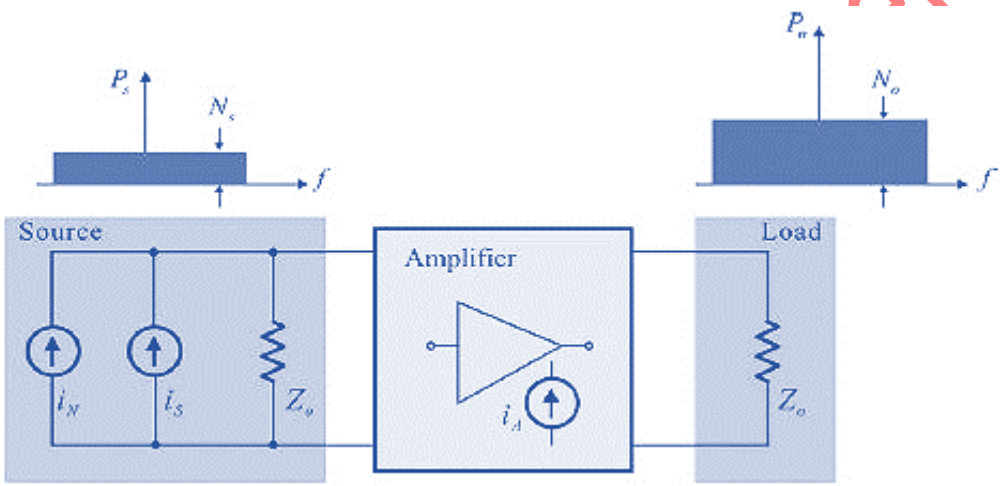
# تقویت‌کننده

## جلسه‌ی اول – بخش اول :




هدف ما در این فایل آموزشی، معرفی و آموزش تقویت‌کننده می‌باشد. قبل از آنکه به طراحی و شبیه‌سازی تقویت‌کننده بپردازیم، ابتدا باید بررسی کنیم که چرا در سیستم‌های مخابراتی از تقویت کننده استفاده می‌شود و اساسا یک تقویت‌کننده در مدار چه وظیفه‌ای دارد؟

به عنوان یک تعریف اولیه، برای این که یک سیگنال ضعیف را تقویت کنیم از تقویت‌کننده استفاده می‌کنیم. با بررسی سیستم‌های مخابراتی، خواهیم دید که همیشه در ورودی این سیستم‌ها و بعد از آنتن یک تقویت‌کننده قرار گرفته است. بسیاری از سیگنال‌های دریافتی از آنتن سیگنال‌های ضعیفی هستند وبه همین جهت این سیگنال‌ها باید تقویت شوند.

t.me/rf_microwaveanna

نکته ی اول: منظور از سیگنال، سیگنال‌هایی است که بالای سطح نویز قرار داشته باشند و سیگنال‌هایی که زیر سطح نویز قرار دارند عملا سیگنال‌های بدون استفاده‌ای خواهند شد و دیگر نمی‌توان بر روی آن‌ها پردازش انجام داد و اطلاعاتی دریافت کرد.

این که چرا این سیگنال‌ها را بعد از دریافت از آنتن مستقیما استفاده نمی‌کنیم و بلکه ابتدا به تقویت این سیگنال‌ها می‌پردازیم، به دلیل قابلیت آشکارسازی سیگنال می‌باشد.

در حالت کلی تفاوت بین یک سیگنال ضعیف و قوی در قابلیت آشکارکردن آن‌هاست. آشکارسازی یک سیگنال ضعیف به سختی انجام می‌شود و حتی در مواردی اصلا نمی‌توان آن‌ها را آشکار کرد. بنابران در یک سیستم مخابراتی مجموعه‌ای خواهیم داشت که هدف آن، آشکارسازی سیگنال دریافتی می‌باشد و یک تقویت کننده جزئی از این سیستم خواهد بود.

هر آشکارساز دارای میزان حساسیتی است و اگر سیگنال دارای حساسیتی کمتر از حساسیت آشکارساز باشد دیگر نمی‌توان آن سیگنال را آشکار کرد.

نکته‌ی دوم: منظور از حساسیت آشکارساز، حداقل میزان توان سیگنالی است که قابل آشکارسازی باشد.

نکته‌ی سوم: یکی از ساده‌ترین آشکارسازها، آشکارساز AM و صوت است که توسط سیستم آشکارساز دیودی صورت می‌گیرد. وقتی سیگنال دریافتی ضعیف باشد دیگر نمیتوان با آشکارساز دیودی آن را آشکار کرد.

## منظور از تقویت‌کننده چه نوع تقویت‌کننده‌ای است؟

منظور از تقویت‌کننده در سیستم‌های مخابراتی، تقویت‌کننده توان است نه تقویت‌کننده ولتاژ. در عمل، در فرکانس‌های بالا دیگر نمیتوانیم ولتاژ تعریف کنیم و استفاده از قوانین کیرشهف معتبر نخواهد بود.

همانطور که در الکترومغناطیس و مدارات فشرده بیان شد:

t.me/rf_microwave_antenna

به دلیل پایستار بودن میدان های الکتریکی E میتوانستیم رابطه ی $\nabla \times E = 0$ را بیا ن کنیم و در نهایت E را برحسب گرادیان یک تابع مانند V تعریف کردیم که خود V صرفا یک مفهوم ریاضی داشت ولی قابل اندازه گیری بود و مقدار آن از رابطه ی $V = -\int E \cdot dL$ محاسبه شد که این اندازه‌گیری مستقل از مسیر انتگرال گیری می‌باشد. بنابراین این تابع یا پتانسیل ریاضی به یک مفهوم فیزیکی که قابل اندازه‌گیری است، تبدیل شد و این امر به قانون کیرشهف منتهی شد و قوانین KVL و ولتاژ استخراج شدند.

پس ولتاژ به فرض پایستار بودن E محاسبه شد اما در واقعیت، در فرکانس های پائین E تقریبا پایستار است و تا جایی که به حل مسئله کمک کند از آن استفاده می‌کنیم و V=R.I به جواب صحیحی منتهی می‌شود یا $\sum V = 0$ صحیح خواهد بود. اما وقتی فرکانس افزایش می‌یابد دیگر مفاهیم فوق معتبر نخواهد بود و $\nabla \times E \neq 0$ خواهد شد و در نتیجه دیگر نمیتوانیم در مدار با مولتی متر ولتاژ را اندازه‌گیری کنیم چون در مسیرهای مختلف انتگرال‌گیری به نتایج متفاوتی دست خواهیم یافت.

بنابراین باید به دنبال یک مفهومی باشیم که مستقل از فرکانس همیشه دارای اعتبار باشد و این مفهوم، همان توان یا حاصل ضرب V و I است، به همین جهت در فرکانس‌های بالا توان قابل اندازه گیری خواهد بود و ما با توان و مفهوم آن کار می‌کنیم، توان را دریافت می کنیم، توان را ارسال می کنیم، توان را تقویت یا تضعیف می کنیم و... . پس تمام اندازه گیری‌های ما در فرکانس‌های بالا مبتنی بر توان خواهد بود و بر اساس این مفهوم به تحلیل و طراحی خواهیم پرداخت.

نکته‌ی چهارم: حتی در تعریف پارامترهای S که براساس ولتاژ انجام می‌گیرد هم توان دخیل است و در واقعیت ما توان رفت و برگشت را اندازه‌گیری می‌کنیم نه ولتاژ، ولی چون سطح امپدانس محل اندازه‌گیری شده یکسان است، توان را به ولتاژ ترجمه خواهیم کرد وگرنه ولتاژ اصلا قابل محاسبه نیست، بنابراین برای پارامترهای S هم توان را اندازه‌گیری کرده ولی بر حسب ولتاژ تعریف خواهیم کرد.

پس تقویت کننده‌ای که طراحی و استفاده می‌کنیم از نوع توان خواهد بود و چیزی که ما میخواهیم طراحی و بهینه کنیم بهره‌ی توان خواهد بود، یعنی ما تقویت‌کننده را برای افزایش بهره‌ی توان طراحی می‌کنیم.

t.me/rf_microwave_antenna

**نکته‌ی پنجم: در دهه‌های 90 و 80 و برای باندهای فرکانسی موبایل، حداکثر بهره‌ای که به دست می‌آوردند dB (5-6) بوده است ولی امروزه به دلیل پیشرفت تکنولوژی انتظار داریم که در باندهای فرکانسی مایکروویو تقویت کننده‌ای طراحی کنیم که حداقل 10 dB بهره‌ی توان داشته باشد.**

**واحد توان در فرکانس‌های مایکروویو:**

**برای بیان سیگنال‌های ضعیف و میزان توان آن‌ها، دیگر از واحدهای میکرو وات، نانو وات، پیکو وات و ... استفاده نمی‌کنیم. وقتی یک سیگنال را در فضای آزاد ارسال می‌کنیم تضعیفی بر روی سیگنال صورت می‌گیرد که به فاصله و فرکانس وابسته است. هرچه سیگنال مسافت و فاصله بیشتری را طی کند، اتلاف سیگنال بیشتر شده و بنابراین سیگنال ضعیف‌تر خواهد شد. در نتیجه به دلیل کوچک و ضعیف بودن سیگنال‌ها، بیان آن‌ها با واحدهای nw و pw و... مشکل خواهد شد و از همین رو سیگنال‌های ضعیف را با dBm بیان می‌کنیم.**

**واحد توان در فرکانس‌های مایکروویو ⟷ dBm**

**نکته‌ی مهم: حتما مدنظر داشته باشید که باید در فرکانس‌های مایکروویو توان را بر حسب dBm ، اختلاف بین دو توان را برحسب dB و بهره‌ی توان را با dB بیان کنید و این واحدها هیچگاه نباید جابه‌جا شوند.**

0 dBm ⟷ 1mw

↓ -10 dB

-10 dBm ⟷ 0.1 mw

↓ -10 dB

-20 dBm ⟷ 0.01 mw

↓ -10 dB

t.me/rf_microwave_antenna

-30 dBm ⟷ 1 uw

↓ -30 dB

-60 dBm ⟷ 1 nw

↓ -20 dB

-80 dBm ⟷ 10 pw

↓ -10 dB

-90 dBm ⟷ 1 pw

**نکته‌ی ششم: یک سیگنال موبایل دارای فرکانس MHz (850-1000) است و دارای حساسیت گیرنده در حدود dBm (-90 _ -80) می باشد، یعنی موبایل می‌تواند سیگنال‌هایی با این میزان حساسیت را دریافت کند ولی آشکارسازی که در سیستم گیرنده موبایل وجود دارد دارای حساسیتی متفاوت با حساسیت سیگنال دریافتی موبایل است و این حساسیت بدتر از -90 dBm خواهد بود، بنابراین برای آشکارسازی، سیگنال باید تقویت شود، پس وظیفه‌ی یک تقویت‌کننده، تقویت سیگنال ضعیف و رساندن آن به حدی مطلوب و تحویل آن به آشکارساز جهت آشکاسازی است.**

**قطعا فرکانس کاری آشکارساز با فرکانس سیگنال دریافتی از آنتن متفاوت خواهد بود، مثلا اگر فرکانس سیگنال دریافتی موبایل از 850 MHz تا 1GHz باشد، این سیگنال برای آشکارسازی down convert شده و فرکانس سیگنال تغییر می‌کند و در نهایت سیگنال با فرکانس جدید تحویل آشکارساز خواهد شد.**

**در فایل‌های آموزشی بعدی به ملاحظات و روابط موجود، برای طراحی تقویت‌کننده توان خواهیم پرداخت.**

t.me/rf_microwave_antenna

## جلسه‌ی اول – بخش دوم:

همانطور که در جلسه ی قبل بیان شد، در فرکانس‌های مایکروویو تقویت کننده ولتاژ و جریان وجود ندارد و تقویت‌کننده از نوع توان خواهد بود و بهره‌ی آن با $G_T$ که مخفف Transducer power gain نشان داده می شود که واحد آن dB است. سیگنال ورودی این نوع تقویت‌کننده توان، سیگنال ضعیف است و به همین دلیل در دسته‌ی تقویت‌کننده‌های توان سیگنال کوچک قرار می‌گیرند.

$$G_T = 10\log\frac{P_{out}}{P_{in}}$$

### تقویت‌کننده کم نویز ( LNA ) :

از آنجا که سیگنال ورودی به تقویت‌کننده، سیگنال ضعیفی است و نباید نویز دیگری به آن اضافه شود به همین جهت تقویت‌کننده باید دارای کم‌ترین میزان نویز باشد که نرخ سیگنال به نویز در خروجی در محدوده‌ی استاندارد قرار بگیرد. برای بررسی میزان نویزی که در یک تقویت‌کننده و به طورکلی در یک ساختار وجود دارد از معیار Noise Figure استفاده می‌شود.

figure مقدار نویزی که ساختار به سیگنال وارد می‌کند را مشخص می‌کند. در هر دیتاشیت ترانزیستور که توسط شرکت سازنده منتشر می‌شود، حداقل NF (Noise Figure) گزارش می‌شود و به این مفهوم است که به طور مثال تقویت‌کننده‌ای که با این دیوایس ساخته شده است، حداقل این میزان نویز را به سیگنال اعمال می‌کند.

در روند طراحی یک تقویت‌کننده توان، باید پارامتر NF در نظر گرفته شود و طراحی تقویت‌کننده به نحوی صورت گیرد که علاوه بر بهره‌ی توان بالا، کم‌ترین میزان نویز تولید شود بنابراین تقویت‌کننده‌ای که در گیرنده استفاده می‌شود از نوع Low Noise است که با LNA معرفی می‌شود و برای تقویت سیگنال‌های ضعیف از این نوع تقویت‌کننده استفاده می‌شود.

**نکته اول:** کم‌ترین عدد نویز یک ساختار شامل دیوایس، عدد نویز دیوایس می‌باشد.

**نکته دوم:** تقویت‌کننده کاملا ایده‌آل ⟸ NF = 0dB : یعنی تقویت‌کننده هیچ‌گونه نویزی به سیگنال اعمال نمی‌کند که در واقعیت امکان‌پذیر نیست.

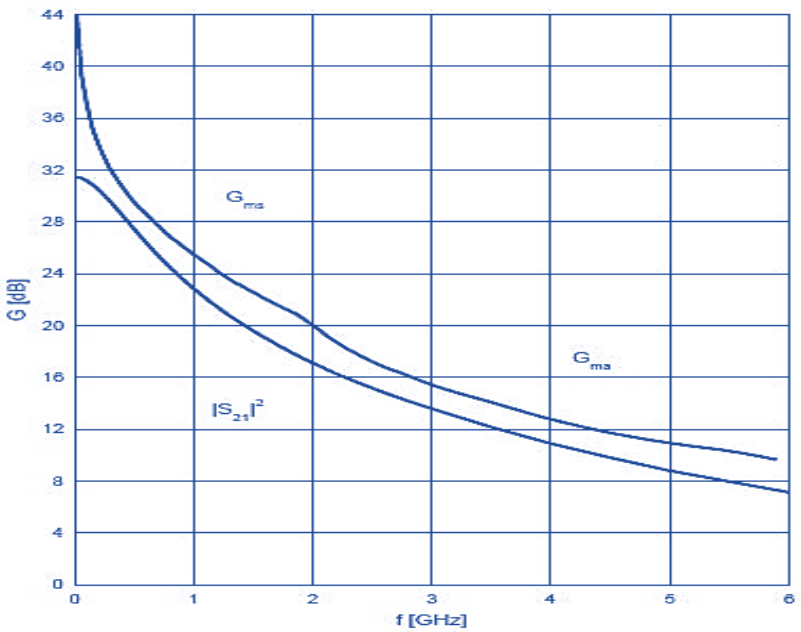
t.me/rf_microwave_antenna

**نکته سوم:** در طراحی یک تقویت‌کننده توان انتخاب ترانزیستوری که در بازه‌ی فرکانسی دلخواه عملکرد مطلوبی داشته باشد اهمیت دارد، در واقع ترانزیستوری برای طراحی باید انتخاب شود که در باند فرکانسی مشخص شده دارای حداقل عدد نویز و بیشترین بهره باشد.

مشخصه‌ی دیگری که در دیتاشیت ترانزیستور گزارش می‌شود، بیشترین بهره‌ی ترانزیستور در فرکانس مربوطه است، یعنی سازنده‌ی قطعه اطمینان می‌دهد که در فرکانس مشخص شده، حداکثر بهره‌ی توانی که میتوان از تقویت‌کننده دریافت کرد، بهره گزارش شده است.

با توجه به منحنی (بهره توان – فرکانس ) یک ترانزیستور، هرچه فرکانس افزایش یابد بهره کم‌تر خواهد شد ولی در فرکانس‌های کم، بهره‌ی ترانزیستور دارای مقدار زیادی و در حدود 25-40 dB است (با توجه به دیتاشیت ترانزیستور). در این حالت کمترین نویزی در فرکانس‌های کم و dc، باعث ایجاد ناپایداری در مدار می‌شود، به همین جهت باید تقویت‌کننده به نحوی طراحی شود که در فرکانس‌های کم، این بهره زیاد، کاهش یابد.

