده از نسبت حامل به نویز CNR استفاده می‌کنیم.

$$(CNR)_{dB} = 10 \log C / N \quad (12-2)$$

## ۲-۴ عدد نویز ( Noise Figure )

خروجی یک مدار می‌تواند شامل سیگنال تقویت شده ورودی و نویز ورودی تقویت شده و همچنین نویز داخلی تولید شده در مراحل مختلف باشد، در این حالت بین SNR ورودی و خروجی تفاوت خواهد بود که برای بیان این تفاوت از فاکتور نویز F استفاده می‌کنیم.

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_0} \quad (13-2)$$

$$NF = 10 \log F \text{ dB} \quad (14-2)$$

## ۲-۵ - نسبت نویز (Noise ratio)

نسبت نویز را نیز به صورت زیر تعریف می‌کنیم.

$$NR = \frac{N_0}{N_i} \quad (15-2)$$

$N_0$  = توان نویز خروجی

$N_1$  = توان نویز ورودی

لذا خواهیم داشت:

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_0 / N_0} = \frac{S_i}{S_0} \cdot \frac{N_0}{N_i} = \frac{S_i}{S_0} \cdot NR = \frac{NR}{G} \quad (16-2)$$

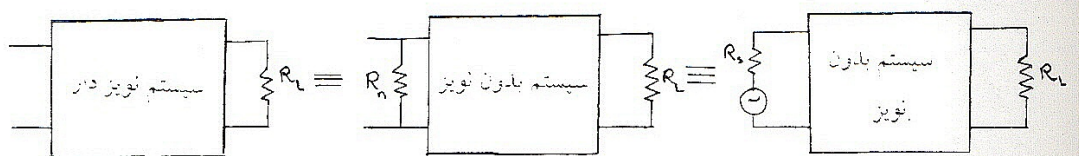
و یا

$$NR = GF \quad (17-2)$$

که در آن  $G$  گین تقویت کننده است.

## ۲-۶ دمای معادل نویز ورودی ( $T_e$ )

می دانیم که بیشترین توان قابل انتقال از یک سیستم به سیستم دیگر زمانی اتفاق می افتد که تطبیق امپدانس بین آنها برقرار باشد. فرض کنید سیستمی مطابق شکل زیر داریم که در خروجی روی  $R_L$  مقدار مشخصی از rms نویز را نشان می دهد. می توان این سیستم را با سیستم بدون نویزی جایگزین کرده و اثر نویز داخلی آنرا با مقاومت نویز داری که در دمای  $T_e$  می تواند همان مقدار rms را در خروجی سیستم بعنوان نویز ایجاد کند، معادل کرد.



شکل ۲-۲- معادل کردن سیستم نویزدار با سیستم بدون نویز

$T_e$ : دمای معادل نویز دمایی خیالی است که اگر مقاومت نویز داری در ورودی سیستم معادل بدون نویز در این دما قرار گیرد، همان مقدار rms نویز پس از تأثیرپذیری از سیستم نویزدار خروجی  $R_L$  ایجاد می کند که سیستم نویزدار ایجاد می کرد.  
برای دمای معادل نویز داریم:

$$T_e = \frac{(N \text{ int})_{RT1}}{KB} \quad (2-18)$$

که در آن  $(N \text{ int})_{RT1}$  توان کل نویز داخلی سیستم نسبت به ورودی است.

$B$ : پهنای باند سیستم

$K$ : ثابت بولترمن<sup>۱</sup>

<sup>۱</sup> -  $K = 1.38 \times 10^{-23}$



می‌توان رابطه زیر را بین  $F$  و  $T_e$  نوشت:

$$F = (1 + \frac{T_e}{T}) \quad (19-2)$$

و یا:

$$\begin{aligned} T_e &= T(F - 1) = T(\frac{NR}{G} - 1) \\ N_i &= N_{out} = KTB \\ (N_{int})_{RTI} &= KT_e B \end{aligned} \Rightarrow \begin{aligned} N'_i &= N_{ext} + (N_{int})_{RTI} \\ &= K(T + T_e)B \end{aligned} \quad (20-2)$$

و داریم:

$$N_0 = N'_i G = K(T + T_e) B G \quad (21-2)$$

$$NR = \frac{N_0}{N_i} = (1 + \frac{T_e}{T}) G \quad (22-2)$$

و رابطه زیر بدست خواهد آمد:

$$T_e = T_r (F - 1) \quad T_r = 290^\circ K \quad (23-2)$$

ملاحظات:

۱- اگر سیستمی دارای نویز زیاد (داخلی) باشد سپس  $(SNR)_N$  در خروجی کمتر از  $(SNR)$  در ورودی و در نتیجه  $F > 1$  خواهد شد (ترجیحاً از NF برای بیان جلوگیری نویز در سیستم استفاده می‌کنند).

۲-  $T_e$  گاهی عدد بسیار بزرگی می‌شود مانند  $4000^\circ K$ ، توجه شود که دمای نویز همان دمایی نیست که سیستم در آن قرار دارد، بلکه دمای خیالی است که یک مولد نیز دمایی تولید می‌کند.

۳- اگر یک سیستم از چند مرحله پی در پی ساخته شده بود. مانند آهن + تقویت کننده در آن صورت  $T_e$  کل از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{en}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (24-2)$$

و برای عدد نویز کل سیستم داریم:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n - 1} \quad (2-25)$$

به دو فرمول اخیر فرمول‌های فریس<sup>۱</sup> نیز می‌گویند.

فرمول اخیر از اهمیت زیادی برخوردار است و بیان می‌کند که نویز فیگور کل سیستم بیشترین تأثیر را در زیر فیگور اولین مرحله می‌بیند تا مراحل بعدی و نکته‌ای که در اینجا قابل ذکر است این است که آنچه برای یک سیستم حائز اهمیت است نسبت سیگنال به نویز است زیرا توان سیگنال و توان نویز به تنهایی بیان‌کننده پارامتری نیست.

$$F = 1 + \frac{\Delta N}{GN_i} \quad (2-26)$$

از این رابطه می‌توان برداشت‌های زیر را داشت:

۱-  $\Delta N$  : عدد نویزی که داخل مدار تولید می‌شود را گویند که هرچه بیشتر باشد وضعیت بدتر است.

۲- همیشه نسبت سیگنال به نویز در خروجی کمتر از ورودی است.

۳- ضریب  $G$  در مخرج  $\frac{\Delta N}{GN_i}$  بستگی به این دارد که نویز در کجا تولید می‌شود. اگر در طبقه اول باشد به آخرین طبقه هم می‌رسد و  $G$  حذف می‌شود و اگر در طبقه آخر باشد  $G$  را هم به حساب می‌آوریم.

۴- در اینجا است که ایده کم نویز بودن تقویت‌کننده مطرح می‌شود، چرا که طبقه اول (LNA) تعیین‌کننده کل نویز سیستم است که هرچه عدد نویز آن پائین‌تر باشد بهتر است.

۵- اگر بعد از آنتن از یک خط انتقال مثلاً موجبری که دارای تلف (Loss) است استفاده کنیم عدد نویز تقویت‌کننده را برابر مقدار Loss می‌گیریم. در سیستم تلف‌کننده Loss باعث افزایش عدد نویز می‌شود. و با قراردادن LNA بعد از خط انتقال Noise کمتر می‌شود.

<sup>۱</sup>Feriss

## ۷-۲- نویز پرتابی (شات نویز)

شات نویز که نویز شاتکی<sup>۱</sup> هم نامیده می‌شود به علت طبیعت گسسته جریان حامل‌های بار به وجود می‌آید و در اغلب المان‌های فعال مشاهده می‌شود. حامل‌های بار در یک دیود به‌طور تصادفی از کاتد تشعشع می‌شوند و تعداد این حامل‌ها دارای تغییرات آماری از لحظه‌ای به لحظه دیگر می‌باشد.

شات نویز هم مانند نویز حرارتی دارای توزیع گوسی و طیف توان نسبتاً یکنواخت است ولی مستقیماً تحت تأثیر درجه حرارت نیست، بلکه آن‌را می‌توان ناشی از یک منبع جریان یا میانگین مربع جریان نویز برابر  $i_n^2 = 2qIB$  در نظر گرفت که  $q = 1.6 \times 10^{-19}$  بار الکترون (برحسب کولمب)،  $B$  پهنای باند نویز مدار متصل به منبع و  $I$  جریان مستقیم عبور کننده از وسیله است. نسبت جریان موثر (RMS) شات نویز به جریان مستقیم  $I$  متناسب با  $\frac{1}{\sqrt{I}}$  می‌باشد، پس این نسبت یعنی  $\frac{\sqrt{i_n^2}}{\sqrt{I}}$  در جریان‌های مستقیم کوچک بیشتر است. پس شات نویز در جریان‌های DC کم، اثر بیشتری دارد.

## ۸-۲- نویز فرکانس پائین

نویز حرارتی و شات نویز هر دو به‌واسطه خواص فیزیکی المان‌ها به وجود می‌آیند و بنابراین قابل کاهش نیستند. به عبارت دیگر، در درجه حرارت مساوی گران‌ترین و دقیق‌ترین مقاومت‌ها هم به اندازه ارزان‌ترین آنها (به ازای مقاومت مساوی) نویز حرارتی ایجاد می‌کنند. ولی المان‌های واقعی دارای منابع نویز اضافی هم هستند که به عوامل بسیاری در رابطه با ساختار آن‌ها بستگی دارد، از جمله جنس ماده سازنده مقاومت و بخصوص کلاهک‌های اتصال<sup>۲</sup> دو طرف آن. به علت افزایش غیر

<sup>۱</sup> Schotcky Noise

<sup>۲</sup> End-cap connections

عادی این نویز در فرکانس‌های خیلی پائین به آن نویز فرکانس پائین یا  $\frac{1}{f}$  گویند. این نویز در نیمه هادی‌ها در رابطه با بی‌نظمی در سطح کاتد یا محل تماس آن می‌باشد. نویز  $\frac{1}{f}$  هم دارای توزیع گوسی بوده و چگالی طیف توان آن بصورت  $\frac{k}{f^v}$  است که  $v$  مقداری بین ۰.۸ تا ۱.۵ دارد. به این نویز نام‌های دیگری هم داده‌اند، مانند نویز اضافی<sup>۱</sup> نویز تماس<sup>۲</sup> نویز فیلکر<sup>۳</sup> و نویز صورتی.

## ۹-۲- نویز در مدارهای دو دهانه‌ای

مدارها و وسایل معمولاً به صورت دو دهانه‌ای در نظر گرفته می‌شوند تا بررسی ارتباط آن‌ها با یکدیگر به سادگی میسر باشد. چنانچه ورودی یک مدار دو دهانه‌ای بدون نویز داخلی را به یک منبع نویز حرارتی در درجه حرارت  $T$  وصل کنیم، توان نویز قابل دسترسی در خروجی آن در باند فرکانسی باریک  $df$  برابر است با  $P_{no} = G_a K T df$  که  $G_a$  بهره توان قابل دسترسی مدار دو دهانه‌ای است. ولی اگر مدار دو دهانه‌ای شامل المان‌های تلفاتی یا المان‌های تولید بهره (مانند ترانزیستور) باشد این المان‌ها به عنوان منابع نویز داخلی مدار عمل کرده و  $P_{no}$  از مقدار فوق بیشتر خواهد شد. بنابراین، مطلوب است که روشی برای تعیین مقدار نویز اضافه شده به سیستم توسط این منابع داخلی داشته باشیم.

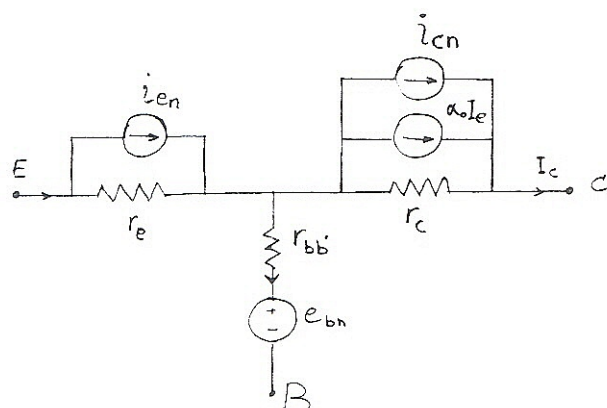
## ۱۰-۲- نویز در ترانزیستور دو قطبی (BJT)

منابع نویز داخلی یک ترانزیستور BJT عبارتند از شات نویز بعلت عبور تصادفی حامل‌ها از دیودهای دو پیوند، نویز افراز، ناشی از تقسیم تصادفی حامل‌های آمده از آمیتر بین بیس و کلکتور و

---

<sup>۱</sup> Excess Noise  
<sup>۲</sup> Contact Noise  
<sup>۳</sup> Flicker Noise

نویز حرارتی که عمدتاً ناشی از مقاومت بیس آمیتر می‌باشد. یک مدل ساده برای نمایش منابع نویز ترانزیستور BJT در شکل زیر آمده است:



$$i_{en}^2 = 2 q B I_E$$

$$i_{cn}^2 = 2 q B [I_{co} + I_c (1 - \alpha_o)]$$

$$e_{bn}^2 = 4 K T B r_{bb'}$$

شکل ۲-۳- نمایش نویز در ترانزیستور BJT

در فرکانس‌های بسیار پائین که نویز  $\frac{1}{f}$  عمده می‌شود این مدل دقت خود را از دست می‌دهد ولی در سایر موارد تا فرکانس  $f_\alpha \sqrt{1 - \alpha_o}$  صادق است که بهره جریان اتصال کوتاه مدار بیس مشترک در فرکانس‌های پائین و  $f_\alpha$  فرکانس قطع  $\alpha$  (بهره جریان اتصال کوتاه بیس مشترک) است.

ترانزیستور BJT بهترین کارایی نویز خود را به ازای امپدانس منبع بین  $200^\Omega$  و  $1^M\Omega$  در جریان بایاس یک میکرو آمپر تا چند میلی آمپر نشان می‌دهد. اگر امپدانس منبع کم (مثلاً  $50^\Omega$ ) باشد اثر ولتاژ نویز زیاد می‌شود و بهتر است در این حالت از ترانسفورمر برای افزایش امپدانس منبع ورودی استفاده شود. و اگر امپدانس منبع زیاد (حدود  $100^K\Omega$  به بالا) باشد اثر جریان نویز ترانزیستور زیاد می‌شود. در این حالت برای کاهش شات نویز باید جریان کلکتور را کاهش داده یا از ترانزیستورهای اثر میدانی (FET) استفاده کنیم، چرا که با وجود اینکه ولتاژ نویز FET معمولاً بیشتر از BJT است ولی جریان گیت (و در نتیجه شات نویز) آن بسیار کم بوده و برای کاربردهای کم نویز (با امپدانس ورودی زیاد) مناسب است.

## ۲-۱۱- نویز در FET

منابع نویز در JFET و MOSFET عبارتند از نویز حرارتی تولید شده در مقاومت کانال، نویز حرارتی کانال که بطریق خازنی به گیت کوپل شده (اثر میلر)، و نویز  $\frac{1}{f}$  که در فرکانس‌های کمتر از  $100^{Hz}$  برای JFET و کمتر از  $10^{kHz}$  برای MOSFET مهم است. بعلاوه شات نویز هم در JFET بعلت جریان معکوس کوچک در اتصال گیت وجود دارد. با افزایش درجه حرارت جریان نشتی گیت افزایش یافته و در نتیجه جریان نویز هم زیاد می‌شود.

MOSFET ها معمولاً ولتاژ نویز بسیار زیادتری نسبت به JFET دارند، همچنین بعلت نویز  $\frac{1}{f}$  زیاد نمی‌توان از MOSFET بعنوان تقویت کننده کم نویز در فرکانس کمتر از  $1^{MHz}$  استفاده نمود.

## ۲-۱۲- اندازه گیری عدد نویز

عدد نویز گیرنده رادار در حین عمل ممکن است افزایش یافته و باعث کاهش توانایی رادار گردد. بنابراین، به طریقی باید عدد نویز رادار در حال کار نمایش داده شود تا بتوان گیرنده با حساسیت بد را تشخیص داد و اصلاح نمود. نمایش عدد نویز می تواند بصورت خودکار یا دستی انجام شود. عدد نویز گیرنده را می‌توان با یک منبع نویز با پهنای باند زیاد و شدت معلوم، نظیر یک لامپ تخلیه گازی و یا منبع نویز حالت جامد اندازه‌گیری کرد. عدد نویز با اندازه‌گیری توان نویز خروجی گیرنده  $N_1$  وقتی بار تطبیق در درجه حرارت  $290^{\circ}K$  به ورودی آن وصل گردد و توان نویز خروجی  $N_2$  وقتی مولد نویز تطبیق شده با درجه حرارت  $T_2$  به ورودی گیرنده وصل گردد بدست می‌آید. درجه حرارت  $T_2$  درجه حرارت معادل نویز مولد با پهنای باند وسیع است. می‌توان نشان داد که عدد نویز برابر است با:

$$F_n = \frac{T_2 / T_0 - 1}{N_2 / N_1 - 1} \quad (2-27)$$

اندازه‌گیری عدد نویز را می‌توان با مدولاسیون پالسی منبع نویز بصورت هماهنگ با تریگر رادار انجام داد بطوری که نویز در زمان مرده رادار یعنی درست قبل از تریگر کردن پالس فرستنده وارد گیرنده گردد و حساسیت گیرنده تخریب نشود.

اندازه‌گیری خروجی گیرنده را در حالتی که منبع نویز ( $N_2$ ) روشن و منبع نویز  $N_1$  خاموش است می‌توان در پالس بعدی انجام داد. همچنین می‌توان با استفاده از یک مولد سیگنال کالیبره شده عدد نویز یا حساسیت گیرنده را اندازه‌گیری کرد و با استفاده از آن حساسیت گیرنده را روی  $PPI^1$  در محدوده عملکرد رادار نمایش داد. نمایش مستمر و لحظه‌ای حساسیت رادار را به اپراتور ارائه می‌کند. در انجام اندازه‌گیری عدد نویز گیرنده، معمولاً منبع نویز یا مولد سیگنال بوسیله یک کوپلر جهتی جلوی داپلکسر یا عناصر دیگر RF قرار می‌گیرد تا عدد نویز کل سیستم اندازه‌گیری شود. نویز به دو طریق می‌تواند در گیرنده ظاهر شود. یا از طریق آنتن و به‌مراه سیگنال مورد نظر وارد گیرنده شود و یا در خود گیرنده ایجاد گردد. در فرکانس‌های میکروویو معمولاً نویز خارجی بسیار کم است و حساسیت گیرنده توسط نویز ایجاد شده از داخل گیرنده تعیین می‌گردد. معیار اندازه‌گیری نویز خارجی عدد نویز است. برای طراحی یک گیرنده خوب باید نسبت  $S/N$  را به حداکثر برسانیم و گیرنده را طوری طراحی کنیم که تا حد ممکن نویز داخلی کوچکی ایجاد کند.