به عنوان مثال، منحنی بهره‌ی توان - فرکانس ترانزیستور BFP420 را در شکل زیر مشاهده می‌کنید:




t.me/microwave_antenna

## محدودیت در تقویت کننده:

### کم‌ترین توان در ورودی تقویت‌کننده:

در یک سیستم گیرنده، حداقل توان ورودی و حساسیت گیرنده تعیین می‌شود، ولی برای یک تقویت‌کننده در دریافت حداقل توان، مقداری مشخص نشده است، زیرا نویز سیستم و نرخ سیگنال به نویز خروجی، محدودیت توان ورودی را تعیین می‌کند.

در ورودی تقویت‌کننده با توجه به سیستم و امپدانس منبعی که تقویت‌کننده به آن متصل است، کف نویزی (نویز سفید) تعریف خواهد شد که کمترین توان ورودی به تقویت‌کننده ، با توجه به آن تعیین می‌شود. به طور مثال اگر تقویت‌کننده به منبعی با امپدانس match متصل شود ( سیستم تطبیق یافته باشد )، سطح نویز سیستم دارای توان 174dBm- در پهنای باند سیگنال ورودی (CW) است. (یک سیگنال continuous wave دارای پهنای باند 1Hz است.) بنابراین توان ورودی به تقویت‌کننده ایده‌آل، با توجه به نرخ سیگنال به نویز سیگنال خروجی، میتواند تا 174dBm- کاهش یابد (توان سیگنال ورودی می‌تواند به اندازه‌ی نرخ سیگنال به نویز خود در خروجی تقویت‌کننده، بالاتر از - 174dBm قرار گیرد.) وقتی سطح نویز ورودی تقویت‌کننده خیلی کم باشد، هیچگونه محدودیتی برای سیگنال ورودی وجود ندارد ولی اگر سیگنال ضعیف به سیستمی با سطح نویز زیاد اعمال شود، سیگنال توسط نویز احاطه شده و به طورکلی سیگنال از بین می‌رود.

بنابراین عامل محدودکننده برای تقویت سیگنال، نویز و نرخ سیگنال به نویز در خروجی است و توان سیگنال ورودی تا مقداری کاهش می‌یابد کهSNR خروجی در محدوده‌ی تعیین شده قرار بگیرد.

از طرف دیگر در ورودی گیرنده سیگنال cw وجود ندارد و در واقع یک طیف سیگنال دریافت می‌شود. در این حالت این طیف سیگنال باید با نویز در همان عرض باند مقایسه شود و تعیین شود که در آن طیف فرکانسی سیگنال چه میزان توان نویز وجود دارد. به همین دلیل معمولا برای گیرنده‌ها حساسیت توان تعریف می‌شود و با توجه به آن حساسیت، سیگنال دریافت خواهد شد.

### بیشترین توان در ورودی تقویت‌کننده:

1- طراحی تقویت‌کننده‌های کم نویز، معمولا با فرض ضعیف بودن سیگنال و عدم دریافت سیگنال با توان زیاد صورت می‌گیرد. ترانزیستوری که در تقویت‌کننده وجود دارد دارای محدودیت در دریافت

t.me/rf_microwave_antenna

حداکثر توان ورودی است و اگر توانی که تقویت‌کننده دریافت می‌کند بیش از توان قابل تحمل ترانزیستور باشد، ترانزیستور آسیب خواهد دید و از اینرو تقویت کننده نیز مختل می‌شود، به همین دلیل معمولا قبل از تقویت‌کننده یک تضعیف کننده وجود دارد که سیگنال با توان‌های زیاد تضعیف شود.

2- LNA می تواند در ورودی، چندین سیگنال با فرکانس‌های نزدیک به هم را دریافت کند. اگر سطح توان این سیگنال‌ها زیاد باشد، سیگنال دریافتی تبدیل به سیگنال بزرگ شده و ترانزیستور در ناحیه‌ی غیرخطی خود قرار می‌گیرد و در نتیجه در خروجی تقویت‌کننده علاوه بر فرکانس‌های ورودی، به دلیل خاصیت غیرخطی، فرکانس های دیگری نیز تولید خواهد شد و علاوه براین تقویت‌کننده در ناحیه‌ی غیرخطی خود دارای بهره‌ی توان کمتری است و از اینرو سیگنال اصلی کمتر تقویت خواهد شد. به همین جهت در ورودی LNA یک تضعیف‌کننده قرار می‌گیرد که سطح توان سیگنال را کاهش دهد و تقویت‌کننده همچنان در ناحیه ی خطی خود باقی بماند.

**نکته چهارم:** با توجه به طراحی آسیب‌پذیر LNA، به راحتی میتوان با ارسال سیگنال با سطح توان بالا، سیستم گیرنده را مختل کرد.

**نکته پنجم:** در یک LNA و سیستم مخابراتی معیاری به نام IP3 وجود دارد که میزان خطی بودن سیستم را نشان می‌دهد. هرکدام از ساختارهای سیستم مخابراتی دارای IP3 مخصوص به خود است که IP3 کل سیستم با توجه به آن‌ها مشخص می‌شود. هرچه این معیار بزرگ تر باشد سیستم در توان‌های بیشتری از ورودی خطی عمل می‌کند و رفتارهای غیرخطی به حداقل میرسد، بنابراین هرچه توان سیگنال ورودی نیز افزایش یابد نیاز به سیستمی که IP3 بالاتری دارد، بیشتر می‌شود.

## تقویت‌کننده در فرستنده:

در سیستم‌های فرستنده‌ی مخابراتی، معمولا قبل از آنتن یک تقویت‌کننده قرار می‌گیرد و از آنجا که آنتن فرستنده باید توان زیادی را ارسال کند، تقویت‌کننده باید از نوع تقویت‌کننده قدرت باشد.

تقویت‌کننده‌های قدرت از نوع تقویت‌کننده‌های سیگنال بزرگ هستند که در ناحیه‌ی غیرخطی عمل می‌کنند. در این نوع از تقویت‌کننده‌ها، بیشترین توان خروجی اهمیت دارد و پارامترهای بهره ، عدد نویز و ... که برای یک تقویت کننده‌ی سیگنال کوچک بیان شد، از ارزش کمتری نسبت به توان

t.me/rf_microwave_antenna

**خروجی برخوردار هستند، در حالیکه در تقویت کننده‌های توان سیگنال کوچک، توان خروجی کم است و همیشه بهره توان و عدد نویز گزارش می شود.**

**در تقویت کننده‌های توان سیگنال کوچک به دلیل ضعیف بودن سیگنال، برای بیان میزان توان از واحد dBm استفاده شد ولی در تقویت کننده‌های قدرت چون توان خروجی زیاد است، برای تعیین میزان توان از واحد w استفاده می‌شود.**

---

**در جلسه‌ی اول تلاش شد مفاهیم مربوط به تقویت‌کننده توان به طورکلی بیان شود. درجلسات آموزشی آینده به بررسی روابط موجود، جهت طراحی یک تقویت‌کننده توان سیگنال کوچک، خواهیم پرداخت.**

t.me/rf_microwave_antenna

## جلسه‌ی دوم :

همانطور که در جلسات قبل بیان شد، سیگنالی که به عنوان ورودی از آنتن گیرنده دریافت می‌شود، یک سیگنال ضعیف ( دارای توان خیلی کم) است و بنابراین باید تلاش شود که حداکثر توان این سیگنال، به تقویت کننده و سپس از تقویت‌کننده به بار انتقال یابد؛ به همین دلیل در طراحی تقویت‌کننده‌ها، شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی از اهمیت بالایی برخوردارند و این شبکه‌ها باید به گونه‌ای طراحی شوند که علاوه بر انتقال حداکثر توان، نویز کمی نیز ایجاد شود.

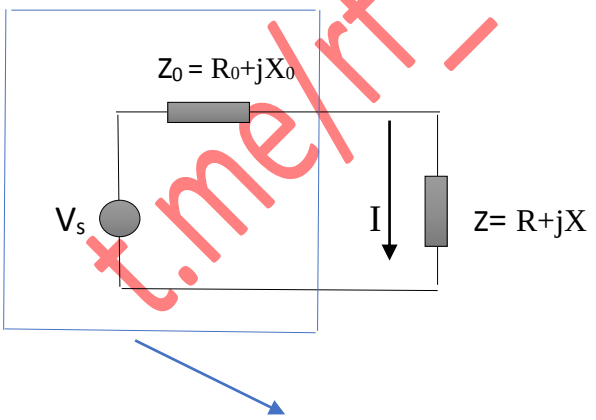
به طورکلی یک تقویت‌کننده از دو بخش ایجاد می‌شود:

1- بخش اکتیو ( ترانزیستور)

2- مدارات پسیو به عنوان شبکه‌های تطبیق در ورودی و خروجی ترانزیستور

### چرا باید از مدارات تطبیق ورودی و خروجی استفاده کرد؟

برای بررسی اهمیت وجود شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی، ابتدا مدار معادل از ورودی یک شبکه دو پورتی ( ترانزیستور، تقویت‌کننده) را به صورت بار Z نشان می‌دهیم:




نماد سیگنال در ورودی شبکه دو پورتی ($V_s$ و $Z_0$ بیانگر آنتن هستند.)

t.me/rf_microwave_antenna

در این بخش می‌خواهیم توان‌دهی یک منبع موج فرکانس رادیویی و به طور کلی توان قابل دسترس از منبع را بررسی کنیم:

توانی که بار Z از منبع دریافت می‌کند، مطابق رابطه‌ی زیر می‌باشد:

توان متوسط ⟶ $p = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\{VI^*\}$ (1)

نکته اول: رابطه‌ی فوق توان متوسطی است که شبکه دو پورتی در ورودی خود دریافت می‌کند. منظور از توان متوسط، میانگین توان در یک بازه‌ی زمانی مشخص است.( در بعضی از زمان‌ها توان لحظه‌ای که به شبکه دو پورتی اعمال می‌شود از توان متوسط بیشتر است.)

$$I = \frac{V_s}{Z_0 + Z} \qquad (2)$$

$$V = I * Z \qquad (3)$$

از رابطه ی (1)و(2)و(3) خواهیم داشت:

$$P = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\left[(I * Z)\left(\frac{V_s}{Z_0 + Z}\right)^*\right] = \frac{1}{2}Re\left[Z\left(\frac{V_s}{Z_0 + Z}\right)\left(\frac{V_s}{Z_0 + Z}\right)^*\right] = \frac{1}{2}Re\left[Z\left|\frac{V_s}{Z_0 + Z}\right|^2\right]$$

$$= \frac{1}{2}Re\left(\frac{|V_s|^2}{|Z_0 + Z|^2}Z\right) = \frac{|V_s|^2}{2|Z_0 + Z|^2}Re(Z)$$

- رابطه ی فوق میزان توان‌دهی یک منبع را مشخص می‌کند. فقط در یک حالت خاص، این مقدار توان به حداکثر مقدار خود خواهد رسید که با توجه به قضیه‌ی انتقال حداکثر توان، امپدانس بار باید مزدوج امپدانس منبع باشد تا حداکثر توان سیگنال از منبع به بار انتقال یابد، با توجه به اینکه در حالت کلی رابطه ی $Z_0 \neq Z$ برای منبع و بار برقرار است، وجود یک شبکه‌ی تطبیق برای برقراری قضیه‌ی انتقال حداکثر توان ضروری است.

در حالت کلی امپدانس‌های ورودی آنتن و شبکه دو پورتی مختلط هستند، بنابراین خواهیم داشت:

$$Z = Z_0^* \quad \rightarrow \quad R = R_0 \quad . \quad X = -X_0$$

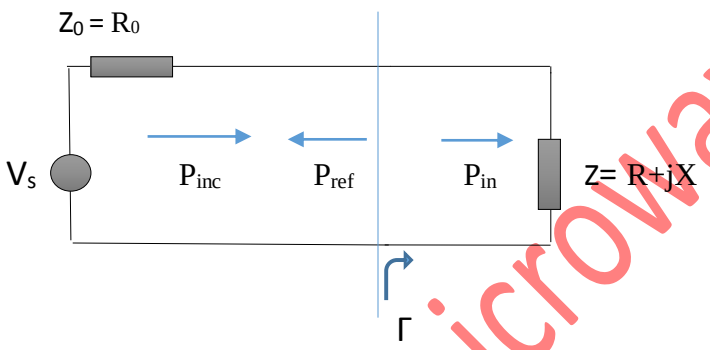
t.me/rf_microwave_antenna

با برقراری روابط فوق:

$$P = P_{ava} = \frac{1}{2}\frac{|V_s|^2}{|R_0 + R_0|^2}R_0 = \frac{1}{2} * \frac{|V_s|^2}{4{R_0}^2}R_0 = \frac{|V_s|^2}{8R_0}$$

رابطه‌ی فوق بیانگر ماکزیمم توانی است که از آنتن قابل دریافت است که در صورت عدم تطبیق نسبتی از آن به شبکه می‌رسد.

تا این بخش با تحلیل مداری، به رابطه‌ای برای ماکزیمم توان قابل دریافت برای یک تقویت‌کننده و در حالت کلی یک شبکه دو پورتی، دست یافتیم. در این بخش نیز به تحلیل میدانی روابط قبل می‌پردازیم:




$$P_{in} = MP_{inc} \quad , \quad M = \frac{4RR_0}{|Z + Z_0|^2}$$

$$P_{inc} = P_{ava}$$

در روابط میدانی خواهیم داشت:

$$P_{in} = (1 - |\Gamma|^2)P_{inc}$$

$$P_{in} = MP_{inc}$$

از دو رابطه‌ی فوق میتوان نتیجه گرفت که:

$$1 - |\Gamma|^2 = \frac{4RR_0}{|Z + Z_0|^2} \quad \rightarrow \quad M = 1 - |\Gamma|^2$$

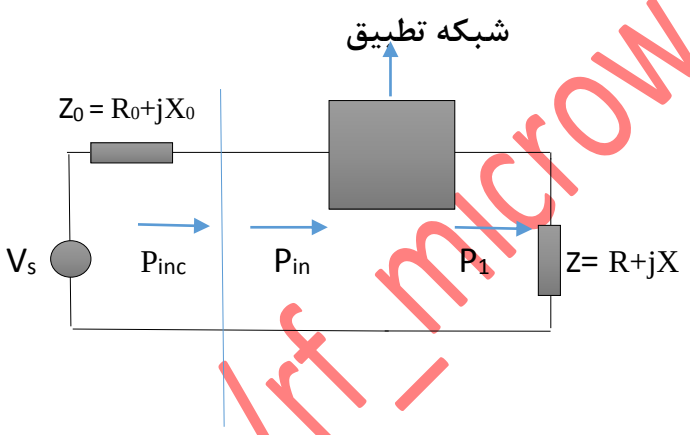
t.me/rf_microwave_antenna

بنابراین اثر عدم تطبیق در ورودی شبکه دو پورتی، در روابط میدانی به صورت M نمایش داده می‌شود.

با توجه به اینکه توانی که تقویت‌کننده از آنتن دریافت میکند، حداکثر $P_{ava}$ یا نسبتی از آن است، $M \leq 1$ خواهد بود. اگر مدار به گونه‌ای طراحی شده باشد که M=1 شود، یعنی تطبیق کامل صورت گرفته ($\Gamma=0$) و تمام توان قابل دسترس از آنتن( توان سیگنالی که از آنتن دریافت شده است) توسط تقویت‌کننده قابل دریافت است.

بنابراین وجود مدارات تطبیق ورودی و خروجی در مدار، برای انتقال ماکزیمم توان از آنتن به تقویت‌کننده و سپس از تقویت‌کننده به بار، الزامی است.

نکته ی دوم: همانطور که گفته شد، وجود مدارات تطبیق برای انتقال حداکثر توان ممکن می‌باشد، پس شبکه های تطبیق ورودی و خروجی، نباید باعث اتلاف توان شوند. بنابراین این مدارات تطبیق باید به صورت بی تلف ( فاقد مقاومت) طراحی شوند.