---

<sup>1</sup> Plane Position Indicator



# فصل سوم

## مشخصات خطوط

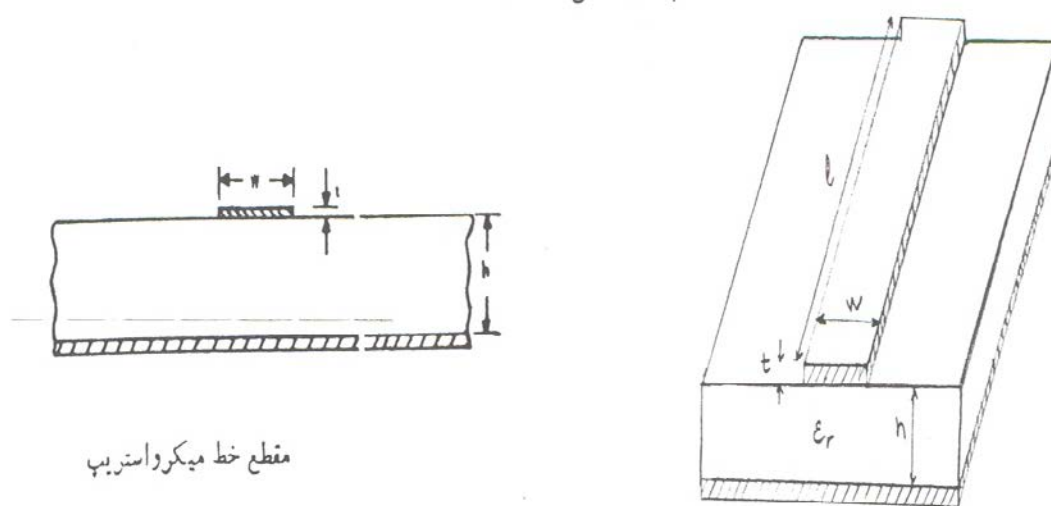
### میکرواستریپ



### ۳-۱- مقدمه

یکی از پرکاربردترین خطوط انتقال موجب مایکروویوی میکرو استریپ است. اخیراً تکنولوژی مجتمع سازی قطعات فشرده از اهمیت زیادی برخوردار شده است. خط انتقال میکروستریپ از تکه-ای نوار باریک فلزی تشکیل شده است که روی ماده‌ای عایقی به عنوان Substrate نصب شده است. سمت دیگر عایق نیز کاملاً توسط فلز پوشیده شده و بعنوان زمین خط انتقال عمل می‌کند. نمای یک خط میکروستریپ در شکل (۳-۱) آمده است.

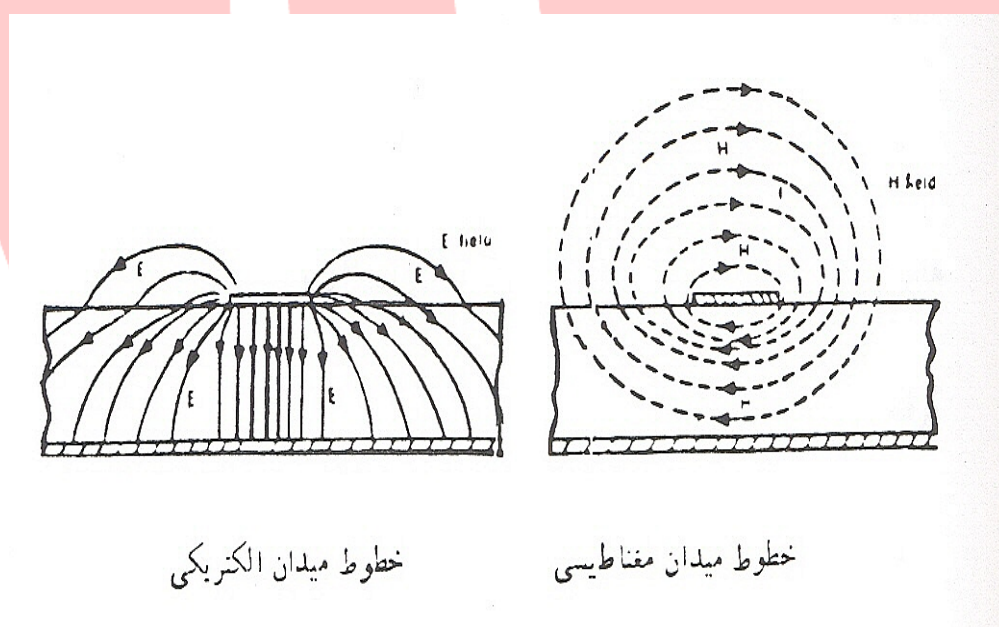
انتشار امواج در میکروستریپ چون در فضا (خارج از ماده‌ای الکتریک برد) هم وجود دارد، بنابراین مود انتشاری در این خطوط انتقال مانند مود انتشاری کابل کوکسیال یعنی TEM و یا موجبر که مود انتشاری معمولاً TE است نمی‌باشد بلکه به علت یک تغییر ناگهانی ( $\epsilon_r$ ) بین هوا و سابسטרیت شبه TEM یا (QTEM) خوانده می‌شود.



مقطع خط میکرواستریپ

شکل ۳-۱- نمای یک خط میکروستریپ

در این خطوط انتقال دسترسی به خط زیاد است و براحتی می توان عناصر فعال و غیرفعال را روی خط سوار کرد و همچنین پس از ساخت تنظیم‌ها راحت‌تر و کمتر است. از طرفی به علت بازبودن ساختمان خط باید اطمینان یافت که افت تشعشع یا تداخل با هادی‌های مجاور حداقل باشد. بدین منظور برای متمرکز کردن میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در نزدیکی نوار باید عایق تحتانی از ماده‌ای با ضریب دی الکتریک بالا باشد. ضریب دی الکتریک بالا علاوه بر تمرکز میدان‌ها در نزدیکی نوار، سرعت فاز ( $\lambda_g$ ) هم کم می‌شود و در نتیجه ابعاد مدار هم کم می‌شود. از آنجا که انتشار موج در میکرواستریپ در فضا خارج از ماده‌ای الکتریک برد هم وجود دارد میکرواستریپ را می‌توان خط انتقالی با دی الکتریک مخلوط در نظر گرفت به همین لحاظ تجزیه و تحلیل آن علیرغم شکل ظاهری ساده پیچیده می‌گردد. در شکل زیر توزیع تقریبی میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی خط میکرواستریپ دیده می‌شود.

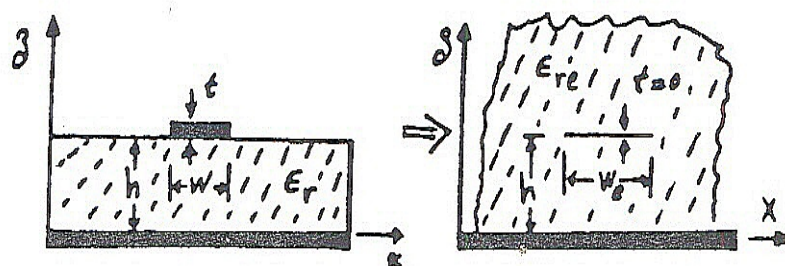


شکل ۳-۲- توزیع میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی

بعلت تمرکز میدان الکتریکی در محیط عایق می‌توان تمرکز انرژی را در آن ناحیه دانست. ( در Substrate که بین زمین و نوار قرار دارد) خطوط میدان الکتریکی از هوا با یک شکستگی وارد محیط عایق می‌شوند و بنابراین باید به خاطر داشت که هدایت موج در میکرواستریپ با توجه به این که برخلاف استریپ لاین خط ناهمگنی است و مقدار میدان متمرکز در عایق بیش از میدان در فضای بالای عایق می‌باشد دارای میدان بسیار پیچیده‌ای است که همانطور که اشاره شد، می‌توان میدان را شبیه مواد انتشاری TFM دانست هرچند در فرکانس‌های بالا یک مؤلفه میدان در امتداد خط بطور قابل ملاحظه‌ای وارد می‌شود و منجر به پاشیدگی و در نتیجه تغییر امپدانس خط و ثابت مؤثر عایقی می‌شود.

با توجه به شکل (۳-۱)، پارامترهای یک خط انتقال میکرواستریپی عبارتند از پهنای  $W$ ، ضخامت  $t$  نوار فلزی و ضخامت  $h$  عایق و  $\epsilon = \epsilon_r \times \epsilon_0$  ضریب نفوذپذیری الکتریکی عایق که  $\epsilon_0$  : ضریب نفوذپذیری الکتریکی هواست.

با تعیین یک ضریب دی الکتریک مؤثر مطابق شکل زیر، تعریف می‌شود، که در آن نوار هادی را در محیطی با ضریب دی الکتریک نسبی  $(\epsilon_{re})$  و بودن زمین به شکل و فاصله قبل گرفته می‌شود.



شکل ۳-۳ دی الکتریک معادل خط میکرواستریپ

ولر<sup>۱</sup> در سال ۱۹۶۵ میلادی - ۱۳۴۴ شمسی - دو دسته رابطه برای میکرواستریپ پهن ( $\frac{w}{h} > 1$ )

و میکرواستریپ باریک ( $\frac{w}{h} < 1$ ) ارائه داد. ولی در سال ۱۹۷۷ میلادی - ۱۳۵۶ شمسی - خود

ولر رابطه تجربی زیر را که هر دو حالت قبل را در بر می گیرد گزارش داد. هرچند که این رابطه کلی است ولی در مواردی خطای بیشتری دارد.

$$\frac{W_e}{h} = \frac{8 \left\{ \left[ \exp Z_0 \sqrt{\epsilon_r + 1} / 42.4 \right]^{-1} \left( 7 + \frac{4}{\epsilon_r} \right) / 11 + \left( 1 + \frac{1}{\epsilon_r} \right) / 0.81 \right\}^{1/2}}{\exp \left\{ \left( Z_0 \sqrt{\epsilon_r + 1} / 42.4 \right)^{-1} \right\}} \quad (1-3)$$

که  $w_e$  پهنای باند نوار است در صورتی که از ضخامت نوار ( $t$ ) صرف نظر شود. ولی چون هیچگاه ضخامت رشته هادی صفر نیست، مقداری خطای پاشندگی<sup>۲</sup> وجود دارد. ( $\Delta w$ ) بعبارت دیگر پهنای باند واقعی نوار ( $w$ ) کمی کمتر است. ولر بطور تجربی نشان داد که مقدار خطا ( $\Delta w$ ) عبارتست از:

$$\Delta w = \frac{1}{\pi} \ln \frac{4e}{\sqrt{\left( \frac{t}{h} \right)^2 + \left( \frac{1/\pi}{w_e/t - 0.26} \right)^2}} \quad (2-3)$$

که در آن  $e=2.7183$  و  $W = W_e - \Delta W$

روابط فوق برای طراحی مناسب است و برای تجزیه و تحلیل می توان امپدانس خط را هم بدست آورد.