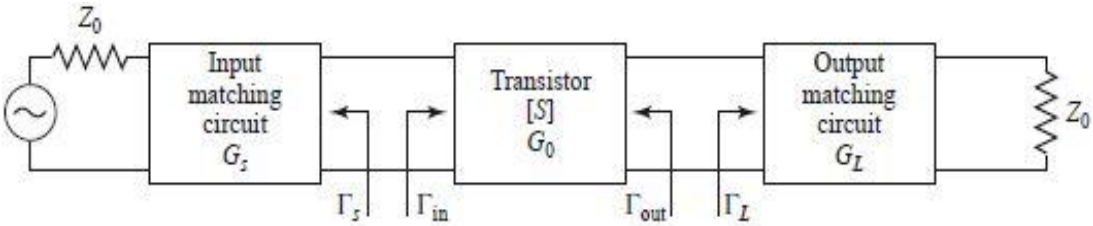



اگر شبکه‌ی تطبیق بدون تلف طراحی شده باشد، خواهیم داشت:

$$P_1 = P_{in} = M\, P_{inc}$$

شماتیک کلی یک مدار تقویت کننده با مدارات تطبیق ورودی و خروجی به صورت زیر می‌باشد:

t.me/rf_microwave_antenna




مطابق تصویر فوق، به صورت قرارداد خواهیم داشت:

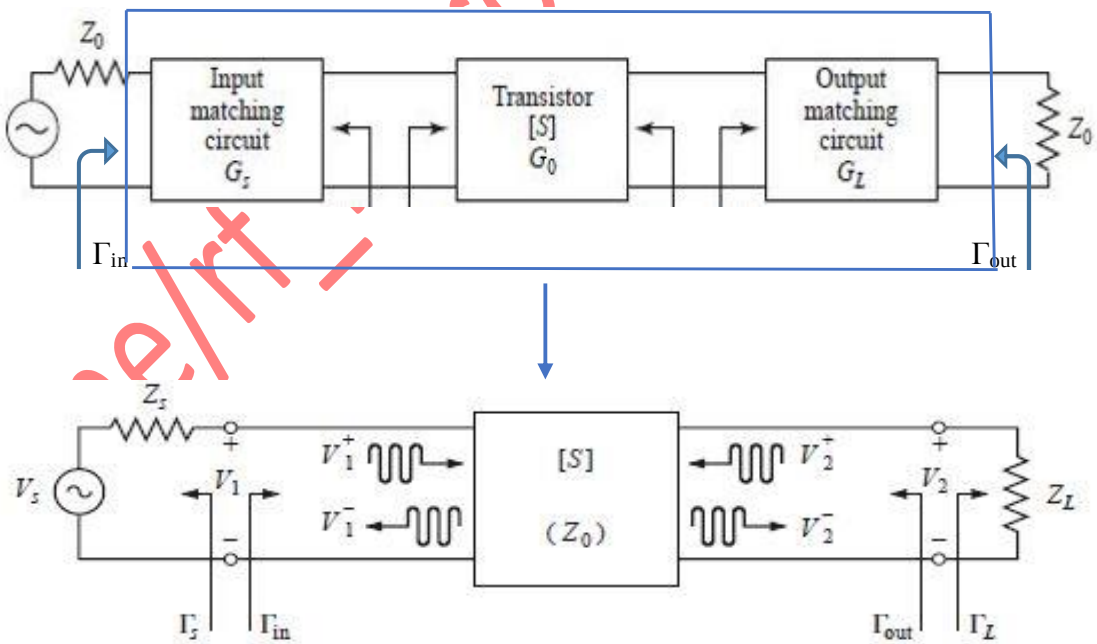
$\Gamma_{in}$ ⟶ ضریب انعکاس از پورت ورودی ترانزیستور

$\Gamma_{out}$ ⟶ ضریب انعکاس از پورت خروجی ترانزیستور

$\Gamma_s$ ⟶ ضریب انعکاس از دید پورت ورودی ترانزیستور

$\Gamma_L$ ⟶ ضریب انعکاس ازدید پورت خروجی ترانزیستور

نکته ی سوم: میتوان مدار تقویت‌کننده را به عنوان یک شبکه‌ی دو پورتی، به صورت زیر در نظر گرفت:




t.me/rf_microwave_antenna

در این مدار پارامترهای پراکندگی اندازه‌گیری شده، پارامترهای S کل مدار تقویت‌کننده می‌باشد. در این مدار $\Gamma_{in}$ و $\Gamma_{out}$ تقویت‌کننده با $\Gamma_{in}$ و $\Gamma_{out}$ ترانزیستور متفاوت بوده و ضرائب انعکاس تقویت‌کننده با در نظر گرفتن شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی اندازه‌گیری می‌شود.

بعد از بررسی اهمیت وجود مدارات تطبیق ورودی و خروجی برای انتقال حداکثر توان، بررسی پارامترهای دیگر تقویت‌کننده مانند پایداری، بهره‌ی توان و... برای طراحی یک تقویت‌کننده مطلوب، الزامی است.

## پایداری( STABILITY ):

قبل از آنکه به روابط موجود برای بهره‌ی توان یک تقویت‌کننده و شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی بپردازیم، باید به مبحث پایداری شبکه دو پورتی( ترانزیستور، تقویت‌کننده) به عنوان یک شرط لازم و ضروری، جهت طراحی تقویت‌کننده و طراحی مدارات تطبیق به روش تطبیق مزدوج، پرداخته شود.

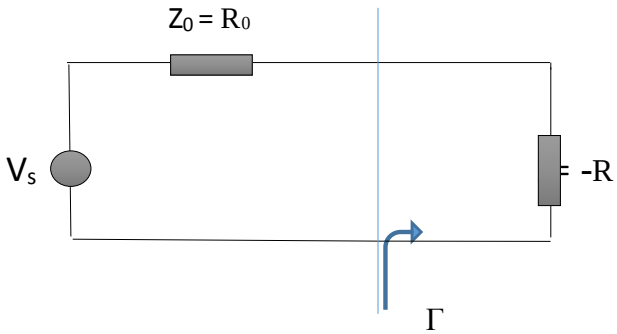
برای آنکه بتوان از یک ترانزیستور تقویت‌کننده ساخت و بهره‌ی توان گرفت، باید ترانزیستور درفرکانس و بازه‌ی فرکانسی خواسته شده پایدار باشد که این امر توسط پارامترهای پراکندگی ترانزیستور تعیین می‌شود. علاوه بر آن، بهره توان و نویز تقویت‌کننده و شبکه‌های تطبیق نیز بر اساس پارامترهای پراکندگی تعیین خواهند شد، بر همین اساس انتخاب صحیح نوع ترانزیستور از اهمیت بالایی برخوردار است.

بعد از طراحی تقویت‌کننده، مجددا پایداری تقویت‌کننده باید از فرکانس‌های پایین تا بازه‌ی فرکانسی خواسته شده بررسی شود.

به طور کلی مبحث پایداری برای المان‌های فعال ( ترانزیستور، دیود و...) مطرح می‌شود، زیرا فرم خاصی از این مدارات تولید مقاومت منفی کرده و مقاومت منفی باعث نوسان و در نتیجه ناپایداری مدار خواهد شد.

t.me/rf_microwave_antenna

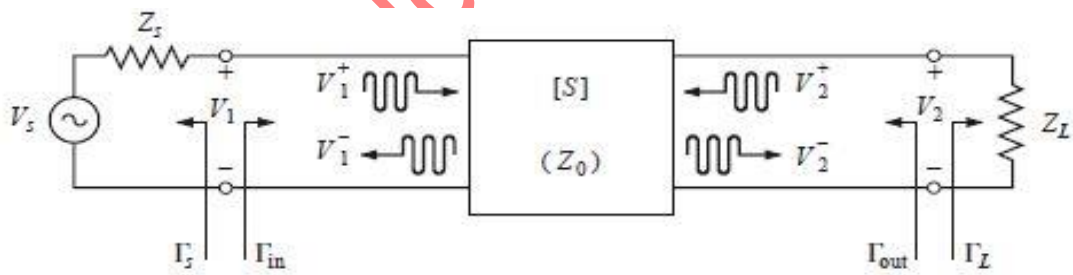
در تصویر زیر، اگر Z یک مقاومت منفی باشد و برابر Z= -R در نظر گرفته شود، آنگاه ضریب انعکاس از این مقاومت به صورت زیر محاسبه می‌شود:




$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{-R - R_0}{-R + R_0} \quad \rightarrow \quad |\Gamma| > 1$$

مطابق رابطه‌ی فوق، هر المان مقاومت منفی بیانگر $|\Gamma| > 1$ است و نشان‌دهنده‌ی ناپایداری در مدار می‌باشد.

بنابراین در تصویر زیر، زمانی ناپایداری ایجاد خواهد شد که $|\Gamma_{in}| > 1$ یا $|\Gamma_{out}| > 1$ باشد و این حالت نیز بیانگر $|S_{11}| > 1$ یا $|S_{22}| > 1$ است:




$$|\Gamma_{in}| > 1 \quad \rightarrow \quad |S_{11}| > 1$$

$$|\Gamma_{out}| > 1 \quad \rightarrow \quad |S_{22}| > 1$$

برقراری هر کدام از روابط فوق، نشان‌دهنده‌ی مقاومت منفی در پورت متناظر و در نتیجه ناپایداری است.

t.me/microwave_antenna

در مدار فوق، شبکه ی [S] میتواند یک ترانزیستور یا تقویت کننده کلی باشد. پارامترهای پراکندگی بر اساس امپدانس‌های بار و منبع اندازه‌گیری شده‌اند، بنابراین امپدانس‌های منبع و بار در تعیین پایداری و ناپایداری مدار نقش اساسی خواهند داشت و با تغییر هر کدام از آن ها، پارامترهای پراکندگی و در نتیجه پایداری و ناپایداری مدار تغییر خواهد کرد و بر این اساس دو نوع پایداری تعریف خواهد شد:

1- پایدار مطلق (Unconditional stability)

در این حالت برای ترانزیستور یا تقویت‌کننده، به ازای هر نوع امپدانس پسیو منبع و بار، روابط $|\Gamma_{in}| < 1$ و $|\Gamma_{out}| < 1$ برقرار است. بنابراین شبکه‌ی دو پورتی (تقویت‌کننده یا ترانزیستور) پایدار بدون قید و شرط می‌باشد.

2- پایدار مشروط (Conditional stability)

شبکه دو پورتی پایدار مشروط است اگر روابط $|\Gamma_{in}| < 1$ و $|\Gamma_{out}| < 1$ فقط برای بازه‌ی خاصی از امپدانس‌های منبع و بار برقرار باشد.

برای بررسی پایداری شبکه‌های دو پورتی بر اساس امپدانس‌های منبع و بار، از دوایر پایداری استفاده می‌شود.

✦ $\Gamma_{in}$ و $\Gamma_{out}$ برای دو نوع پایداری که بیان شد، به صورت تک فرکانس اندازه‌گیری می‌شود یعنی به ازای یک فرکانس مشخص پارامترهای پراکندگی شبکه دو پورتی اندازه‌گیری شده و سپس به ازای آن پارامترهای S ، مقادیر مختلفی از امپدانس‌های منبع و بار تست شده و در نهایت وضعیت پایداری شبکه بر حسب امپدانس‌ها بررسی می‌شود. این روند گفته در قالب دوایر پایداری برای شبکه دو پورتی بیان می‌شود. در روش دوایر پایداری به ازای یک فرکانس مشخص، نواحی $\Gamma_S$ و $\Gamma_L$ در راستای پایداری شبکه تعیین می‌گردند.

ممکن است که شبکه به ازای یک فرکانس، پایدار باشد ولی در فرکانس‌های دیگر ناپایدار شود.

t.me/rf_microwave_antenna

بنابراین: 1-پایداری ترانزیستور باید در رنج فرکانسی خواسته شده بررسی شود. 2- همچنین برای یک تقویت کننده علاوه بر بازه‌ی فرکانسی، پایداری باید از فرکانس‌های پائین و DC تا بازه‌ی فرکانسی خواسته شده برقرار شود.

با اعمال تغییراتی به شبکه‌ی دوپورتی(که در ادامه به آن می‌پردازیم)، شبکه را در بازه فرکانسی خواسته شده پایدار می‌کنیم.

## تست پایداری شبکه دو پورتی به روش K-Δ

در این روش، میتوان پایداری یک شبکه دو پورتی ( ترانزیستور، تقویت‌کننده و...) را به ازای فرکانس‌های مختلف بررسی کرد.

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

$$\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

با برقراری همزمان دو رابطه ی فوق در فرکانس و بازه‌ی فرکانسی تعیین شده، شبکه پایدار مطلق خواهد بود. اگر در فرکانسی دو رابطه‌ی فوق به طور همزمان برقرار نشود، در آن فرکانس یا بازه ی فرکانسی شبکه پایدار مطلق نیست و یا 1) از طریق دوایر پایداری مقادیر مناسب امپدانس منبع و بار در راستای پایداری تعیین میشود. 2) با روش‌های موجود برای پایداری، شبکه دو پورتی را پایدار مطلق می‌کنیم.

## تست پایداری μ

در این روش، پارامترهای پراکندگی شبکه‌ی در یک تست μ ترکیب و خلاصه شده‌اند.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta * S_{11}{}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1$$

اگر $\mu > 1$ باشد، آن شبکه پایدار بدون قید و شرط می‌باشد. هرچه مقدار μ بیشتر باشد، آن شبکه پایدارتر است. همچنین از این تست میتوان برای مقایسه پایداری بین چندین شبکه مختلف استفاده کرد.

t.me/rf_microwave_antenna

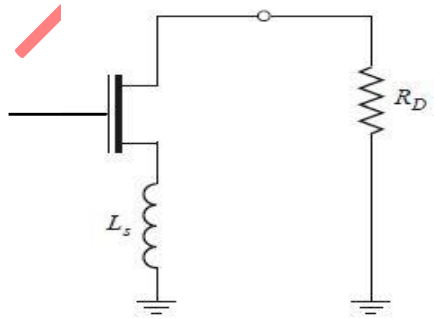
هر گاه در یک بازه‌ی فرکانسی یکی از دو تست پایداری برقرار شود، تست دیگر نیز برقرار خواهد بود و شبکه  در بازه‌ی فرکانسی تعیین شده پایدار بدون قید و شرط است.

## پایدارسازی شبکه دو پورتی:

همانطور که در بخش‌های قبلی گفته شد، پایداری تقویت‌کننده باید از فرکانس‌های پائین تا بازه‌ی فرکانسی تعیین شده بررسی و برقرار شود در غیر اینصورت DC تقویت‌کننده، صرف نوسان خواهد شد.

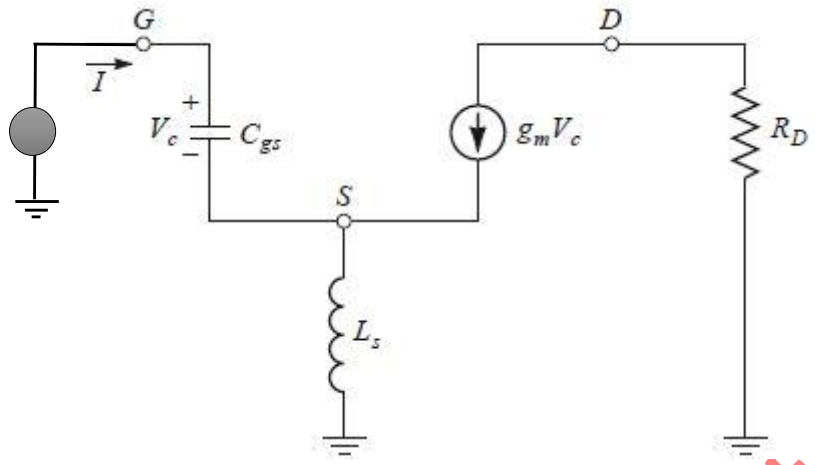
یکی از روش‌های پایدارسازی تقویت‌کننده، قرار دادن سلف در پایه‌ی سورس ( امیتر) ترانزیستور است. سلف قرار داده شده در پایه‌ی سورس ( امیتر) باعث ایجاد یک مقاومت معادل در پایه‌ی ورودی ترانزیستور ( گیت / بیس) خواهد شد. این مقاومت معادل در ورودی ترانزیستور، باعث کاهش بهره در فرکانس‌های پائین و در نتیجه پایداری مدار می‌شود. این روش ممکن است که ترانزیستور را در تمام بازه های فرکانسی که برای ترانزیستور گزارش می شود، پایدار نکند.

در تصویر زیر، ترانزیستور یکطرفه فرض شده است (از $C_{gd}$ صرف نظر شده است) و همچنین از $R_{ds}$ و $C_{ds}$ نیز چشم پوشی شده است.




ترازیستور برحسب مدل π

t.me/rf_microwave_antenna




$$V_c = -\frac{j}{\omega C_{gs}} I$$

$$V_s = j\omega L_s (I + g_m V_c) = j\omega L_s \left( I - g_m \frac{j}{\omega C_{gs}} I \right) = I\omega L_s \left( \frac{g_m}{\omega C_{gs}} + j \right)$$

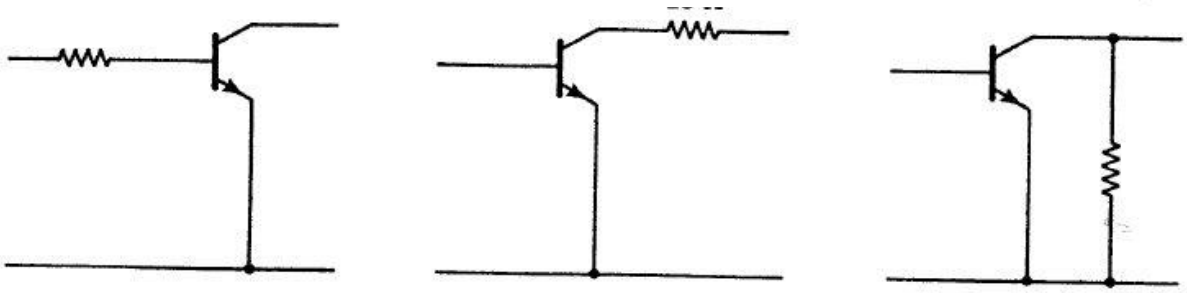
با نوشتن KVL در شاخه ی منبع، گیت و سورس خواهیم داشت:

$$V = V_c + V_s = -\frac{j}{\omega C_{gs}} I + jI\omega L_s + I\frac{\omega L_s g_m}{\omega C_{gs}}$$

$$\frac{V}{I} = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}})$$

بنابراین جایگذاری سلف در پایه سورس ترانزیستور، معادل یک مقاومت به مقدار $\frac{g_m}{C_{gs}} L_s$ در ورودی ترانزیستور است.