(۳-۳)

$$Z_0 = \frac{42.4}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left\{ 1 + \left( \frac{4h}{W_e} \right) \left[ \left( \frac{14 + 8\epsilon_r}{11} \right) \left( \frac{4h}{W_e} \right) + \sqrt{\left( \frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \right)^2 \left( \frac{4h}{w_e} \right)^2 + \pi^2 \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2}} \right] \right\}$$

چنانچه  $\frac{t}{h} \leq 0.005$  باشد می توان گفت  $\Delta W \approx 0$ .

<sup>۱</sup> heeler  
<sup>۲</sup> Dis persion

علاوه بر ضخامت نوار هادی چنانچه فرکانس مدار از حدودی ( $f_p$ ) بیشتر شود روی روابط (عمدتاً  $\epsilon_{re}$ ) اثر می‌گذارد، به زبان دیگر با پاشندگی فرکانس مواجه‌ایم که این فرکانس عبارتست از:

$$f_p (GHZ) = 161.53 \frac{Z_0 (\Omega)}{h(mm)} \quad (4-3)$$

نظر به این‌که هنوز روابط دو وضعیتی (میکرواستریپ باریک ( $\frac{W}{h} < 1$ ) و پهن ( $\frac{W}{h} > 1$ ) دقت بالاتری دارند، آنها را در اینجا می‌آوریم:

$$A = \frac{Z_0}{60} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (5-3)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

اگر  $A \leq 1.52$  باشد میکرواستریپ باریک با امپدانس زیاد است. ( $\frac{W}{h} < 1$ ) یا ( $Z_0 \sqrt{\epsilon_r} > 125^\Omega$ ) در این صورت:

$$\frac{W_e}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (6-3)$$

اگر  $A > 1.52$  باشد میکرواستریپ پهن با امپدانس کم است ( $\frac{W}{h} \geq 1$ ) یا ( $Z_0 \sqrt{\epsilon_r} < 125^\Omega$ ) در این صورت:

$$\frac{W_e}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (7-3)$$

$$\Delta W = \begin{bmatrix} W = W_e - \Delta W \\ \frac{1.25t}{\pi} \left( 1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) , \dots \left( \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \right) \\ \frac{1.25t}{\pi} \left( 1 + \ln \frac{2h}{t} \right) , \dots \left( \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \right) \end{bmatrix} \quad (8-3)$$

و روابط امپدانس بصورت زیر است:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}(f)}} \ln\left(\frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h}\right) & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}(f)}} \left[ \frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W_e}{h} + 1.444\right) \right]^{-1} & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (9-3)$$

دی الکتریک مؤثر  $(\epsilon_{re}(f))$  با در نظر گرفتن پاشندگی فرکانس و ضخامت نوار هادی به شرح زیر است:

$$\epsilon_{re}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{re}}{1 + G(f/f_p)^2}$$

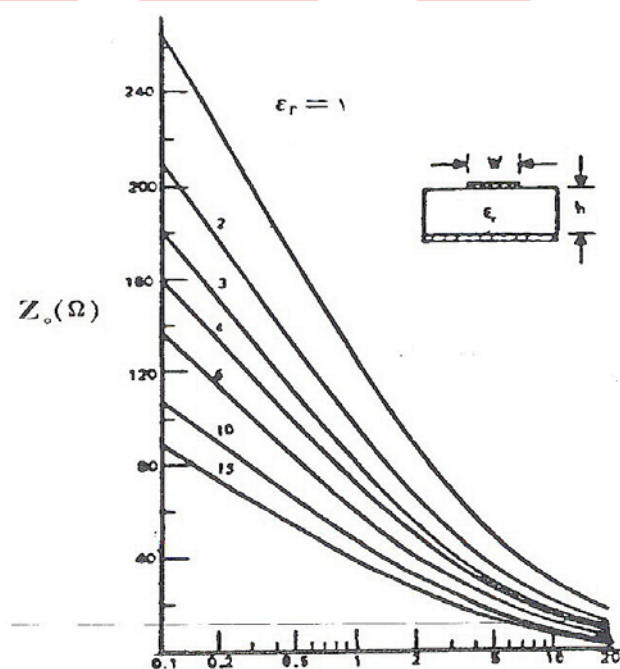
$$\begin{cases} \epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{W}{h}\right) - C \\ F\left(\frac{W}{h}\right) = \left(1 + \alpha \frac{W}{h}\right)^{-1/2} & 10 \leq a \leq 12 \\ C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t \setminus h}{\sqrt{w/h}} \end{cases} \quad (10-3)$$

$$G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60}\right)^{1/2} + 0.004 Z_0$$

$$f_p(\text{GHZ}) = 616.53 \frac{Z_0(\Omega)}{h(\text{mm})}$$

ضریب جتزینگر<sup>۱</sup>

تغییرات امپدانس مشخصه میکرواستریپ بر حسب  $\frac{w}{h}$  در شکل زیر دیده می شود.



<sup>۱</sup> Getsinger

شکل ۳-۴- نمودار امپدانس مشخصه بر حسب  $w/h$  ,  $\epsilon_r$

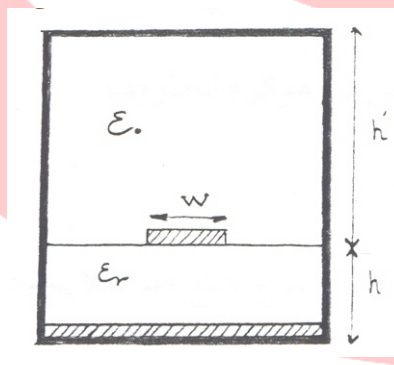
چون  $\epsilon_{re}$  تابعی از  $w$  و  $h$  است در نتیجه سرعت فاز ( $V_p$ ) و طول موج خط  $\lambda_y$  تابع امپدانس خط است. این عامل را باید در طراحی مدارهای میکرواستریپ بکار برد. بنابراین، به طور خلاصه برای طراحی خطی با امپدانس  $Z_0$  و با داشتن مشخصات میکرواستریپ ابتدا از روی  $\epsilon_r$  و  $h$  مقدار  $t$  مقدار  $\frac{w_e}{h}$  را محاسبه کرده و از روی آن  $\epsilon_{re}$  را بدست می آوریم، سپس طول موج و نهایتاً  $W$  را محاسبه می کنیم.

طول موج را از رابطه زیر می توان بدست آورد:

$$\lambda = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{re}} f} = \frac{2.998 \times 10^9}{f \sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ (mm)} \quad (3-11)$$

### ۳-۲- اثر محفظه فلزی

معمولاً در طراحی خط میکرواستریپ فرض بر این است که صفحه زمین نامحدود است و فضای بالای خط نیز بطور نامحدودی از هوا تشکیل شده است. اما در کاربردهای عملی میکرواستریپ از محفظه فلزی برای ایجاد شیلد الکترومغناطیسی استحکام مکانیکی، نصب کنکتور<sup>۱</sup> و سهولت کار کردن با آن، استفاده می شود. بکاربردن محفظه سبب افزایش فلوی الکتریکی در هوا و در نتیجه کاهش  $\epsilon_r, Z_0$  می گردد. اثر شیلد بالایی در محفظه روی  $Z_0, \epsilon_{re}$  بدون در نظر گرفتن سطوح جانبی از روابط زیر بدست می آید:



<sup>۱</sup> Connector

شکل ۳-۵- میکرواستریپ داخل محفظه فلزی

$$\Delta Z_0 = Z_0 \text{ (بدون محفظه)} - Z_0 \text{ (داخل محفظه)} \quad (۱۲-۳)$$

$$\Delta Z_0 = 270 \left[ 1 - tgh(0.28 + 1.2\sqrt{h'/h}) \right] \quad \frac{W}{h} \leq 1.3 \quad (۱۳-۳)$$

$$\Delta Z_0 = 270 \left[ 1 - tgh(0.28 + 1.2\sqrt{h'/h}) \left\{ 1 - tgh \left[ 1 + \frac{4.48[W_e/h - 1]^{1/2}}{[1 + h'/h]^2} \right] \right\} \right] \quad (۱۴-۳)$$

$$Wh \geq 1.3$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} - \left( \frac{\varepsilon_r - 1}{2} R \right)_{tgh} \left[ 0.18 + 0.237 \frac{h'}{h} - \frac{0.415}{(h'/h)^2} \right]$$

$$R = [1 + 12h/W]^{-1/2} + 0.04 \left[ 1 - \frac{W}{h} \right]^2 \quad \frac{W}{h} \leq 1 \quad (۱۵-۳)$$

$$R = [1 + 12 \frac{h}{W}]^{-1/2} \quad \frac{W}{h} \geq 1$$

یک مسئله مهم در انتخاب پارامترهای زیر بنا (ابعاد خط و ابعاد شیلد) مسئله جلوگیری از انتشار مودهای ناخواسته است که مهمترین آن‌ها حد تشعشعی و مد موج سطحی می‌باشد. توجه شود که برای کاربرد مدار غیر تشعشعی بهتر است از خطوط امپدانس بالا یعنی خطوط باریک سابس‌تریت با ثابت عایقی بزرگ و ضخامت عایقی نازک استفاده شود.

### ۳-۳- ملاحظات عملی در میکرواستریپ

#### ۳-۳-۱- ناپیوستگی‌ها

در مسائل عملی شکل هندسی سطح مقطع خط کاملاً پیوسته نیست بلکه بعضاً دارای ناپیوستگی‌هایی است که سبب تغییر امپدانس مشخصه یا تغییر جهت انتشار و بعضاً سبب اتصال به بارهای ناخواسته می‌شود. در یک دسته بندی کلی می‌توان اثرات ناپیوستگی را به صورت زیر بیان کرد:



۱- حضور میدان الکتریکی نیمه ساکن در لبه خط که منجر به ایجاد اثر لبه‌ای و خازن مربوطه می‌شود. نمونه‌هایی از این حالت در تغییرات ناگهانی پهنای خط و بخصوص در انتهای باز خط مدار باز دیده می‌شود.