همانطور که در شکل زیر مشاهده می‌کنید، روش‌های دیگری نیز برای پایدارسازی ترانزیستور و تقویت‌کننده وجود دارد:



t.me/rf_microwave_antenna

**در این روش‌های ارائه شده، با اضافه کردن عنصر تلفاتی مقاومت به بخش اکتیو تقویت‌کننده، به پایدارسازی تقویت کننده و ترانزیستور می‌پردازند. مقاومت به عنوان یک عنصر تلفاتی باعث اتلاف توان در خود می‌شود، در حالیکه هدف از طراحی تقویت‌کننده و مدارات تطبیق برای آن، انتقال حداکثر توان سیگنال از آنتن به بار است. به همین دلیل باید تقویت‌کننده به نحوی طراحی شود که بدون تلف باشد، بنابراین تلاش می‌شود که تا حدامکان از به کارگیری عناصر تلفاتی در ساختار تقویت‌کننده برای بازه‌ی فرکانسی که باید انتقال توان در آن صورت گیرد، خودداری شود، البته با این روش ترانزستور می تواند در بازه وسیعی از فرکانس خود، پایدار شود.**

**در این فایل آموزشی:**

**1- اهمیت وجود شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی به منظور انتقال حداکثر توان**

**و**

**2- پایداری به عنوان یک شرط لازم برای طراحی تقویت‌کننده توان سیگنال کوچک**

**بررسی شد. در فایل آموزشی بعدی، روابط موجود برای بهره‌ی توان تقویت‌کننده و روش پایدارسازی نهایی برای تقویت‌کننده ارائه می‌شود.**

t.me/rf_microwave_antenna

## جلسه‌ی سوم:

در جلسه‌ی قبل در مورد اهمیت وجود شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی به منظور انتقال حداکثر توان از منبع به بار و همچنین پایداری به عنوان یک شرط لازم برای طراحی تقویت‌کننده توان سیگنال کوچک، بحث شد.

در این جلسه، روابط موجود برای بهره‌ی تقویت کننده توان و تاثیر پارامترهای پراکندگی ترانزیستور و خصوصیات شبکه‌های تطبیق بر بهره توان تقویت‌کننده، مورد بحث قرار خواهند گرفت.

---

یکی از پارامترهای مهم یک تقویت‌کننده توان سیگنال کوچک، بهره‌ی توان تقویت‌کننده است.

سیگنالی که توسط آنتن گیرنده دریافت می‌شود، یک سیگنال با توان کم است؛ به همین دلیل برای آشکارسازی این سیگنال توسط آشکارساز، علاوه بر انتقال حداکثر توان سیگنال باید توان سیگنال دریافتی نیز افزایش یابد، به همین جهت بررسی این پارامتر از اهمیت بالایی برخوردار است.

اگر یک شبکه دو پورتی مانند شکل زیر داشته باشیم،3 نوع بهره‌ی توان برای این شبکه تعریف می‌شود:

1- بهره توان ( Power Gain ): $G = \frac{P_L}{P_{in}}$

این رابطه برای بهره، بیانگر نسبت توان تحویلی به بار، به توان تحویلی به شبکه دو پورتی است. در این نوع تعریف بهره، عدم تطبیق در دهانه‌ی خروجی شبکه دوپورتی لحاظ شده است. ولی از آنجا که این رابطه بر حسب $P_{in}$، یعنی توان دریافتی شبکه دو پورتی تنظیم شده است؛ عدم تطبیق در ورودی در نظر گرفته نخواهد شد و معادله ی نهایی $G$ مستقل از عدم تطبیق در ورودی است.

2- بهره ی توان قابل دسترس ( Available Power Gain ): $G_A = \frac{P_{avn}}{P_{ava}}$

این نوع بهره براساس نسبت توانی که بار میتواند دریافت کند( توان قابل دسترس از شبکه دوپورتی برای بار) به توانی که شبکه‌ی دوپورتی میتواند از منبع دریافت کند، تنظیم شده است. در این رابطه

t.me/rf_microwave_antenna

عدم تطبیق در ورودی در معادله‌ی $G_A$ نشان داده می‌شود، ولی مستقل از بار $Z_L$ است بنابراین عدم تطبیق خروجی در معادله بالا بی تاثیر است.

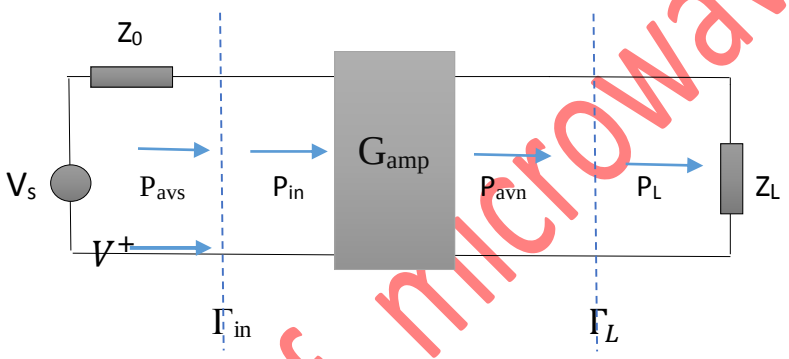
3- بهره توان مبدل ( Transducer power gain ):

$$G_T = \frac{P_L}{P_{ava}}$$

این نوع بهره، تعریف صحیحی از بهره تقویت‌کننده را ارائه میدهد و دستگاه‌های اندازه‌گیری، $G_T$ را اندازه می گیرند و همیشه این نوع بهره گزارش می‌شود. در طراحی تقویت‌کننده، هدف حداکثر کردن این بهره می‌باشد.

$G_T$ نسبت توان دریافت شده توسط بار به توان قابل دسترس برای شبکه دوپورتی است. در این رابطه، عدم تطبیق در ورودی و خروجی لحاظ شده است.

به طور مثال، در شبکه دو پورتی زیر:




$$P_{ava} = \frac{|V^+|^2}{2Z_0}$$

$$\begin{cases} P_{avn} = P_{in} G_{amp} \\ P_L = P_{avn} (1 - |\Gamma_L|^2) \end{cases}$$

از دو رابطه فوق خواهیم داشت:

$$P_L = (1 - |\Gamma_L|^2) G_{amp} P_{in} \quad \Longrightarrow \quad G = \frac{P_L}{P_{in}} = (1 - |\Gamma_L|^2) G_{amp}$$

t.me/rf_microwave_antenna

همچنین برای بهره توان مبدل نیز می توان نوشت:

$$\begin{cases} P_{in} = (1 - |\Gamma_{in}|^2)P_{ava} \\ P_{avn} = P_{in}G_{amp} = (1 - |\Gamma_{in}|^2)G_{amp}P_{ava} \\ P_L = (1 - |\Gamma_L|^2)P_{avn} = (1 - |\Gamma_{in}|^2)G_{amp}(1 - |\Gamma_L|^2)P_{ava} \end{cases}$$

در نهایت از سه معادله ی فوق خواهیم داشت:

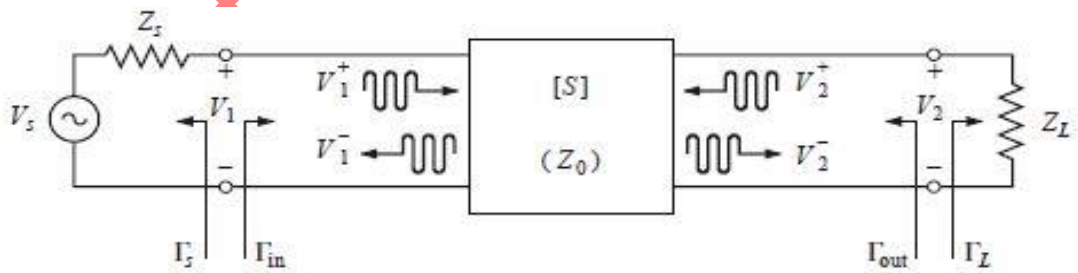
$$G_T = \frac{P_L}{P_{ava}} = (1 - |\Gamma_{in}|^2)G_{amp}(1 - |\Gamma_L|^2)$$

با مقایسه دو معادله ی به دست آمده برای G و $G_T$، مشاهده می‌شود که عدم تطبیق در دهانه ی ورودی شبکه ی دو پورتی به دلیل طراحی نامناسب شبکه تطبیق ورودی، در $G_T$ لحاظ شده است.

## بررسی معادلات بهره یک شبکه دو پورتی:

در این بخش میخواهیم بهره توان و مبدل تقویت‌کننده را برحسب پارامترهای پراکندگی شبکه دو پورتی و خصوصیات شبکه تطبیق به دست آوریم:

اگر یک شبکه دو پورتی مانند شکل زیر داشته باشیم، برای دست‌یابی به معادلات بهره‌ی توان میتوان نوشت:




$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \qquad (1)$$

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \qquad (2)$$

t.me/ microwave_antenna

$Z_0$، امپدانس مشخصه مرجعی است که پارامترهای پراکندگی شبکه دو قطبی بر حسب آن اندازه‌گیری شده است.

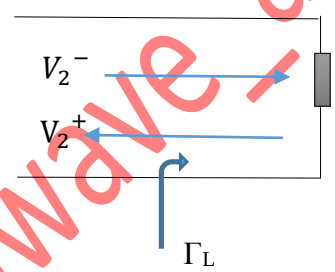
با نوشتن معادلات پراکندگی برای شبکه دو پورتی فوق و با استفاده از دو معادله‌ی بالا میتوان رابطه ای کلی برای معادله‌ی بهره‌ی توان استخراج کرد. بنابراین خواهیم داشت:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \qquad (3)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \qquad (4)$$

با توجه به اینکه $\Gamma_L$، ضریب انعکاس از بار $Z_L$ است، خواهیم داشت:

$$V_2^+ = V_2^-\Gamma_L \qquad (5)$$




در پورت ورودی نیز خواهیم داشت:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \qquad (6)$$

بنابراین برای آنکه بتوان $\Gamma_{in}$ را محاسبه کرد باید $V_1^-$ را برحسب $V_1^+$ نوشت، بنابراین میتوان از معادلات 4 و5، $V_2^-$ و $V_2^+$ را برحسب $V_1^+$ نوشت و سپس با جایگذاری در رابطه 3، $\Gamma_{in}$ را محاسبه کرد:

$$(4).(5) \quad \rightarrow \quad V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}(V_2^-\,\Gamma_L) \quad \rightarrow \quad V_2^- = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L}V_1^+ \quad \Longrightarrow$$

t.me/rf_microwave_antenna

$$\Longrightarrow \qquad V_2^{+} = \Gamma_L \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L} V_1^{+} \qquad (7)$$

$$(7).(3) \;\Longrightarrow\; V_1^{-} = S_{11}V_1^{+} + S_{12}\left(\Gamma_L \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L} V_1^{+}\right) = \left(\Gamma_L \frac{S_{21}S_{12}}{1 - S_{22}\Gamma_L} + S_{11}\right) V_1^{+} \;\Longrightarrow$$

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^{-}}{V_1^{+}} = S_{11} + \Gamma_L \frac{S_{21}S_{12}}{1 - S_{22}\Gamma_L} \qquad (8)$$

همچنین برای محاسبه $\Gamma_{out}$ نیز خواهیم داشت:

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^{-}}{V_2^{+}} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \qquad (9)$$

$$V_1^{+} = V_1^{-}\Gamma_s \qquad (10)$$

$$(3).(10) \;\Longrightarrow\; V_1^{-} = S_{11}(V_1^{-}\Gamma_s) + S_{12}V_2^{+} \;\Longrightarrow\; V_1^{+} = \Gamma_s \frac{S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_s} V_2^{+} \qquad (11)$$

$$(4).(11) \;\Longrightarrow\; V_2^{-} = S_{21}\left(\Gamma_s \frac{S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_s} V_2^{+}\right) + S_{22}V_2^{+} \;\Longrightarrow$$

$$\Longrightarrow \qquad \Gamma_{out} = \frac{V_2^{-}}{V_2^{+}} = S_{22} + \Gamma_s \frac{S_{12}S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_s} \qquad (12)$$

از طرفی میدانیم ولتاژی که در پورت ورودی شبکه دو پورتی ایجاد میشود، مطابق رابطه زیر است:

$$V_1 = V_1^{+} + V_1^{-} = V_1^{+}(1 + \Gamma_{in})$$

با تحلیل مداری $V_1 = V_s \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s}$

$$(13)$$

$$(6) \longrightarrow \quad Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \qquad (14)$$

با استفاده از روابط فوق:

$$V_1^{+} = \frac{V_s}{2} \frac{1 - \Gamma_s}{1 - \Gamma_s\Gamma_{in}} \qquad (15)$$

t.me/rf_microwave_antenna

با تعریف توان ورودی به شبکه‌ی دو پورتی براساس مدل خط انتقالی، خواهیم داشت:

$$P_{in} = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\{V_1^{+} I_1^{+*}\} = \frac{|V_1^{+}|^2}{2Z_0}(1-|\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_s|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}(1-|\Gamma_{in}|^2) \qquad (16)$$

بیشترین توانی که منبع میتواند به شبکه اعمال کند برابر $\frac{|V_s|^2}{8Z_0}$ است که به دلیل عدم تطبیق در ورودی، بخشی از آن به شبکه دوپورتی وارد میشود.

همچنین میتوان توانی که توسط $Z_L$ دریافت میشود را از رابطه‌ی زیر محاسبه کرد:

$$P_L = \frac{|V_2^{-}|^2}{2Z_0}(1-|\Gamma_L|^2) \qquad (17)$$

برای آنکه بتوان $P_L$ را برحسب توان ورودی نوشت، $V_2^{-}$ را برحسب $V_1^{+}$ می نویسیم. با استفاده از معادله ی (7)، خواهیم داشت:

$$V_2^{-} = \frac{S_{21}}{1-S_{22}\Gamma_L}V_1^{+} \qquad (18)$$

در نهایت خواهیم داشت:

$$P_L = \frac{|V_2^{-}|^2}{2Z_0}(1-|\Gamma_L|^2) = \frac{|V_s|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}\frac{|S_{21}|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}(1-|\Gamma_L|^2) \qquad (19)$$

تا این قسمت معادلات مربوط به توان شبکه و بار به دست آمد. برای دستیابی به معادلات توان نیز میتوان نوشت:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2}|S_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad (20)$$

از معادلات قبل، رابطه ی $P_{in}$ به صورت زیر محاسبه شد:

$$P_{in} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}(1-|\Gamma_{in}|^2)$$

از طرفی میدانیم $P_{ava}$ حداکثر توانی است که شبکه دو پورتی میتواند دریافت کند و این توان زمانی قابل دریافت است که قضیه انتقال توان ماکزیمم برقرار شود یعنی $Z_{in} = Z_s^{*}$. این رابطه به بیان

t.me/rf_microwave_antenna

میدان و امواجی به صورت $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$ تعریف می‌شود، یعنی اگر در رابطه ی $P_{in}$، $\Gamma_{in}$ را برابر $\Gamma_s^*$ قرار دهیم، حداکثر توان ممکن به شبکه اعمال شده است که این مقدار همان $P_{ava}$ است؛ بنابراین $P_{in}$ به رابطه ی زیر خلاصه میشود:

$$P_{ava} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_s|^2}{|1-|\Gamma_s|^2|^2}(1-|\Gamma_s|^2) = \frac{|V_s|^2}{8Z_0}\frac{|1-\Gamma_s|^2}{1-|\Gamma_s|^2} \qquad (21)$$

بنابراین برای بهره‌ی مبدل توان میتوان نوشت:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{ava}} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}\,|S_{21}|^2\,\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad (22)$$

هرگاه شبکه دو پورتی یکطرفه باشد یعنی مسیری از خروجی به ورودی ترانزیستور ایجاد نشود، هیچگونه سیگنالی از خروجی به ورودی منتقل نمی‌شود، در این حالت می‌گوییم که $S_{12}$ شبکه صفر است:

$$S_{12} = 0 \qquad (23)$$

با توجه به معادله ی (8) و (23)، معادله‌ی بهره‌ی مبدل توان به معادله‌ی زیر تبدیل می‌شود:

$$G_{TU} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2}\,|S_{21}|^2\,\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \qquad (24)$$