۲- تغییر جریان هدایتی که اثر سلفی ایجاد می‌کند.

۳- ایجاد و انتشار مدل‌های مرتبه بالا، انتشار موج سطحی و ایجاد تشعشع که در واقع عملکرد خط را بدتر می‌کند. این اثرات را می‌توان با یک مقاومت موازی مدل کرد که نشان دهنده تلفات است.

### ۳-۳-۲- اثر یک خط مدار باز میکرواستریپ

خطوط انتقال میکرواستریپ با انتهای باز عموماً در شبکه‌های تطبیق فیلتر و با خطوط تزویج شده موازی بکار می‌روند. دلیل این امر این است که در عمل ساخت یک انتهای مدار باز آسان‌تر از ساخت یک انتهای اتصال کوتاه می‌باشد. ناپیوستگی‌ها در انتهای یک خط مدار باز ناشی از این مطلب است که میدان الکتریکی در این نقطه بین دو هادی موازی یکدیگر است یا به عبارتی پرتو موج ایستا در انتهای خط دچار اعوجاج می‌شود. در عمل زمانی می‌توان از این اعوجاج صرف‌نظر کرد که دو هادی بسیار بهم نزدیک باشند یا  $\frac{w}{h} \gg 1$  در فرکانس‌های پائین این میدان‌های پراکنده به وسیله یک خازن  $C_f$  مدلسازی شود. این خازن پراکندگی معادل با افزایش طول خط باندازه  $\Delta L$  است. یعنی طول معادل الکتریکی خط به مقدار  $\Delta L$  از طول فیزیکی بیشتر است.

شکل زیر مدار معادل این ناپیوستگی را نشان می‌دهد. فرض کنید خطی بطول  $\Delta L$  با امپدانس مشخصه  $\epsilon_{re}, Z_0$  معادل با خازن پراکندگی  $C_f$  باشد در اینصورت:

$$Z_{in} = -jZ_0 \tan(\beta \Delta L) \quad \Delta L = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(W Z_0 C_f) \quad (۱۶-۳)$$

$$Z_{in} = \frac{1}{jWC_f}$$

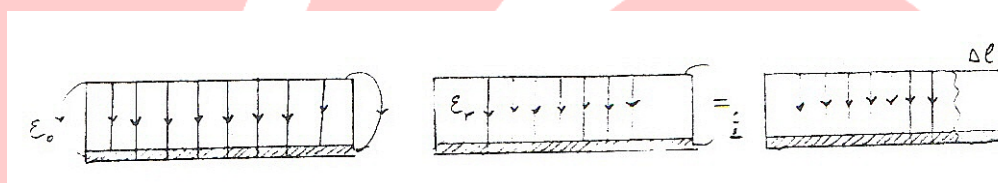
در فرکانس‌های پائین به شرط  $L < 0.16$  خواهیم داشت:

$$\Delta L = \frac{CZ_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left( \frac{W}{h} \right) \left( \frac{C_f}{W} \right) \quad (17-3)$$

لذا طول معادل الکتریکی خط باندازه فاکتور  $\Delta L$  باید از طول محاسبه شده تئوری خط کوتاه تر باشد. برای محاسبه  $\Delta L$  رابطه فوق لازم است  $C_f$  معلوم باشد. برای  $\Delta L \ll \lambda^1$  می‌توان تقریب  $C_f = C_1$  را استفاده کرد که در آن  $C$  خازن واحد طول است. اما یک رابطه تجربی که توسط هم‌رستد<sup>۱</sup> ارائه شده  $\Delta L$  را برحسب  $w/h$  و  $\epsilon_{eff}$  بیان می‌کند.

$$\Delta L = 0.421 h \left( \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \left( \frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813} \right) \quad (18-3)$$

این رابطه تجربی با خطایی کمتر از ۵٪ در فرکانس‌های پائین میکروویوی قابل استفاده است.

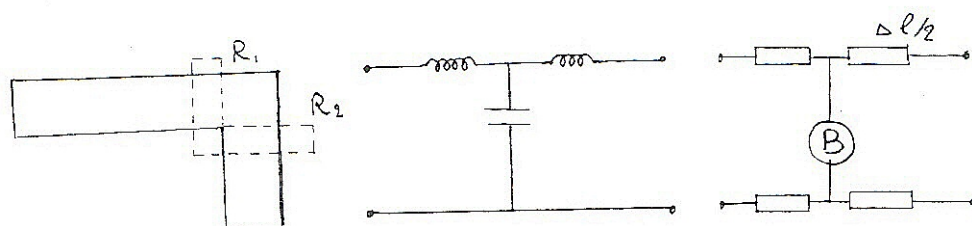


شکل ۳-۶- مدار معادل ناپیوستگی

### ۳-۳-۳- اثر خم راست گوشه

در بسیاری از مدارات میکروویو جهت استفاده از حداقل فضا و اجتناب از بزرگ شدن سابس‌تریت (سطح) استفاده از گوشه‌ها ضروری است. بوسیله خم کردن خطوط بلند می‌توان از حداکثر فضا استفاده کرد. در شکل زیر یک گوشه با مدار معادل آن نشان داده شده است. در این حالت خازن موازی  $C_1$  و سلف‌ها  $L_1$  نامگذاری شده‌اند. روابط تجربی زیر برای محاسبه  $C_1$  و  $L_1$  بکار می‌روند.

<sup>1</sup> Hammersted



شکل ۳-۷- مدار معادل خم راست گوشه

$$\frac{C_1}{W} \left( \frac{PF}{m} \right) = \frac{(14\epsilon_r + 12.5) W/h - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02}{W/h} \cdot \frac{W}{h} < 1 \quad (19-3)$$

$$\frac{C_1}{W} \left( \frac{PF}{m} \right) = (0.5\epsilon_r + 1.25) \frac{W}{h} + 5.2\epsilon_r + 7 : \frac{W}{h} > 1 \quad (20-3)$$

$$2.5 \leq \epsilon_r < 15$$

$$0.5 \leq \frac{W}{h} \leq 2$$

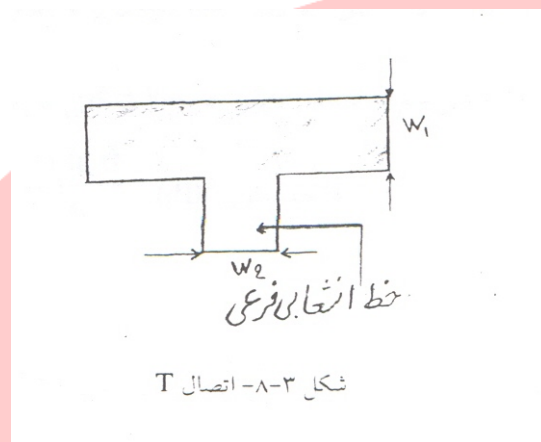
مشروط به آن که:

$$\frac{L_1}{h} \left( \frac{nH}{m} \right) = 100 \left( 4 \sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right) \quad (21-3)$$

### ۳-۳-۴- اتصال T

اتصال T یکی از پرکاربردترین اتصالات دو خط میکرواستریپ است زیرا به وفور نیاز به انشعاب دو یا چند خط از یک نقطه می باشد که نمونه های آن در شبکه های مقسم و جمع کننده توان و شبکه های تطبیق امپدانس دیده می شود. در این اتصال، خطوط میدان الکتریکی و چگالی جریان نسبت به حالت مستقیم دارای اختلال و اعوجاج است که یک مورد شامل عناصر خازن و سلف در این حالت برای بررسی ناپیوستگی T بکار می رود. به هر حال جهت جبران سازی اثر T، طول خطوط را نسبت به حالت تئوریک به نحو مقتضی تغییر می دهیم و این تغییر طول را از روابط موجود در مقالات مختلف می توان استنتاج کرد. مقدار تغییر طول خط اصلی و خط انشعابی به ترتیب کمتر از 0.12 و 0.6 برای ارتقا زیر بنا می باشد. بدین ترتیب خط انشعابی حدود  $1^{mm}$  نسبت به طول

تئوریک افزایش نشان می‌دهد که در طراحی وارد می‌شود. اثر تغییر طول خط اصلی حدود 1.5 برابر این مقدار است.



علاوه بر اثراتی که مختصراً شرح داده شد اثرات دیگری مانند اثر گوشه‌های تیز (corners)، اثر پله متقارن و اثر ضخامت محدود فلز نیز باید هنگام طراحی روی خطوط میکرواستریپ در صورت لزوم مورد توجه و بررسی قرار گیرند. بدیهی است لحاظ کردن این اثرات هنگام طراحی دقت طراحی را بالا می‌برد. یکی از موارد دیگر که باید مورد توجه قرار گیرد تلفات خطوط میکرواستریپ است که ذیلاً شرح داده خواهد شد.

### ۳-۴- تلفات خط میکرواستریپ

مهم‌ترین تلفات در خطوط میکرواستریپ عبارتند از تلفات عایقی، تلفات هدایتی و تلفات تشعشعی.

#### ۳-۴-۱ تلفات عایقی

اگر عایق خط ایده آل نباشد باعث عبور جریان نشتی می‌شود که بتدریج گرم شدن عایق را در پی خواهد داشت. میزان این تلاف نسبت به تلف هدایتی بسیار کم است. نمایش تلف عایقی در خط

بصورت رسانایی موازی خط، انتقال و یا به صورت تانژانت تلفات در رابطه ضریب عایقی وارد می- شود. ثابت عایقی در حالت کلی به فرم مختلط می باشد.