در بیشتر شبکه‌های دوپورتی $|S_{12}|$ مقدار کمی دارد و بنابراین میتوان آن را صفر در نظر گرفت و بهره مبدل را میتوان از رابطه‌ی فوق محاسبه کرد. در این حالت میتوان با تعریف رابطه U میزان حداکثر و حداقل تغییرات این بهره مبدل $(G_{TU})$ را نسبت به بهره مبدل اصلی شبکه دو پورتی $(G_T)$ محاسبه کرد.

$$U = \frac{|S_{11}||S_{22}||S_{12}||S_{21}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \qquad (25)$$

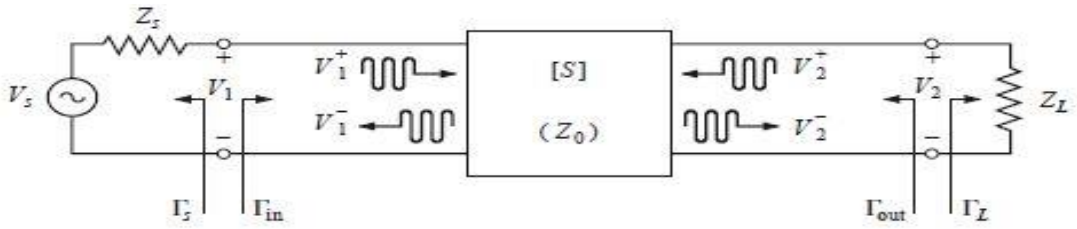
در این حالت خواهیم داشت:

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \qquad (26)$$

t.me/rf_microwave_antenna

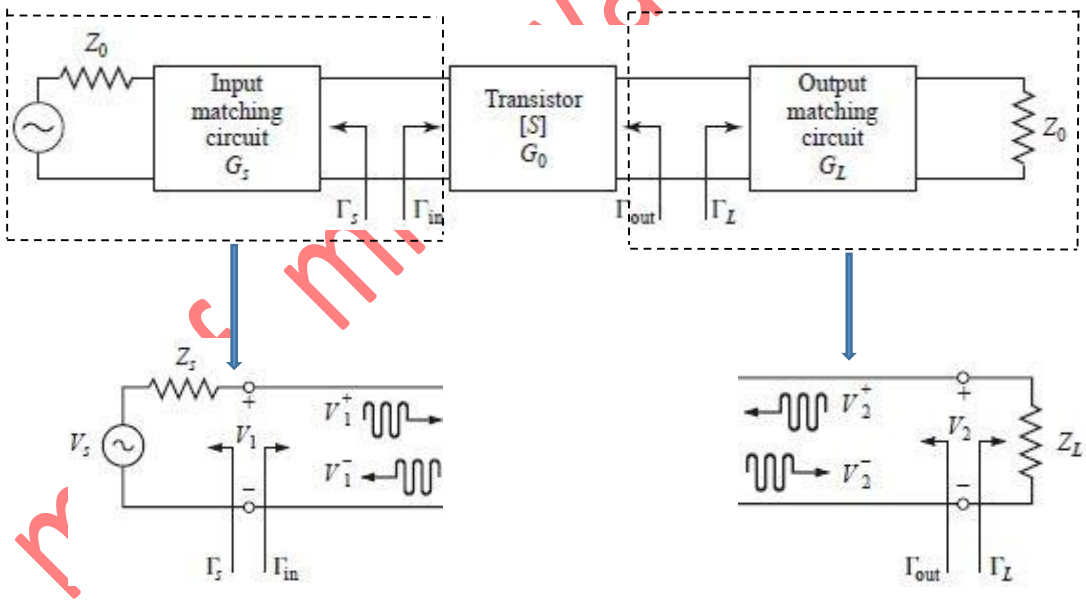
## ساختارهای مختلف شبکه دو پورتی:

شبکه دو پورتی زیر میتواند به صورت سه حالت بیان شود و برای هر حالت معادلات توان و بهره گفته شده برقرار است:




1- شبکه دو پورتی بیانگر ترانزیستور موجود در تقویت‌کننده باشد و منبع و بار به ترتیب شامل منبع و شبکه‌ی تطبیق ورودی و بارخروجی و شبکه‌ی تطبیق خروجی است.

از این ساختار جهت طراحی تقویت‌کننده استفاده می‌شود.




$Z_s$ و $Z_L$ و $V_s$ موجود در این ساختار نسبتی از بار و منبع اصلی تقویت‌کننده هستند.

معادله‌ی بهره مبدل برای این ساختار رابه سه بخش تقسیم میکنند و هر بخش را به یکی از ساختارهای تقویت کننده کلی نسبت میدهند:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{ava}} = G_s G_0 G_L = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}\ |S_{21}|^2\ \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

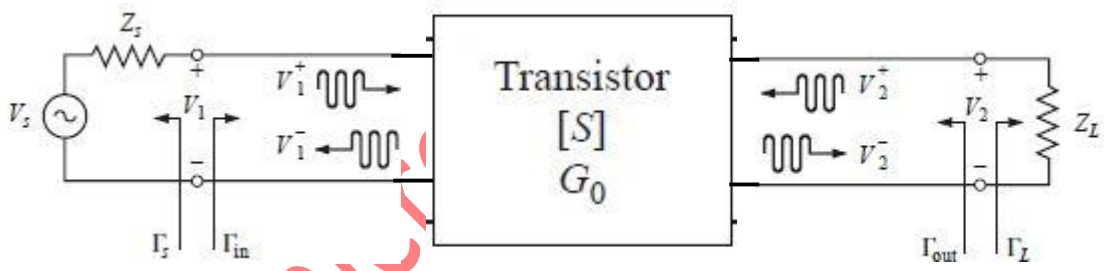
$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2}$$

$$G_0 = |S_{21}|^2$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$

در این ساختار، $S_{21}$ موجود در رابطه بهره، $S_{21}$ ترانزیستور است؛ به همین جهت استفاده از ترانزیستوری که در فرکانس مورد نظر، $|S_{21}|$ بالایی داشته باشد در رسیدن به حداکثر بهره از اهمیت بلایی برخوردار است. $G_s$ و $G_L$ به ترتیب بهره‌های شبکه‌های تطبیق ورودی و خروجی هستند و میتوانند به گونه‌ای طراحی شوند که بهره ای بزرگتر از یک داشته باشند.

2- شبکه دو پورتی فقط شامل یک ترانزیستور باشد که مستقیما به منبع و بار متصل شده است:




از ساختار فوق جهت تست ترانزیستور برای دستیابی به مشخصات درونی و پارامترهای پراکندگی ترانزیستور استفاده می‌شود. در این ساختار، خروجی ترانزیستور به spectrum Analyzer متصل میشود که دارای امپدانس 50 اهم حقیقی و پهن باند است و ورودی ترانزیستور نیز به Signal Generator متصل شده که آن هم دارای امپدانس 50 اهم حقیقی و پهن باند است.

$$Z_s = Z_L = Z_0$$

پارامترهای پراکندگی ترانزیستور به ازای یک بایاس DC مشخص و ثابت و امپدانس مرجع 50 اهم، در فرکانس های مختلف اندازه‌گیری می‌شود. برای استفاده از این ترانزیستور، باید ترانزیستور را در بایاس DC که شرکت سازنده به ازای آن دیتاشیت منتشر کرده است، بایاس کرد در غیراینصورت پارامترهایی که از طراحی مدار به دست می‌آید نادرست خواهد بود.

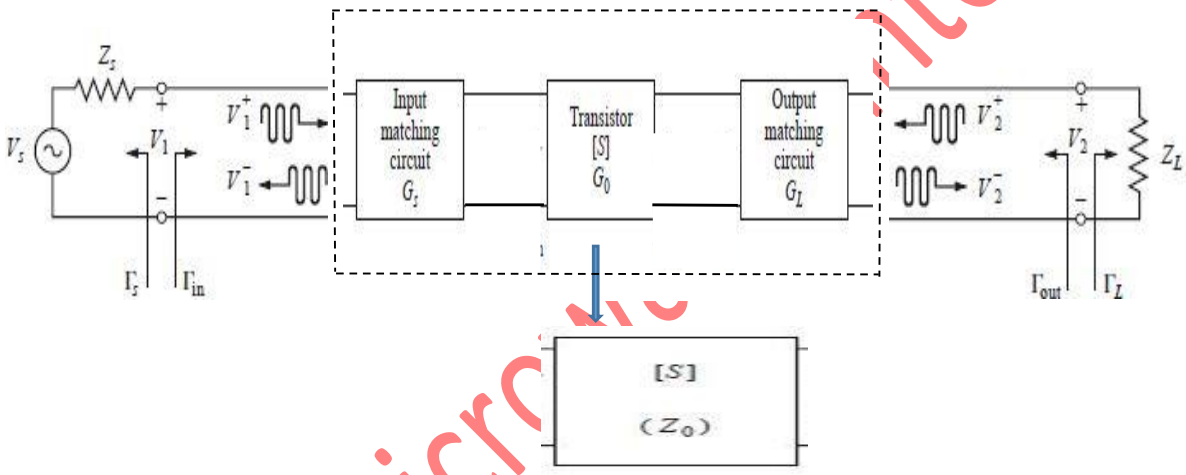
در این ساختار:

t.me/rf_microwave_antenna

$$\Gamma_s = \Gamma_L = 0 \qquad \Longrightarrow \qquad G_T = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}\,|S_{21}|^2\,\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} = |S_{21}|^2$$

**بنابراین $|S_{21}|^2$ حداکثر بهره‌ای است که یک ترانزیستور در فرکانس متناظر خواهد داشت. این بهره در دیتاشیت ترانزیستور به ازای فرکانس‌های مختلف گزارش می‌شود.**

**3- شبکه دو پورتی بیانگر یک شبکه تقویت‌کننده کلی باشد.**




**از این ساختار برای تست نهای تقویت‌کننده نهایی استفاده میشود. $|S_{21}|^2$ موجود در رابطه بهره، مربوط به پارامتر پراکندگی کل تقویت‌کننده است.**

**نکته‌ی اول: بهره یک تقویت‌کننده وابسته به فرکانس است؛ هرچه در بازه‌ی فرکانسی بیشتری بتوان بهره‌ی تقویت‌کننده را تقریبا ثابت نگه داشت، آن تقویت‌کننده پهنای باند بهتری خواهد داشت.**

**نکته‌ی دوم: هرچه فرکانس بیشتر شود ( فرکانس از بازه‌ی فرکانسی یا فرکانس طراحی مدار دورتر شود )، بهره تقویت کننده با شیب -6 dB/octave کاهش می‌یابد.**

t.me/rf_microwave_antenna

**نکته‌ی سوم:** طراحی مدار باید به گونه‌ای باشد که در فرکانس‌های کم و DC بهره کم باشد تا از ناپایداری مدار جلوگیری شود.

تا این بخش ساختارهای مختلف یک شبکه دو پورتی و معادلات بهره و توان برای این شبکه‌ها، بیان شد. همانطور که قبلا نیز گفته شد، تقویت‌کننده دارای یک امپدانس درونی $Z_{in}$ است و در طرف دیگر منبعی قرار دارد که قابلیت توان‌دهی را دارا می‌باشد و این منبع، خود نیز دارای یک امپدانس $Z_s$ است. وقتی در حالت کلی که $Z_{in} \neq Z_s$ است، تقویت‌کننده و منبع را به یکدیگر متصل کنیم، منبع که میتواند یک آنتن گیرنده باشد، قادر نخواهد بود که حداکثر توان سیگنال دریافتی را به تقویت‌کننده منتقل کند، بنابراین باید تقویت‌کننده و آنتن به یکدیگر تطبیق یابند که حداکثر توان ممکن انتقال یابد. فرآیند گفته شده در دهانه‌ی خروجی تقویت کننده نیز برقرار است و به همین دلیل وجود شبکه‌های تطبیق در مدار الزامی است.

تطبیق میتواند به روش‌های مختلفی انجام شود؛ یکی از مدارت تطبیق به صورت ساده، ترانس است. اما ساخت ترانس در فرکانس‌های بالا دشوار است و از طرف دیگر ترانس‌های واقعی تلفات نیز خواهند داشت.

به همین دلیل باید ساختارهای دیگری نیز، برای مدارات تطبیق معرفی شود.

در حالت کلی باید به دنبال طراحی مدارات تطبیقی باشیم که علاوه بر بی تلف بودن، عرض باند مناسبی نیز داشته باشند.

تقویت‌کننده‌ها از لحاظ عرض باند به دو دسته ی باند باریک و پهن باند تقسیم میشوند. شبکه‌های تطبیقی که در این مبحث معرفی میشوند و تقویت‌کننده‌هایی که با این شبکه‌ها تطبیق می‌شوند، در دسته‌ی باند باریک قرار دارند؛ زیرا مبنای طراحی، تطبیق براساس یک فرکانس مشخص و بارهای ثابت $Z_s$ و $Z_L$ به ازای همه‌ی فرکانس ها است.

امپدانس درونی ترانزیستور با فرکانس تغییر خواهد کرد و همچنین $Z_s$ که ناشی از ساختار آنتن است و $Z_L$ که بیانگر طبقه‌ی بعد از تقویت‌کننده است، نیز وابسته به فرکانس هستند؛ به همین دلیل برای طراحی شبکه‌های تطبیق پهن باند و در نتیجه تقویت‌کننده پهن باند باید از روش‌های تطبیق پهن باند استفاده کرد که تمامی تغییرات با فرکانس در آن لحاظ شده باشد.

t.me/rf_microwave_antenna

**علاوه بر این، با توجه به اینکه حداکثر بهره‌ای که ترانزیستور میتواند ایجاد کند برابر $|S_{21}|^2$ است، مدار تطبیق می تواند شرایطی ایجاد کند که بهره مبدل بیشینه شود، ولی ما به دنبال مقدار بهره‌ای هستیم که همزمان با زیاد بودن، مدار به ازای آن بهره نیز پایدار باشد.**

**بنابراین باید مدار تطبیقی طراحی شود که هم بهره مبدل را بیشینه کند و هم تطبیق در ورودی و خروجی ایجاد کند و هم مدارنهایی پایدار شود.**

**در جلسه ی بعدی معادلات مربوط به طراحی چنین مدار تطبیقی ارائه میشود.**

t.me/rf_microwave_antenna

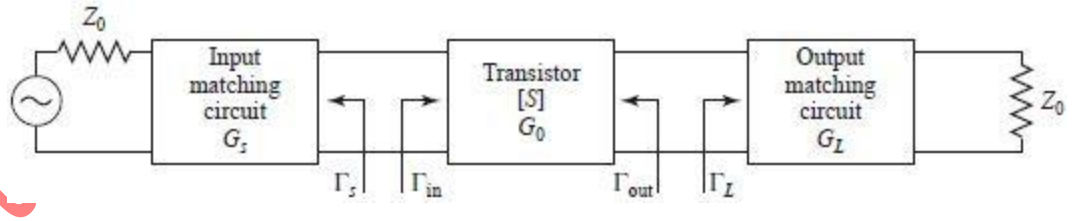
## جلسه‌ی چهارم:

همانطور که در جلسات قبل گفته شد، برای آن که حداکثر توان قابل دسترس از منبع به بار انتقال یابد، باید در دهانه ی ورودی و خروجی ترانزیستور شبکه های تطبیق ایجاد شود. علاوه بر انتقال حداکثری توان، یکی دیگر از عوامل ایجاد شبکه های تطبیق در ورودی و خروجی ترانزیستور، بهره ی تقویت کننده می باشد. نمیتوان یک بار 50 اهم را مستقیما به ترانزیستور وصل کرد، زیرا امپدانس 50 اهم امپدانس کوچکی است و با توجه به اینکه بهره ی یک ترانزیستور با رابطه ی $g_m{}^2R_L$ متناسب است، برای آن که بهره ی زیادی ایجاد شود باید $R_L$ افزایش یابد؛ بنابراین باید شرایطی ایجاد شود که امپدانسی که ترانزیستور در خروجی خود می بیند مقداری بزرگ داشته باشد تا بهره ی توان زیادی ایجاد شود.

به همین دلیل وجود شبکه های تطبیق در ورودی و خروجی ترانزیستور برای انتقال حداکثر توان ممکن از منبع به بار ( کاهش و حذف انعکاس ها ) و همچنین دستیابی به بهره ی توان حداکثر به هدف آشکارسازی مطلوب سیگنال، الزامی است.

در این جلسه معادلات لازم برای طراحی شبکه های تطبیق ورودی و خروجی ارائه می شود.