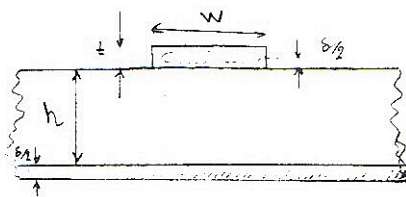
$$\alpha = \frac{27.3 \varepsilon_r (\varepsilon_{eff} - 1) tg \delta}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} (\varepsilon_r - 1) \lambda_0} \quad (22-3)$$

### ۳-۴-۲- تلفات هدایتی

اگر هادی خط دارای ضریب هدایتی بی نهایت باشد خط فاقد تلفات هدایتی خواهد بود اما به علت محدود بودن این ضریب، تلفات هدایتی به سیگنال اثر کرده و مرتباً دامنه سیگنال در طول خط کاهش می یابد. در حالت کلی کامل بودن هادی جریان هدایتی صرفاً در یک لایه بی ضخامت هادی جریان می یابد اما با کاهش ضریب هدایتی، جریان به داخل هادی نفوذ می کند. مقدار مؤثر عمق نفوذ میدان یا جریان را در حدی می گیرند که دامنه این کلیات به  $e^{-1}$  برابر تعداد مربوط در روی سطح هادی می رسد. رابطه عمق نفوذ بصورت زیر است:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (23-3)$$

معمولاً ضخامت نوار هادی چندین برابر این عمق نفوذ است. بدین ترتیب جریان در لایه نازکی از نوار جاری می شود. حال اگر سطح نوار دارای ناصافی باشد مسیر عبور جریان طولانی تر شده و در نتیجه تلفات هدایتی بیشتر می شود. در شکل زیر مسیر عبور جریان با خط چین نمایش داده شده است.



شکل ۳-۹- مسیر عبور جریان هدایتی در هادی‌ها

می‌توان با تقریب ضریب تضعیف هدایتی خط را به کمک امپدانس سطحی محاسبه نمود. این امپدانس کمیت شناخته شده‌ای بصورت زیر است:

$$Z_s = \frac{1+J}{\delta} = \frac{1}{\delta} + JW\mu \frac{\delta}{2} \quad (۳-۲۴)$$

بخوبی پیداست که این امپدانس اندوکتیو می‌باشد. اگر سطح عبور جریان را که در حالت کامل بودن هادی در دست است به عمق  $\frac{\delta}{2}$  منتقل کنیم به اندوکتانس سطحی می‌رسیم. در فرکانس‌های بالاتر با فرض عبور جریان از سطح هادی اندوکتانسی وجود دارد که به اندوکتانس خارجی معروف است. اندوکتانس کل، مجموع اندوکتانس سطحی و خارجی است. حال با توجه به برابر بودن مقاومت و راکتانس سطحی فلز داریم:

$$R = W \, l_{sur} = W(L_{tot} - L_{ext}) \quad (۳-۲۵)$$

اگر بنا باشد از این رابطه صرفاً برای محاسبه مقاومت استفاده نمائیم می‌توان به‌جای عایق مورد بحث از هوا استفاده نمود. در این حالت:

$$L = \frac{Z_0}{C} \quad (۳-۲۶)$$

$$R = L_{sur} = \frac{W}{C} \left[ Z_0(W - \delta, h + \delta, t - \delta, \epsilon_r - 1) - Z_0(W, h, \tau, \epsilon_r^{-1}) - 1 \right] \quad (۳-۲۷)$$

با توجه به رابطه شناخته شده  $R/Z$  خواهیم داشت .

$$\alpha_c = \frac{\pi}{\lambda_0} \cdot \frac{Z_0(W - \delta, h + \delta, t - \delta, \epsilon_r - 1) - Z_0(W, h, \tau, \epsilon_r^{-1})}{Z_0(W, h, t, \epsilon_r - 1)} \quad (۳-۲۸)$$

### ۳-۵- خطوط MIC

مدارهای مجتمع میکروویو<sup>۱</sup> (MIC) نشانگر توسعه مدارهای مجتمع IC در فرکانس‌های بالا (UHF و میکروویو) است. در میکروویو MIC پایه اغلب مدارهاست که گاهی بخاطر پیچیدگی و ظرفیت خاص خود قسمت اعظم سیستم را به خود اختصاص می‌دهد.

خطوط و مدارهای مجتمع میکروویو مدارهای دو بعدی یا صفحه‌ای هستند. امپدانس مشخصه لازم توسط ابعاد خط و نوع دی الکتریک مشخص می‌شود. تغییر ابعاد در صفحه تعیین کننده مشخصه مدار است. این حالت امکان ایجاد خط و مدار لازم را به کمک فیلم‌های نازک و تکنیک عکس برداری میسر می‌کند. مراحل انجام مشابه همان مراحل است که در ساختن بردهای مدار چاپی الکترونیکی در فرکانس‌های کم انجام می‌شود.

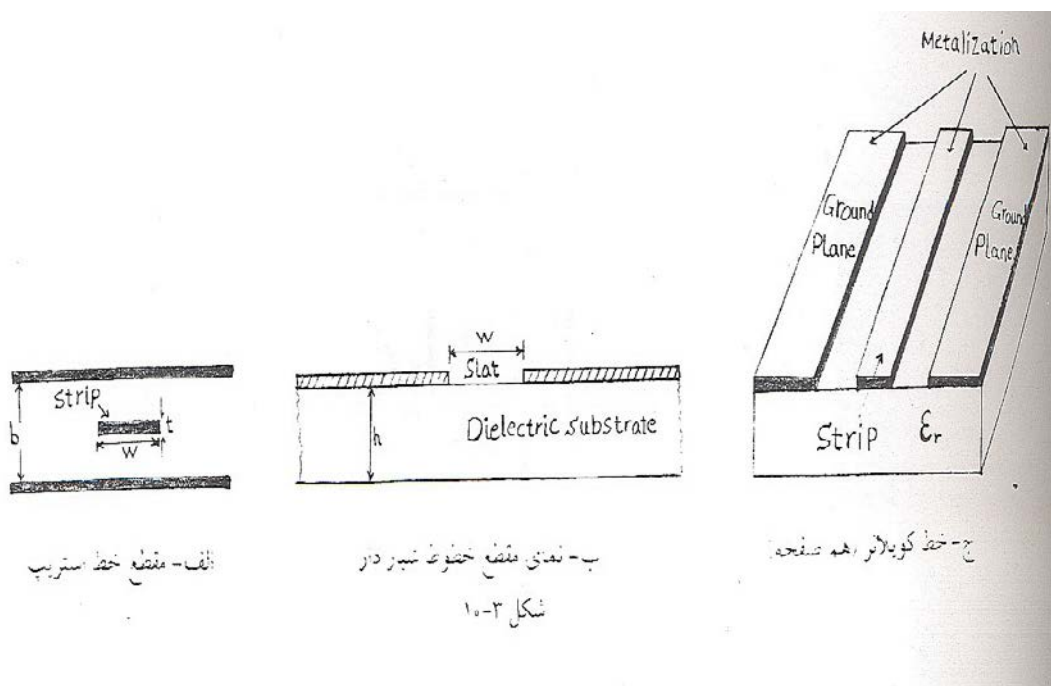
حالات و ترکیب‌های متفاوتی از موجبرهای مسطح امکان پذیر است. آنچه که معمولاً بکار می‌رود عبارت است از: (۱) خط استریپ<sup>۲</sup> (۲) میکرواستریپ (۳) خط شیاردار<sup>۳</sup> و (۴) خط کوپلار<sup>۴</sup>. در بخش قبلی ما خطوط میکرواستریپ را مورد بررسی قرار دادیم. نمای مقطعی سایر خطوط نیز در شکل‌های زیر برای مقایسه آمده است و با توجه به این که این پروژه با استفاده از خطوط میکرواستریپ طراحی شده است مشخصات سایر خطوط آورده نمی‌شود. این مشخصات در اکثر کتاب‌های میکروویو مشروحاً آمده است.

<sup>۱</sup> Microwave Integrated circuit

<sup>۲</sup> Strip line

<sup>۳</sup> Stat lines

<sup>۴</sup> Coplanar lines



الف- مقطع خط استریپ

ب- نمای مقطع خطوط شیار دار

ج- خط کوپلانو هم صفحه

شکل ۱۰-۳

شکل ۱۰-۳: خط کوپلانو هم صفحه، نمای مقطع خطوط شیار دار و مقطع خط استریپ





# فصل چهارم

## مروری بر پارامترهای (S)

برای بررسی شبکه‌های مختلف شرایط اندازه‌گیری خاصی وجود دارد. شبکه‌های  $n$  قطبی در فرکانس کم توسط پارامترهای امپدانس ( $Z$ ) یا پارامترهای ادمیتانس ( $Y$ ) بررسی می‌شوند. پارامترهای ( $h$ ) هیبرید بهترین روش مطالعه ترانزیستورها تا باند VHF است. تبدیل این پارامترها نیز مستقل از نوع مدار است چون در حقیقت بیان‌های متفاوتی از یک موضوع واحد هستند.

در فرکانس‌های میکروویو که اندازه‌گیری جریان، امپدانس یا ادمیتانس میسر نیست کمیت قابل اندازه‌گیری میزان عبور انرژی ( $T=Transmission$ ) و یا میزان انعکاس ( $R=Reflection$ ) مد نظر است و برای این کار از پارامترهای ( $S$ ) ( $S$  حرف اول کلمه Scattering به معنی پراکندگی یا پخش انرژی است) و ماتریس " $S$ " استفاده می‌کنیم. این روش توسط دانشمند ژاپنی کوروکاو<sup>۱</sup> در سال ۱۹۷۰ میلادی (۱۳۴۸ شمسی) ارائه شد. در زیر خواص و اصول پارامترهای  $S$  آورده می‌شود.

#### ۴-۲- اصول پارامترهای ( $S$ )

کوروکاو برای هر ترمینال دو گره در نظر گرفت یکی متناسب با انرژی ورودی ( $a_n$  incoming) و دیگری متناسب با انرژی خروجی ( $b_n$  outcoming) که اندیس  $n$  نشان دهنده ترمینال  $n$  ام دهانه‌ای است. در این حالت روابط زیر را خواهیم داشت:

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{on}}} \quad ; \quad b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{on}}} \quad (۱-۴)$$

که در آن

$V_n^+$ : ولتاژ موج به سمت داخل ترمینال  $n$  ام.