## Design for Maximum Gain (Conjugate Matching)




برای آن که ماکزیمم توان از منبع به ترانزیستور انتقال یابد، شبکه تطبیق ورودی باید بر اساس قضیه ی تطبیق مزدوج طراحی شود؛ یعنی باید داشته باشیم:

t /rf_microwave_antenna

به بیان مداری $\longrightarrow$ $Z_{in} = Z_s^*$

به بیان میدانی $\longrightarrow$ $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$

همچنین برای شبکه تطبیق خروجی نیز خواهیم داشت:

به بیان مداری $\longrightarrow$ $Z_{out} = Z_L^*$

به بیان میدانی $\longrightarrow$ $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$

فلسفه ی شبکه تطبیق، قرار دادن $Z_s$ و $Z_L$ در ورودی و خروجی ترانزیستور است که $G_T$ را افزایش دهد، بنابراین مبنای طراحی شبکه های تطبیق، یافتن $Z_s$ و $Z_L$ است که از طریق $\Gamma_s$ و $\Gamma_L$ قابل محاسبه اند؛ به همین دلیل در این بخش به دنبال یافتن معادلاتی برای $\Gamma_s$ و $\Gamma_L$ خواهیم بود.

در جلسه قبل معادلات $\Gamma_{in}$ و $\Gamma_{out}$ به صورت زیر محاسبه شد:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \Gamma_L \frac{S_{21}S_{12}}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \Gamma_s \frac{S_{12}S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$

با برقراری قضیه ی تطبیق مزدوج خواهیم داشت:

$$\Gamma_{in} = \Gamma_s^* = S_{11} + \Gamma_L \frac{S_{21}S_{12}}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* = S_{22} + \Gamma_s \frac{S_{21}S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$

با حل معادلات فوق، $\Gamma_s$ و $\Gamma_L$ به صورت زیر محاسبه می شوند:

برای طراحی شبکه تطبیق ورودی:

$$\Gamma_s = \frac{B_1 \mp \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

معادلات برای طراحی شبکه تطبیق خروجی:

t.me/rf_microwave_antenna

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \mp \sqrt{{B_2}^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta {S_{11}}^*$$

بعد از محاسبه $\Gamma_S$ و $\Gamma_L$، میتوان $Z_S$ و $Z_L$ و در نتیجه ${Z_S}^*$ و ${Z_L}^*$ را محاسبه کرد و به صورت تک فرکانس و با استفاده از اسمیت چارت، مدار تطبیق را طراحی نمود، در نهایت مدار تطبیق برای بهره ماکزیمم و انتقال حداکثر توان به بار طراحی می شود.

**نکته اول:** $\Gamma_{in}$ انعکاس از دهانه ورودی ترانزیستور است که با توجه به رابطه نوشته شده، به $\Gamma_L$ ( انعکاس از دید دهانه خروجی ترانزیستور) وابسته است؛ یعنی ورودی ترانزیستور به باری که در خروجی ترانزیستور قرار داده می شود وابسته خواهد بود؛ این وضعیت ناشی از خازن فیدبکی است که بین پایه های درین و گیت (کلکتور و بیس) ترانزیستور وجود دارد. در فرکانس های مایکروویو، خازن دارای امپدانس کمی خواهد بود و ورودی ترانزیستور از امپدانسی که در خروجی ترانزیستور ایجاد می شود، تاثیر پذیر خواهد بود. استدلال گفته شده برای خروجی ترانزیستور نیز برقرار است؛ به همین دلیل در روابط $\Gamma_{in}$ و $\Gamma_{out}$ به ترتیب $\Gamma_L$ و $\Gamma_S$ نیز مشاهده می شود.

با برقراری قضیه ی تطبیق مزدوج، $G_T$ به صورت زیر محاسبه می شود:

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}\ |S_{21}|^2\ \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad \longrightarrow \quad G_{Tmax} = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s{\Gamma_s}^*|^2}\ |S_{21}|^2\ \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

$$= \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-|\Gamma_s|^2|^2}\ |S_{21}|^2\ \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad \longrightarrow \quad G_{Tmax} = \frac{1}{1-|\Gamma_s|^2}\ |S_{21}|^2\ \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

**نکته دوم:** پارامترهای پراکندگی موجود در روابط فوق برای مدار ترسیم شده، پارامترهای $S$ ترانزیستور می باشد.

**نکته سوم:** همانطور که قبلا گفته شد، در صورتی میتوان در فرکانس های خواسته شده از روش تطبیق مزدوج به طراحی شبکه های تطبیق پرداخت که ترانزیستور در آن فرکانس ها پایدار باشد،

t.me/rf_microwave_antenna

بنابراین با توجه به اینکه از روابط فوق برای $\Gamma_S$ و $\Gamma_L$ دو پاسخ استخراج می شود، پاسخی قابل قبول است که $|\Gamma_{S\,\&\,L}| < 1$ و کمترین مقدار باشد.

$\Gamma$ و Z موجود در روابط فوق، وابسته به فرکانس هستند و به ازای فرکانس های مختلف مقادیر مختلفی خواهند داشت. در روش Conjugate Matching به ازای فرکانس طراحی، $\Gamma_S$ و $Z^*$ محاسبه می شوند و به ازای این مقادیر طراحی با اسمیت چارت صورت می گیرد؛ یعنی به ازای یک فرکانس شبکه تطبیق طراحی شده است. در این حالت تقویت کننده باند باریک خواهد بود، برای آن که بتوان پهنای باند تقویت کننده را افزایش داد باید $G_T$ از $G_{Tmax}$ کمتر لحاظ شود.

پس از طراحی نهایی تقویت کننده بررسی پایداری تقویت کننده اهمیت زیادی دارد. تقویت کننده ای که طراحی شده است باید از فرکانس های پائین تا بازه فرکانسی خواسته شده پایدار باشد، در واقع پایداری تقویت کننده از بهره تقویت کننده مهم تر است و به طورکلی تقویت کننده ای که پایدار نباشد اصلا تقویت کننده نخواهد بود؛ بنابراین اگر تقویت کننده در بازه ای از فرکانس ناپایدار باشد، با اعمال تغییراتی در مدار آن را پایدار می کنیم و بنابراین در این حالت بهره از $G_{Tmax}$ کمتر خواهد شد.

نکته چهارم: با افزایش فرکانس، بهره توان تقویت کننده کاهش می یابد به همین دلیل در فرکانس های بالاتر، پایداری راحت تر برقرار خواهد شد.

سوال:

تقویت کننده ای برای فرکانس 15 GHz طراحی کرده ایم. در تست پایداری تقویت کننده، در فرکانس طراحی و پهنای باند مدار پایدار است ولی در فرکانس 2 MHz ناپایداری مشاهده شده است. آیا تقویت کننده ای که طراحی کرده ایم قابل قبول و قابل استفاده است؟

پاسخ:

وقتی تقویت کننده ای در فرکانس یا بازه فرکانسی ناپایدار باشد، یعنی در آن فرکانس یا بازه فرکانسی بهره خیلی زیادی وجود دارد ( بهره زیاد باعث ناپایداری خواهد شد ) و کوچکترین سیگنالی مانند نویز به شدت تقویت شده و تبدیل به یک سیگنال بزرگ می شود یعنی درورودی ترانزیستور یک سیگنال بزرگ مشاهده می شود. ترانزیستور در وضعیت سیگنال بزرگ به ناحیه

t.me/rf_microwave_antenna

غیرخطی خود وارد می شود در حالیکه مبنای طراحی ما براساس سیگنال کوچک بوده است و پارامترهای پراکندگی ترانزیستور نیز بر این اساس محاسبه شده اند. با قرار گرفتن ترانزیستور در ناحیه سیگنال بزرگ، عملا تمام پارامترهای پراکندگی و طراحی به هم میریزد و نتایج به کلی تغییر خواهد کرد. در چنین حالتی، در خروجی ترانزیستور به جای آن که سیگنال فقط در بازه فرکانسی خواسته شده، تقویت شده باشد، به دلیل غیرخطی شدن ترانزیستور، تولید هارمونیک انجام می شود و فرکانس های اضافی تولید می شود؛ بنابراین مدار به جای تقویت کننده به نوعی تبدیل به میکسر شده است و مداری که قصد داشتیم به عنوان تقویت کننده استفاده کنیم، حالا در نقش میکسر عمل میکند. در فرکانس های پائین معمولا بهره زیاد است و احتمال ناپایداری بسیار زیاد خواهد بود، به همین دلیل باید تلاش شود که بهره در این فرکانس ها کنترل شود و پایداری در تمام فرکانس ها برقرار شود، در غیر این صورت تقویت کننده ارزشی نخواهد داشت.

بیان مکرر برقراری پایداری در تقویت کننده، به دلیل اهمیت زیاد این مطلب می باشد و باید توجه زیادی به آن داشته باشیم.

## روش های پایدارسازی:

1- یکی از روش هایی که میتوان ترانزیستور و تقویت کننده را پایدار کرد، استفاده از سلف در پایه سورس ( امیتر) ترانزیستور است. این روش در جلسات گذشته معرفی شد.

2- برای آن که ترانزیستور و تقویت کننده در فرکانس های کم، پایدار باشد، باید همزمان با ایجاد بهره ماکزیمم در فرکانس طراحی و بازه فرکانسی خواسته شده، بهره درفرکانس های پائین کاهش یابد.

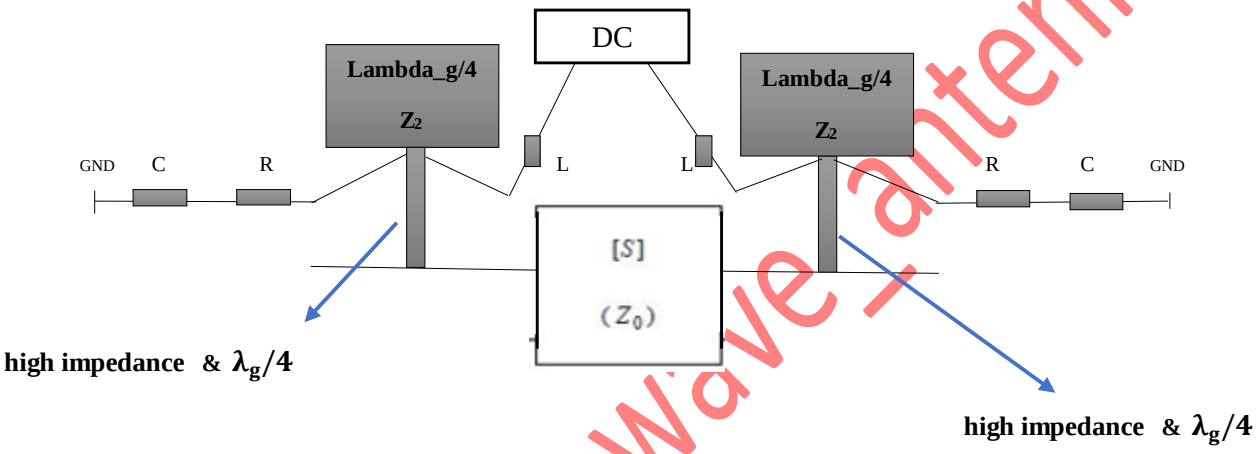
در گذشته یکی از روش هایی که برای پایداری تقویت کننده در فرکانس های کم استفاده شده است، قرار دادن مقاومتی کوچک در ورودی ترانزیستور بوده است. با قرارگیری این مقاومت در ورودی ترانزیستور بهره کاهش یافته و مدار پایدار می شود. ولی از آنجایی که میخواهیم مدار در فرکانس های مایکروویو فاقد عنصر تلفاتی باشد باید مدار را به گونه ای طراحی کرد که در فرکانس و بازه فرکانسی خواسته شده بی تلف و در بقیه فرکانس ها مقاومت ظاهر شود و بهره را کاهش دهد.

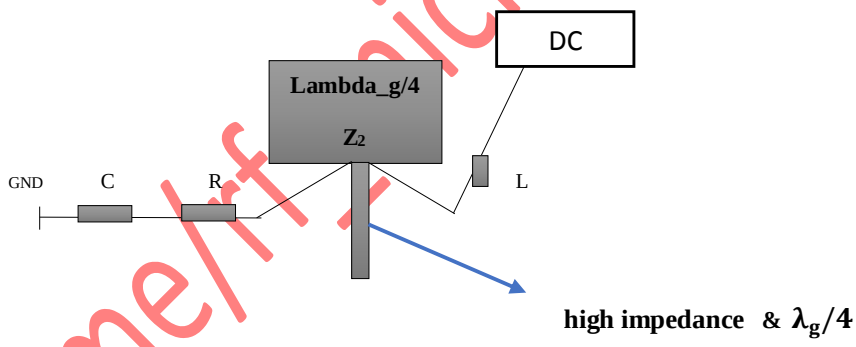
t.me/rf_microwave_antenna

**نکته پنجم:** برای بعضی از ترانزیستورها، علاوه بر مدار پایدارساز DC، وجود مقاومت برای پایدارسازی لازم است.

بنابراین مداری با ساختار زیر در ورودی و خروجی ترانزیستور قرار می گیرد:

$Z_2$ = low impedance

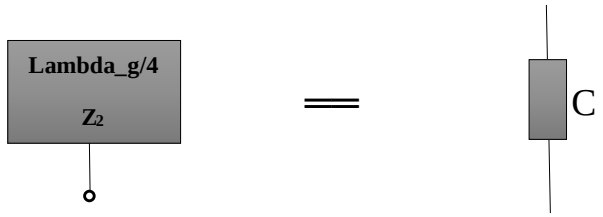



t.me/rf_microwave_antenna

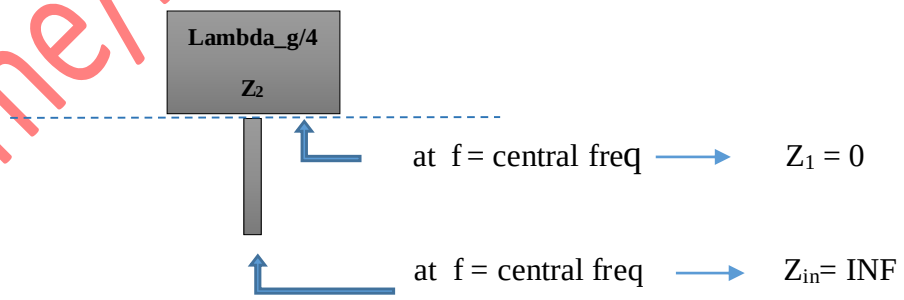
ساختار فوق به گونه ای طراحی شده است که در فرکانس طراحی و بازه ی فرکانسی تعیین شده، به صورت مدار باز باشد و در فرکانس های کم تبدیل به مقاومت شده و به دلیل تضعیفی که در بهره تقویت کننده ایجاد میکند، مدار پایدار شود.

1- در فرکانس طراحی مدار، خط مایکرو استریپ به طول $\lambda_g/4$ و امپدانس $Z_2$ دارای ساختار مدار باز است و میدانیم که خطی مدارباز به طول $\lambda_g/4$ فقط در فرکانس معادل $\lambda_g$ ( فرکانس طراحی مدار) به صورت اتصال کوتاه رفتار میکند و معادل امپدانس صفر اهم است. در فرکانس های دیگر این خط مدار باز معادل خازن می باشد که در فرکانس طراحی مدار اتصال کوتاه و در فرکانس های پائین مدار باز است. در فرکانس طراحی، حاصل موازی شدن یک شاخه low impedance ( خط مایکرواستریپ مدار باز به طول $\lambda_g/4$ ) با شاخه سری مقاومت و خازن، معادل همان شاخه low impedance است؛ به همین دلیل در فرکانس طراحی مدار، شاخه سری مقاومت و خازن دیده نخواهد شد. ولی در فرکانس های پائین به دلیل امپدانس زیاد خط مایکرواستریپ مدار باز، شاخه سری غالب است.




$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tan(\beta L)}{Z_0 + jZ_L tan(\beta L)} \longrightarrow Z_L = INF \longrightarrow Z_{in} = -jZ_0 \cot(\beta L) = \frac{-j}{c\omega}$$

2- خط مایکرواستریپ به طول $\lambda_g/4$ و high impedance در فرکانس طراحی مدار به دلیل رفتار اتصال کوتاه خط مایکرواستریپ low impedance ، به صورت مدار باز خواهد بود بنابراین این خط نیز معادل یک سلف است که در فرکانس های مایکروویو مدار باز می شود.

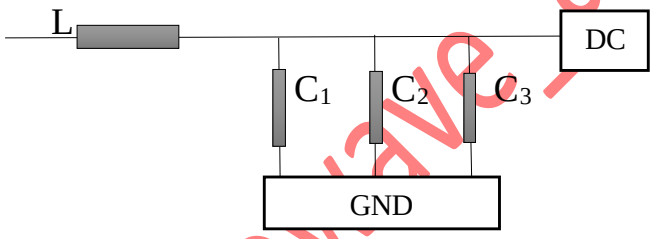



بنابراین در فرکانس طراحی مدار این ساختار تاثیری نخواهد داشت و حداکثر بهره دریافت می شود ولی در فرکانس های پائین، ساختار به صورت مقاومتی خواهد بود و باعث کاهش بهره و در نتیجه

t.me/rf_microwave_antenna

پایداری در این فرکانس ها می شود؛ زیرا در این فرکانس ها، خط high impedance مسیری برای عبور سیگنال بوده و به دلیل امپدانس کمتر شاخه سری مقاومت و خازن، نسبت به خط مایکرواستریپ مدارباز، سیگنال LF توسط شاخه سری مقاومت و خازن به زمین منتقل می شود، بنابراین در فرکانس های پائین، یک شاخه مقاومتی به ورودی و خروجی ترانزیستور اعمال می شود و به دلیل تضعیف در بهره، پایداری ایجاد خواهد شد.