$V_n^-$ : ولتاژ موج به سمت خارج ترمینال  $n$  ام.

<sup>1</sup> Kurokawa

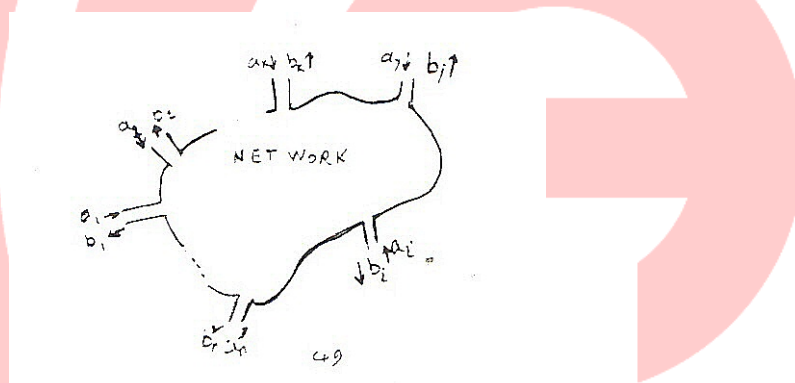
$Z_{on}$ : امپدانس کوپلاژ ترمینال  $n$  ام است، (در حالت نرمالیزه آنرا  $50^{\Omega}$  می گیریم). و نیز  $S_{JK}$  را

$$S_{jk} = \frac{b_j}{a_k} \quad \text{بدین صورت تعریف می کنیم.}$$

که مبین دامنه و فاز انرژی انتقالی از ترمینال  $k$  ام به ترمینال  $j$  ام است.  
و در حالت کلی تر خواهیم داشت.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

ماتریس ( $S$ ) فوق برای یک مدار  $n$  دهانه‌ای در نظر گرفته شده است.



برای سادگی ابتدا یک مدار دو دهانه را بررسی می کنیم. در این حالت داریم:

$$[b] = [s][a] \quad (3-4)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \text{و یا}$$

و داریم :  $a_1$  : مقدار انرژی که به ترمینال (۱) وارد می شود.

$b_1$  : مقدار انرژی که از ترمینال (۱) خارج می شود.

$a_2$ : مقدار انرژی که به ترمینال (۲) وارد می شود.

$b_2$  : مقدار انرژی که از ترمینال (۲) خارج می شود.

و تعاریف زیر را می‌توان نتیجه گرفت:

$S_{11}$  : میزان انعکاس انرژی ترمینال (۱)

$S_{12}$  : میزان انرژی که از ترمینال (۲) به ترمینال (۱) وارد می‌شود.

$S_{21}$  : میزان انرژی که از ترمینال (۱) به ترمینال (۲) وارد می‌شود.

$S_{22}$  : میزان انرژی انعکاسی از ترمینال (۲)

پارامترهای (S) کمیات فازوری هستند که دامنه و فاز را بیان می‌کنند و تنها در حالت خطی بودن مدار مورد استفاده قرار می‌گیرند. مزایای پارامترهای (S) عبارتند از:

- ۱- پارامترهای (S) کمیات فیزیکی و قابل اندازه‌گیری هستند.
  - ۲- قابل تبدیل شدن به دیگر پارامترها  $[Z]$  و  $[Y]$  و  $[h]$  می‌باشند. تبدیل لازم در ضمیمه آمده است.
  - ۳- برای بدست آوردن آنها اتصال کوتاه یا مدار باز مانند دیگر پارامترها انجام نمی‌شود.
  - ۴- هر مداری حتماً یک نمایش (S) دارد.
  - ۵- اطلاعات تقویت و اتلاف را بیان می‌کنند.
- برای بدست آوردن پارامترهای (S) برای همه شبکه دو دهانه داریم:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{matrix} \quad (4-4)$$

$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \mid a_2 = 0$  یعنی  $S_{11}$  با شرط اینکه ترمینال (۲) هیچگونه انرژی نداشته باشد بدست

می‌آید. ضریب انعکاس  $S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \mid a_1 = 0$  انرژی انتقالی از ترمینال (۲) به ترمینال (۱) وقتی

ترمینال (۱) انرژی ندارد.

$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$  انرژی انتقالی از ترمینال (۱) به ترمینال (۲) وقتی ترمینال (۲) انرژی ندارد.

$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \mid a_1 = 0$  انرژی برگشتی از ترمینال (۲) به خودش وقتی (۱) انرژی ندارد.

نکته: در اینجا باید توجه کرد که عدم وجود انرژی در یک ترمینال مبین اتصال کوتاه یا مدار باز بودن نیست چرا که در این صورت تطبیق به هم می‌خورد بلکه مفهوم اینکه شاخه نام انرژی ندارد این است که ترمینال نام با یک بار مساوی امپدانس کوپلاژاش منتهی شده باشد. در مثال اخیر اگر ورودی را ترمینال (۱) و خروجی را ترمینال (۲) بنامیم در اینصورت  $S_{21}$  را ضریب انتقال متقابل و  $S_{12}$  را ضریب انعکاس متقابل می‌نامیم.

در شبکه های دو دهانه و دو طرفه مانند آدامپتور ( $50 \sim 75N \sim SMA$ ) یا فیلترهایی با یک طول معین کابل یا موجبر داریم  $S_{21} = S_{12}$  و  $S_{11} = S_{22}$  اما در شبکه های یک طرفه دو دهانه - مانند ایزولاتور دبلر فرکانس و تقویت کننده چنین نیست.

در مدارهای غیرفعال همواره  $S_{ji} \leq 1$  ولی در مدارهای فعال  $S_{jk} \geq 0$  هم وجود دارد. پارامترهای (S) را برحسب Db هم می‌توان بیان کرد. در این صورت:

$$\begin{aligned} S_{dB} &= -20 \text{Log} (S_{ratio}) & |S| \leq 1 & \text{انتقال انرژی} \\ S_{dB} &= 20 \text{Log} (S_{ratio}) & |S| \geq 1 & \text{تقویت کننده} \end{aligned} \quad (5-4)$$

تجزیه و تحلیل مدار با روش [S] چه از نظر طراحی و چه از نظر اندازه‌گیری، از فرکانس  $100^{MHz}$  به بالا امکان پذیر و مناسب است. البته در بعضی موارد مثلاً حالت کاسکید یا مدارهای دو دهانه زنجیره‌ای در موقع تحلیل بهتر است از پارامترهای [ABCD] و [T] استفاده گردد. در شبکه‌های غیر فعال و بدون وقفه دو قضیه زیر را برای ماتریس [S] داریم:

۱- خاصیت یکانی (unitary) بودن آن یعنی:

$$\sum_{\beta=1}^N S_{\beta m} S_{\beta n} = \delta_{mn} = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases}$$

و یا به صورت زیر بیان می شود:

$$\sum_{k=1}^N |S_{ki}|^2 = 1 \quad (۴-۶)$$

۲- خاصیت تعامد یعنی ستون  $r$  بر مزدوج مختلط ستون  $S$  عمود است.

$$\sum_{k=1}^N S_{kr} \cdot S_{ks}^* = 0 \quad (۴-۷)$$

ستون  $S$       ستون  $r$

$$S_{ii} = \frac{Z_i - Z_{oi}}{Z_i + Z_{oi}}$$

در مدار  $n$  دهانه می توان نوشت :

که در آن :

$Z_i$ : امپدانس ورودی دهانه  $i$ ام

$Z_{oi}$ : امپدانس کوپلینگ دهانه  $i$ ام

$S_{ii}$  : انعکاس ترمینال  $i$ ام است.

هر شبکه میکروویوی فعال یا غیر فعال دارای یک ماتریس  $[S]$  است که متشکل از اجزای میکروویوی می شود. برای محاسبه ماتریس  $[S]$  از روی قطعات مختلف از روش Mason که در

درس کنترل خطی نیز هست می توان استفاده کرد. (در این روش داریم  $T = \sum_{p_k} \frac{\Delta_k}{\Delta}$ ).

همچنین مشخصات ترانزیستورهای مختلف توسط کارخانه سازنده روی نمودار اسمیت داده می شود.

#### ۴-۳- اندازه گیری پارامترهای (S)

برای اندازه گیری پارامترهای (S) یک شبکه از دستگاه های اندازه گیر S.N.A ( Scalar

Network Analyzer) که هم مدول و هم آرگومان پارامترهای (S) را اندازه گیری می کند مورد

استفاده قرار می گیرد.  $S_{JK} = |S_{JK}| \angle S_{JK}$  و یا از نوع دیگری استفاده می شود که با کنترل های

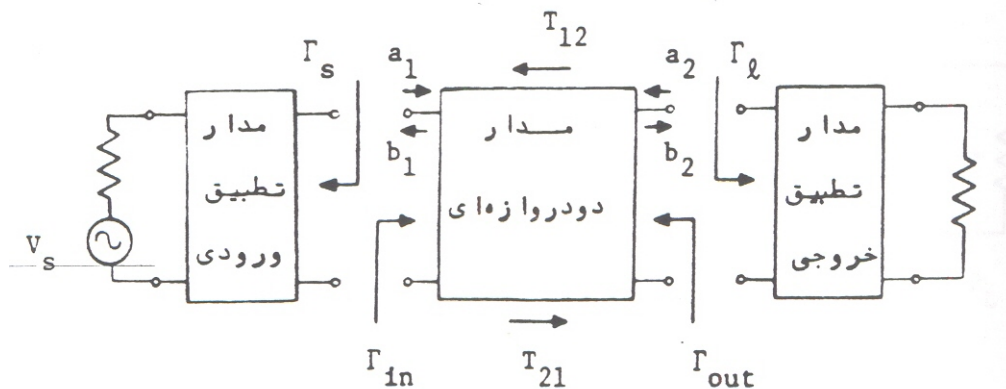
دستی دستگاه انجام می‌شود و از اینرو آن را  $N.A^1$  می‌نامند. اگر این کار توسط کنترل و کالیبراسیون اتوماتیکی انجام شود آنرا A.N.A (Automatic Network Analyzer) گویند. با اندازه‌گیری پارامترهای (S) هر شبکه با یک تبدیل مناسب سایر پارامترها (Y, Z و...) هم تعیین می‌شود. پارامترهای [S] هم از نظر اندازه‌گیری و هم از نظر محاسبات طراحی مناسب‌تر از سایر پارامترهای مدار است.