نکته ششم: در حالت کلی ساختار باید به گونه ای طراحی شود که سیگنال RF و تغذیه DC مدار، نسبت به یکدیگر ایزوله باشند، بنابراین تغذیه DC به واسطه یک سلف به مدار اعمال می شود و علاوه برآن توسط چندین خازن به زمین متصل خواهد شد که اگر سیگنالی به این شاخه نشت شود، توسط خازن ها به زمین منتقل شود:




در این جلسه:

1- معادلات لازم جهت طراحی شبکه های تطبیق

و

2- مداری برای پایدارسازی تقویت کننده

ارائه شد. در جلسه آینده به طراحی و شبیه سازی یک تقویت کننده توان سیگنال کوچک، در محیط نرم افزار ADS می پردازیم.

t.me/rf_microwave_antenna

## جلسه‌ی پنجم:

در جلسات گذشته، اهمیت وجود شبکه های تطبیق در ورودی و خروجی ترانزیستور تشریح و بررسی شد؛ و روابط ضروری برای طراحی شبکه های تطبیق که به طور همزمان پایداری و گین را بهبود بخشد، معرفی شد.

در این جلسه به طراحی و شبیه سازی یک تقویت کننده توان سیگنال کوچک در فرکانس مرکزی 1GHz با استفاده از نرم افزار ADS میپردازیم.

اولین مرحله برای طراحی یک تقویت کننده و دستیابی به نتایج مطلوب، انتخاب یک ترانزیستور مناسب است. ترانزیستوری که برای این طراحی در نظر گرفته شده است، ترانزیستور ATF34143 می باشد. مشخصات ترانزیستور توسط شرکت سازنده به عنوان یک datasheet ارائه می شود که در این صفحه مشخصات، بایاس DC مناسب ترانزیستور و پارامترهای پراکندگی آن گزارش می شود.

صفحاتی از datasheet این ترانزیستور در تصویر زیر نشان داده شده است:

t.me/rf_microwave_antenna

Agilent Technologies

## Low Noise Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package

Technical Data

**ATF-34143**

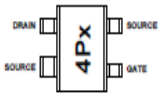
### Features
- Low Noise Figure
- Excellent Uniformity in Product Specifications
- 800 micron Gate Width
- Low Cost Surface Mount Small Plastic Package SOT-343 (4 lead SC-70)
- Tape-and-Reel Packaging Option Available

### Specifications
1.9 GHz; 4 V, 60 mA (Typ.)
- 0.5 dB Noise Figure
- 17.5 dB Associated Gain
- 20 dBm Output Power at 1 dB Gain Compression
- 31.5 dBm Output 3rd Order Intercept

### Applications
- Tower Mounted Amplifier and Low Noise Amplifier for GSM/TDMA/CDMA Base Stations
- LNA for Wireless LAN, WLL/RLL and MMDS Applications
- General Purpose Discrete PHEMT for other Ultra Low Noise Applications

### Surface Mount Package SOT-343

### Pin Connections and Package Marking




Note: Top View. Package marking provides orientation and identification.
"4P" = Device code
"x" = Date code character. A new character is assigned for each month, year.

### Description
Agilent's ATF-34143 is a high dynamic range, low noise PHEMT housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

Based on its featured performance, ATF-34143 is ideal for the first stage of base station LNA due to the excellent combination of low noise figure and high linearity[1]. The device is also suitable for applications in Wireless LAN, WLL/RLL, MMDS, and other systems requiring super low noise figure with good intercept in the 450 MHz to 10 GHz frequency range.

Note:
1. From the same PHEMT FET family, the larger geometry ATF-33143 may also be considered either for the higher linearity performance or easier circuit design for stability in the lower frequency bands (800-900 MHz).

### ATF-34143 Electrical Specifications
$T_A$ = 25°C, RF parameters measured in a test circuit for a typical device

| Symbol | Parameters and Test Conditions | | | Units | Min. | Typ.[2] | Max. |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $I_{dss}$[1] | Saturated Drain Current | | $V_{DS}$ = 1.5 V, $V_{GS}$ = 0 V | mA | 90 | 118 | 145 |
| $V_P$[1] | Pinchoff Voltage | | $V_{DS}$ = 1.5 V, $I_{DS}$ = 10% of $I_{dss}$ | V | -0.65 | -0.5 | -0.35 |
| $I_d$ | Quiescent Bias Current | | $V_{GS}$ = 0.34 V, $V_{DS}$ = 4 V | mA | — | 60 | — |
| $g_m$[1] | Transconductance | | $V_{DS}$ = 1.5 V, $g_m = I_{dss}/V_P$ | mmho | 180 | 230 | — |
| $I_{GDO}$ | Gate to Drain Leakage Current | | $V_{GD}$ = 5 V | µA | | | 500 |
| $I_{gss}$ | Gate Leakage Current | | $V_{GD} = V_{GS}$ = -4 V | µA | — | 30 | 300 |
| NF | Noise Figure | f = 2 GHz | $V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 60 mA<br>$V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 30 mA | dB | | 0.5<br>0.5 | 0.8 |
| | | f = 900 MHz | $V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 60 mA | dB | | 0.4 | |
| $G_a$ | Associated Gain | f = 2 GHz | $V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 60 mA<br>$V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 30 mA | dB | 16 | 17.5<br>17 | 19 |
| | | f = 900 MHz | $V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 60 mA | dB | | 21.5 | |
| OIP3 | Output 3rd Order Intercept Point[3] | f = 2 GHz<br>+5 dBm $P_{out}$/Tone | $V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 60 mA<br>$V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 30 mA | dBm | 29 | 31.5<br>30 | |
| | | f = 900 MHz<br>+5 dBm $P_{out}$/Tone | $V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 60 mA | dBm | | 31 | |
| $P_{1dB}$ | 1 dB Compressed Intercept Point[3] | f = 2 GHz | $V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 60 mA<br>$V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 30 mA | dBm | | 20<br>19 | |
| | | f = 900 MHz | $V_{DS}$ = 4 V, $I_{DS}$ = 60 mA | dBm | | 18.5 | |

Notes:
1. Guaranteed at wafer probe level
2. Typical value determined from a sample size of 400 parts from 9 wafers.
3. Using production test board.

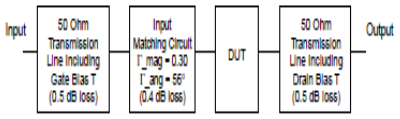
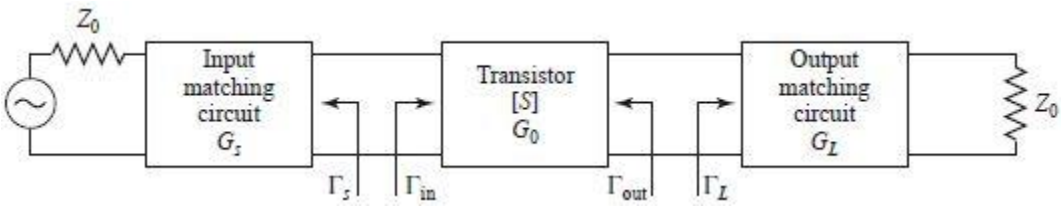



Figure 5. Block diagram of 2 GHz production test board used for Noise Figure, Associated Gain, P1dB, and OIP3 measurements. This circuit represents a trade-off between an optimal noise match and associated impedance matching circuit losses. Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.

t.me/rf_mic

**طراحی تقویت کننده بر مبنای پارامترهای پراکندگی ترانزیستور بایاس شده، انجام میگیرد.**

**همانطور که قبلا گفته شد؛ برای طراحی شبکه های تطبیق ورودی و خروجی، به ترتیب روند طراحی براساس تطبیق منبع به امپدانس ورودی ترانزیستور و تطبیق بار به امپدانس خروجی ترانزیستور است، بنابراین باید روابط زیر برقرار باشد:**



$$\Gamma_{in} = \Gamma_s^* \quad \longrightarrow \quad Z_{in} = Z_s^*$$

برای شبکه تطبیق خروجی نیز خواهیم داشت:

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad \longrightarrow \quad Z_{out} = Z_L^*$$

همچنین میدانیم که بین امپدانس و ضریب انعکاس رابطه زیر برقرار است:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad \begin{cases} Z_L = Z_0 \dfrac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L} \\ Z_s = Z_0 \dfrac{1+\Gamma_s}{1-\Gamma_s} \end{cases}$$

فلسفه طراحی مدارات تطبیق، قرارگیری $Z_L$ و $Z_s$ است که با برقراری پایداری، $G_T$ افزایش یابد بنابراین با یافتن $Z_L$ و $Z_s$ میتوان مدارات تطبیق را برای دستیابی به پایداری و بهره مناسب، طراحی کرد. همانطور که گفته شد، امپدانس براساس ضرائب انعکاس محاسبه می شود، بنابراین در مرحله اول باید $\Gamma_L$ و $\Gamma_s$ را محاسبه کنیم. بعد از محاسبه ضرائب انعکاس، امپدانس های $Z_L$ و $Z_s$ محاسبه می شوند و سپس شبکه های تطبیق را براساس تطبیق دادن امپدانس منبع به $Z_s$ و بار خروجی تقویت کننده به $Z_L$ طراحی میکنیم و در نهایت نشان خواهیم داد که شبکه های تطبیق طراحی شده، به امپدانس ترانزیستور تطبیق است و قضیه تطبیق مزدوج برقرار شده است.

**نکته اول:** میزان بهره ای برای تقویت کننده اهمیت دارد که در آن مقدار بهره، تقویت کننده پایدار باشد؛ بنابراین لازم است معادله ای برای بهره ارائه شود که پارامتر پایداری را شامل شود. اگر شبکه دو پورتی بدون قید و شرط پایدار باشد، بیشترین توان مبدل به صورت زیر محاسبه می شود:

$$G_{T_{max}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}(k - \sqrt{k^2 - 1})$$

از معادله فوق میتوان دید که در مرز پایداری ( $k = 1$)، معادله بهره به صورت زیر کاهش می یابد و این معادله حداکثر بهره را در مرز پایداری نشان میدهد. در مقادیری بزرگتر، تقویت کننده ناپایدار

t.me/rf_microwave_antenna

خواهد شد و طراح باید به گونه ای تقویت کننده را طراحی کند که حداکثر بهره ای که دریافت می کند برابر $G_{msg}$ باشد؛ هرچه بهره به دست آمده به $G_{msg}$ نزدیک تر باشد، تلفات تقویت کننده کمتر بوده و تقویت کننده از نظر طراحی عملکرد بهتری داشته است.

$$G_{msg} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

رابطه فوق بیانگر maximum stable gain است.

---

برای طراحی شبکه های تطبیق، در جلسات قبل به معادلات زیر رسیدیم:

شبکه تطبیق ورودی:

$$\Gamma_s = \frac{B_1 \mp \sqrt{{B_1}^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta {S_{22}}^*$$

شبکه تطبیق خروجی:

$$= \frac{B_2 \mp \sqrt{{B_2}^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta {S_{11}}^*$$

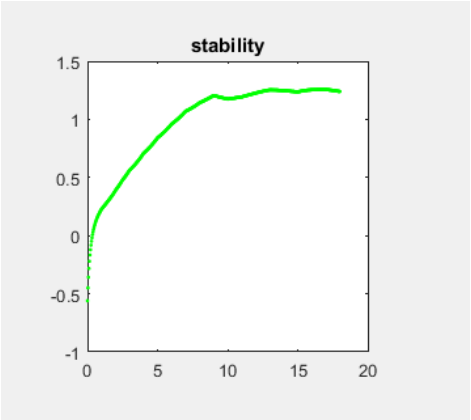
## matlab

قبل از انجام شبیه سازی در محیط ADS ، پارامترهای لازم جهت طراحی تقویت کننده را با استفاده از روابط فوق، در محیط Matlab به دست می آوریم:

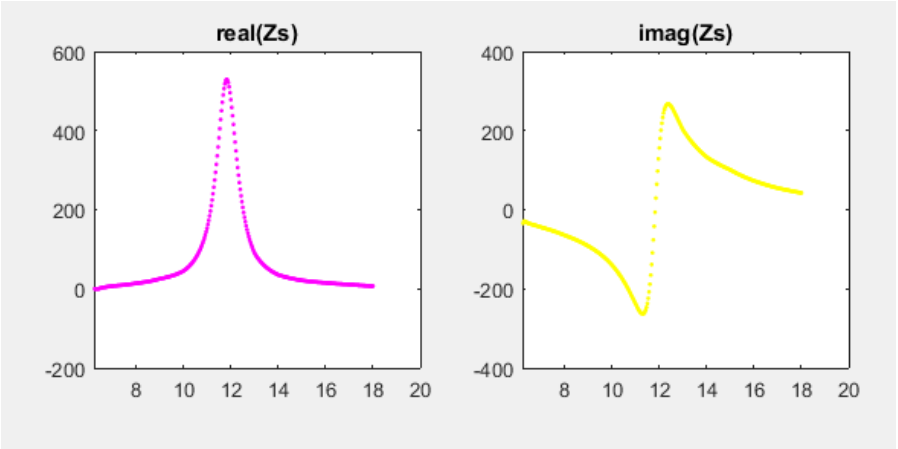
در مرحله اول پارامترهای پراکندگی ترانزیستور را استخراج کرده و به محیط متلب انتقال می دهیم و سپس تغییرات لازم را برای دستیابی به موارد خواسته شده اعمال می کنیم.

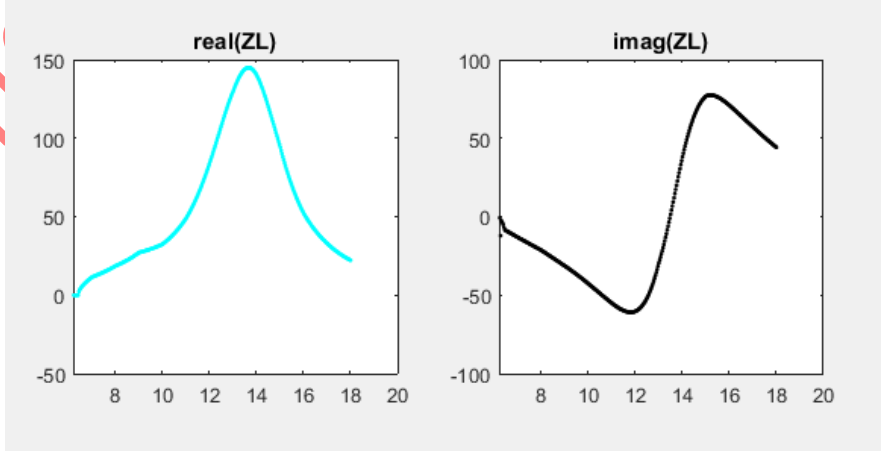
اولین پارامتری که بررسی می کنیم، پایداری ترانزیستور به ازای کل بازه فرکانسی ترانزیستور است:

t.me/rf_microwave_antenna




با توجه به نمودار فوق، ترانزیستور تقریبا به ازای فرکانس 6 GHz به بعد پایدار است. با توجه به اینکه در بازه فرکانسی ناپایدار، امپدانس ها غیرقابل تعریف هستند، نمودار امپدانس را به ازای بازه فرکانسی پایدار رسم می کنیم:




t.me/rf_antenna

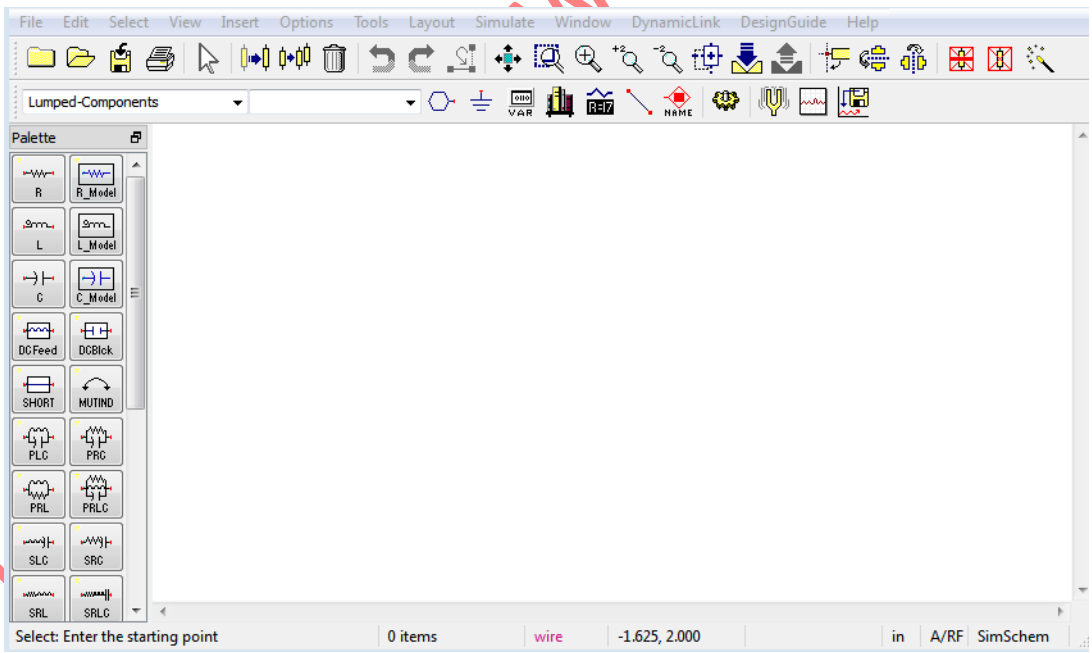
در بخش های بعدی نشان خواهیم داد که امپدانس هایی که از طریق ضرائب انعکاس در محیط ADS به دست می آوریم، مطابق نمودارهای فوق است و این نتیجه نشان میدهد که در محیط ADS، امپدانس هایی که برای طراحی شبکه های تطبیق به کار می بریم همان $Z_s$ و $Z_L$ می باشد که به ترتیب مزدوج امپدانس ورودی و خروجی ترانزیستور است.