با تکنولوژی حاضر تا باند X (8-12 GHz) می‌توان دو عضو یک شبکه n ترمیناله (مثلاً  $S_{11}$  و  $S_{21}$  انعکاس و انتقال) را همزمان اندازه‌گیری کرد. ولی عمدتاً عضوهای ماتریس [S] یک شبکه n ترمیناله یکی یکی اندازه‌گیری می‌شود.

#### ۴-۴- تعاریف بهره توان

در طراحی تقویت کننده‌ها تعاریف مختلفی برای بهره توان مطرح می‌شود. برای بیان این تعاریف ابتدا جریان توان را از منبع به بار بصورت شکل (۴-۲) در نظر می‌گیریم. همچنین برای تحلیل مدار با پارامترهای [S] از روش نمودار اسمیت که در فصل قبل ذکر شد می‌توان استفاده کرد. بهرحال برای اجزای دو دهانه ماتریس [S] بصورت یک ماتریس  $2 \times 2$  است. و از آنجا که اجزای دو دهانه طیف وسیعی دارند در تجزیه و تحلیل آنها لازم است از شبکه [ABCD] یا [T] استفاده شود. برای یک تقویت کننده در حالت کلی ضرایب انعکاس ورودی و خروجی و ضرایب انتقال مستقیم و معکوس یک تقویت کننده در زیر آمده است:

<sup>1</sup> Manual Network Analyze



شکل ۴-۲- ضرایب انعکاس و انتقال یک تقویت کننده

$$T_{12} = \frac{b_1}{a_2}; T_{21} = \frac{b_2}{a_1}, r_{out} = r_{22} = \frac{b_2}{a_2}; r_{in} = r_{11} = \frac{b_1}{a_1}$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (r_L = \frac{a_2}{b_2} = 0) \quad \text{ضریب انعکاس ورودی به ازای خروجی منطبق}$$

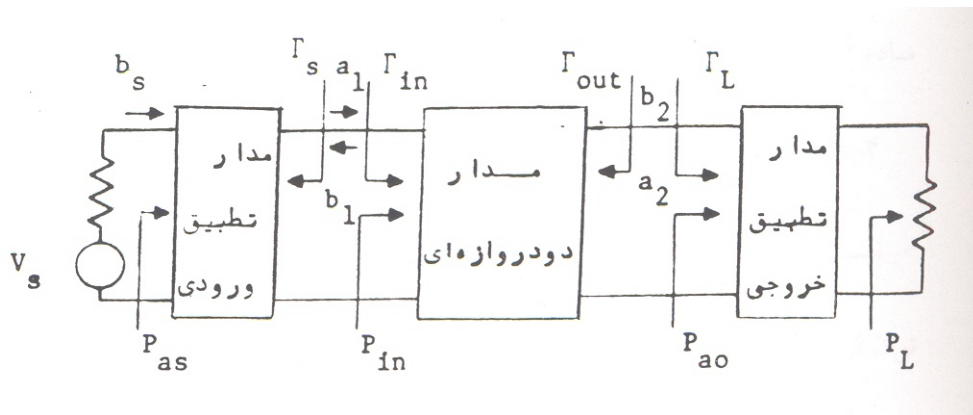
$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (r_s = \frac{a_1}{b_1} = 0) \quad \text{ضریب انتقال معکوس به ازای ورودی منطبق}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (r_L = \frac{a_2}{b_2} = 0) \quad \text{ضریب انتقال مستقیم به ازای خروجی منطبق}$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (r_s = \frac{a_1}{b_1} = 0) \quad \text{ضریب انعکاس خروجی به ازای خروجی منطبق}$$

در فرکانس‌های میکرو ویو مشخصات ترانزیستورها و FET ها هم مانند سایر اجزای میکروویو بوسیله پارامتر S آنها مشخص می‌گردد. با توجه به اینکه ترانزیستور و با یک پایه مشترک در ورودی و خروجی بکار می‌روند، بنابراین یک عنصر دو دهانه محسوب می‌شوند و دارای یک ماتریس  $[S]$  ۲\*۲ می‌باشند که در اینجا  $S_{11}$  و  $S_{22}$  به ترتیب میزان انعکاس ورودی و خروجی است. در نتیجه، برای این که چگونگی تطبیق یا عدم تطبیق وسیله با خط مشخص شود روی دیاگرام اسمیت شرایط مختلف آن را مشخص می‌کنیم.





شکل ۴-۳- جهت توان در تقویت کننده

در شکل بالا  $P_{as}$  توان قابل دسترسی از منبع،  $P_{in}$  توان ورودی به مدار دو دهانه‌ای  $P_{ao}$  توان قابل دسترسی در خروجی مدار دو دهانه‌ای و  $P_L$  توان اعمال شده به بار است.

#### ۴-۴-۱- بهره توان

نسبت توان اعمال شده به بار بر توان ورودی به مدار دو دهانه‌ای را بهره توان گویند. مقدار  $P_{in}$  به ازای تطبیق مزدوج در ورودی بدست می‌آید و برابر  $P_{as}$  است. بنابراین به ازای  $r_{in} = r_s^*$  خواهیم داشت:

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_L|^2)}{|1 - S_{22} r_L|^2 (1 - |r_{in}|^2)} \quad (۸-۴)$$

که تنها تابع  $r_L$  و پارامترهای  $S$  می باشد.

۲- بهره توان مبدل: نسبت توان اعمال شده به بار به توان قابل دسترسی در ورودی در مدار دو دهانه‌ای را مبدل توان تقویت کننده گویند. داریم:

$$G_t = \frac{P_L}{P_{as}} = |S_{21}|^2 \frac{1 - |r_L|^2}{1 - |r_{out} r_L|^2} \cdot \frac{1 - |r_s|^2}{|1 - S_{11} r_s|^2} \quad (۹-۴)$$

که تابع  $r_s$  و  $r_L$  و پارامترهای  $S$  بوده و در سیستم  $50\Omega$  ( $r_s = r_L = 0$ ) بصورت ساده  $G_t = |S_{21}|^2$  در می‌آید.

#### ۴-۴-۲- بهره توان قابل دسترسی

نسبت توان قابل دسترسی خروجی مدار دو دهانه به توان قابل دسترسی از منبع را بهره توان قابل دسترسی می‌نامند. خواهیم داشت:

$$G_a = \frac{P_{ao}}{P_{as}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |r_s|^2)}{|1 - S_{11} r_s|^2 (1 - |r_{out}|^2)} \quad (10-4)$$

که تنها تابع  $r_s$  و پارامترهای  $S$  است.

#### ۴-۴-۳- بهره توان یکطرفه مبدل

از آنجا که در تقویت کننده‌ها معمولاً  $S_{12}$  خیلی کوچک است، یک تقریب مناسب برای بهره توان مبدل این است که فرض کنیم  $S_{12} = 0$  باشد. در این صورت بهره توان یک طرفه مبدل از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$G_{in} = |S_{21}|^2 \frac{1 - |r_L|^2}{|1 - S_{22} r_L|^2} \cdot \frac{1 - |r_s|^2}{|1 - S_{11} r_s|^2} \quad (11-4)$$

که بیشترین مقدار آن به ازای تطبیق مزدوج همزمان در ورودی و خروجی بدست می‌آید.

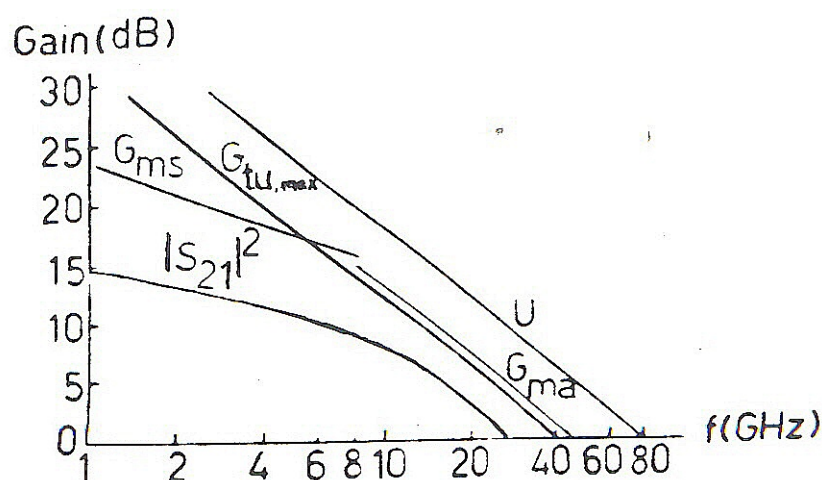
$$G_{in, max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (12-4)$$

#### ۴-۴-۴- بهره توان یکطرفه

چنانچه با استفاده از فیدبک غیرفعال  $S_{12}$  را در مدار دو دهانه‌ای فیدبک دار صفر کرده و سپس تطبیق مزدوج همزمان در ورودی و خروجی اعمال کنیم به بیشترین بهره‌ای می‌رسیم که می‌توان از مدار دو دهانه‌ای فیدبک دار اخذ کرد. این بهره را بهره توان یکطرفه می‌نامند که برابر است با:

$$U = \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{2k \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{S_{11}}{S_{12}} \right\}} \quad (4-13)$$

در شکل زیر مقایسه‌ای بین بهره‌های توان مختلف یک ترانزیستور با توجه به تغییرات فرکانسی آنها انجام شده است.



شکل ۴-۴- بهره‌های توان یک ترانزیستور بر حسب فرکانس

منابع :

کتاب میدان‌ها و امواج نوشته دکتر عریضی

کتاب foundations for microwaves engineering نوشته R.E.Collin

کتاب اصول مهندسی میکروویو نوشته دکتر فرخ حجت کاشانی