- با اعمال تغییرات مناسب به ترانزیستور برای پایداری و در نهایت استخراج پارامترهای لازم برای طراحی شبکه های تطبیق، میتوان با استفاده از اسمیت چارت به طراحی شبکه ها پرداخت.

## شبیه سازی در نرم افزار ADS

### محیط نرم افزار ADS

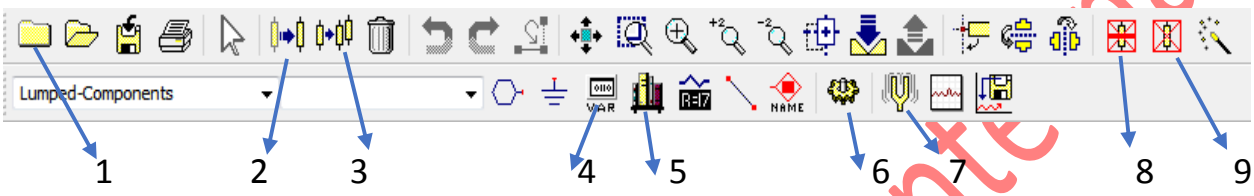
شماتیک کلی محیط نرم افزار ADS 2009 به صورت زیر می باشد:




t.me/wave_antenna

در سمت چپ صفحه شماتیک، مجموعه palette های ADS قرار دارد که متناسب با نیاز و نوع شبیه سازی از آن ها استفاده می شود. Palette ها شامل انواع منابع سیگنال، کنترلرهای شبیه سازی، TLine ها و ... می باشد.

در قسمت toolbar نیز،آیکون های کلی که برای هرنوع شبیه سازی و تغییر در مدار نیاز است، وجود دارد، که به طور مثال میتوان به موارد زیر اشاره کرد:



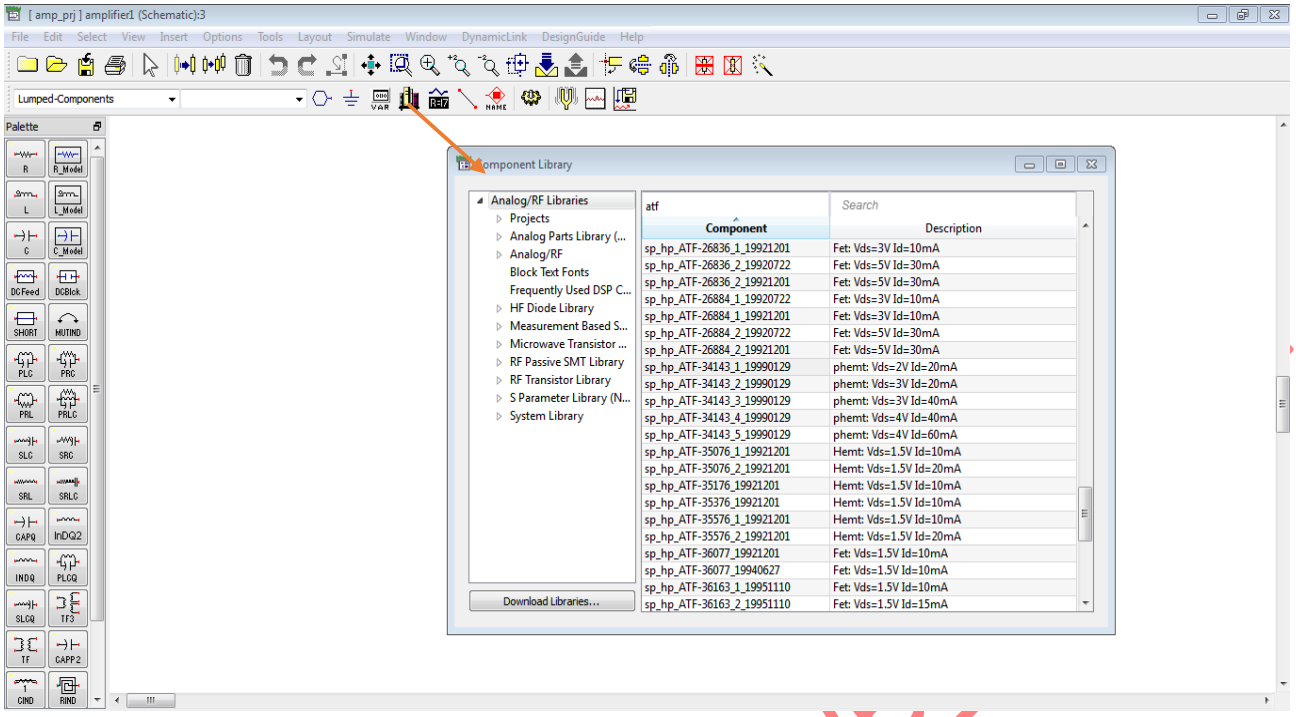

1- Design : از این بخش برای ایجاد یک صفحه شماتیک جدید در فایل شبیه سازی، استفاده می شود
2- حرکت المان با استفاده از یک نقطه مرجع
3- کپی
4- آیکون تعریف متغیر در مدار
5- کتابخانه
6- آیکون شروع اجرا و شبیه سازی مدار
7- از این آکون بعد از اجرای کامل مدار، برای تیون کردن مقادیر المان ها استفاده می شود
8- اتصال کوتاه کردن المان در مدار ( از همین بخش دوباره میتوان المان غیرفعال را فعال کرد.)
9- مدارباز کردن المان در مدار ( از همین بخش میتوان المان غیرفعال را فعال کرد.)

## شبیه سازی تقویت کننده در نرم افزار ADS :

در مرحله اول ترانزیستور انتخابی را از کتابخانه ADS استخراج می کنیم:

با انتخاب آیکون کتابخانه در بخش toolbars، صفحه زیر نمایش داده می شود:

t.me/rf_microwave_antenna




در بخش search نام قطعه مورد نظر وارد می شود و پس از یافتن قطعه، با راست کلیک کردن بر روی نام قطعه و تائید place component، قطعه به محیط شماتیک منتقل میشود.

با آوردن ترانزیستور به محیط شماتیک، دو نوع تحلیل انجام می شود:

Simulation-DC -1 Simulation-S_param -2

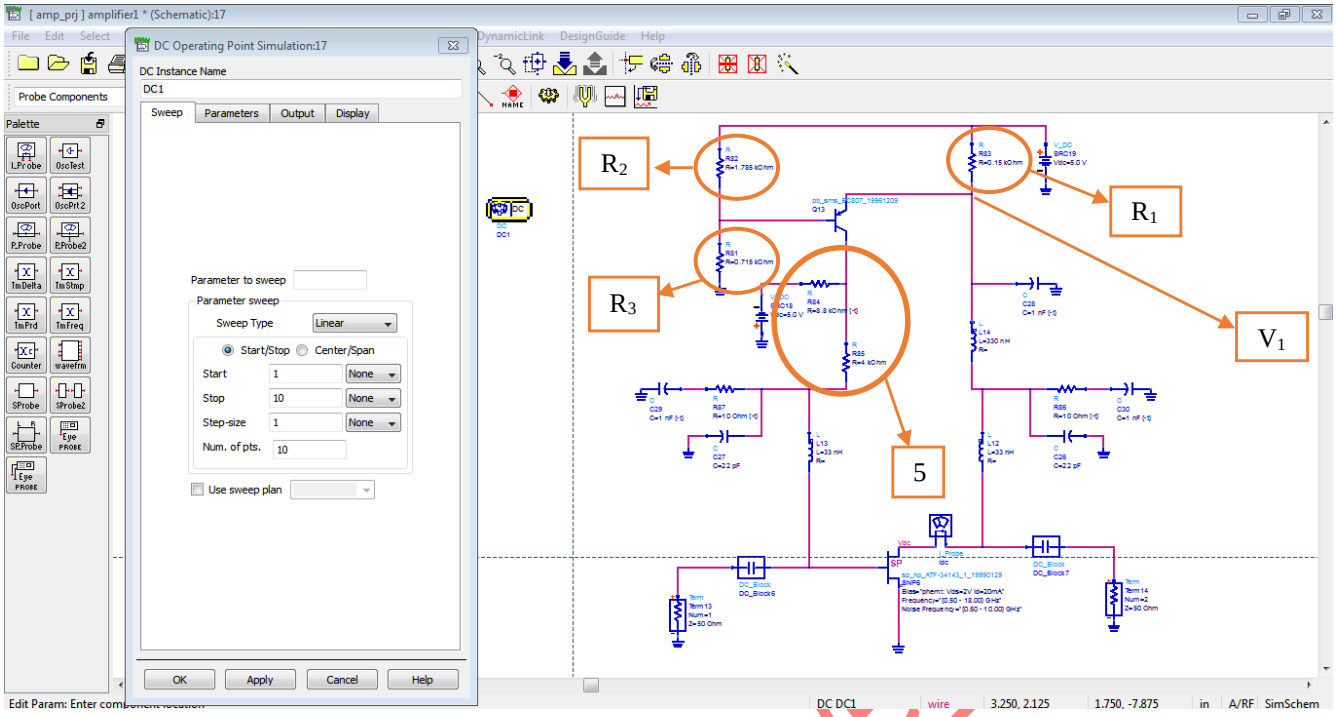
## Simulation-DC

برای شبیه سازی DC پنل کنترلی موجود در شبیه ساز DC را انتخاب کرده و با اجرای آن، شبیه سازی انجام می شود.

ترانزیستوری که برای این طراحی انتخاب شده است دارای نقطه بایاس $V_{dc} = 2V$ , $I_d = 20$ mA است، بنابراین باید مدار بایاس dc را برای این نقطه بایاس تنظیم کنیم.

مدار بایاسی که برای این طراحی درنظرگرفته شده، مدار بایاس اکتیو می باشد. مدار بایاس اکتیو باعث پایداری پارامترهای مدار و نقطه کار، دربرابر تغییرات دما می شود.

t.me/rf_microwave




چون که در مسیر $V_1$ به ترانزیستور، مقاومتی وجود ندارد، $V_1 = V_{dc} = 2V$ خواهد بود.

با در نظرگرفتن جریان بایاس $I_{dc}$ برای مقاومت $R_1$، مقدار این مقاومت از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_1}{I_{dc}} = 0.15\ \text{KOhm}$$

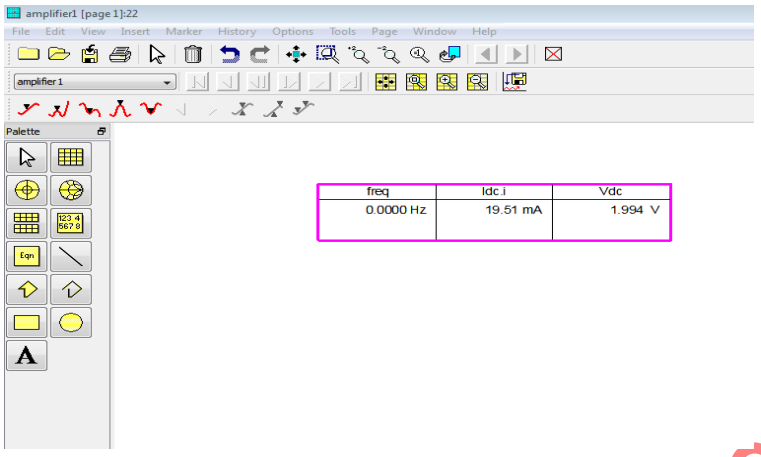
برای طراحی شاخه بایاس ترانزیستور BC807 ، جریان بایاس را برابر 2mA و افت ولتاژ از امیتر به بیس این ترانزیستور را برابر 0.57mV در نظر می گیریم، بنابراین خواهیم داشت:

$$R_2 = \frac{V_{cc} - (V_1 - V_{EB})}{2\ \text{mA}} = 1.785\ \text{KOhm}$$

$$R_3 = \frac{V_1 - V_{EB}}{2\ \text{mA}} = 0.715\ \text{KOhm}$$

مقادیر مقاومت های بخش 5 نیز به نحوی انتخاب می شوند که ترانزیستور BC807 فعال باشد.

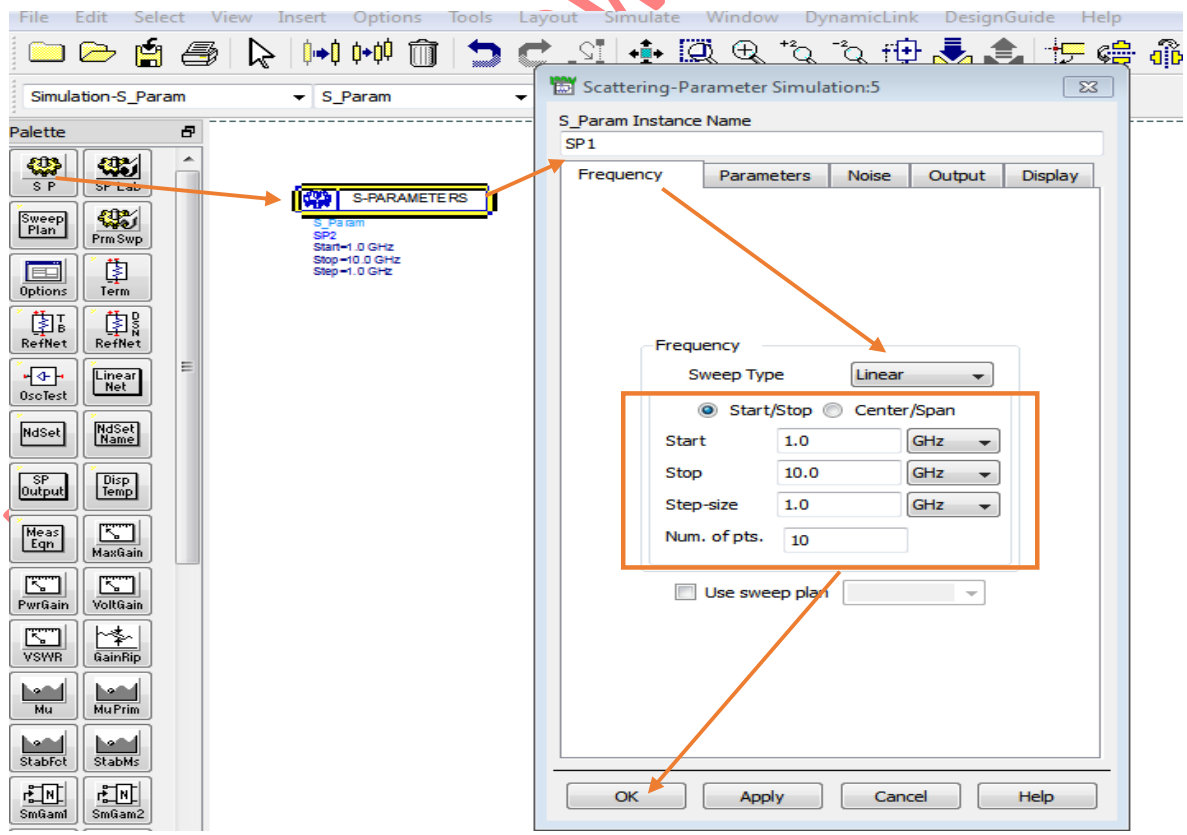
t.me/rf_microwave




## Simulation-S_param

**از این پنل شبیه ساز به جهت تحلیل تقویت کننده های سیگنال کوچک و تحلیل ادوات پسیو استفاده می شود.**

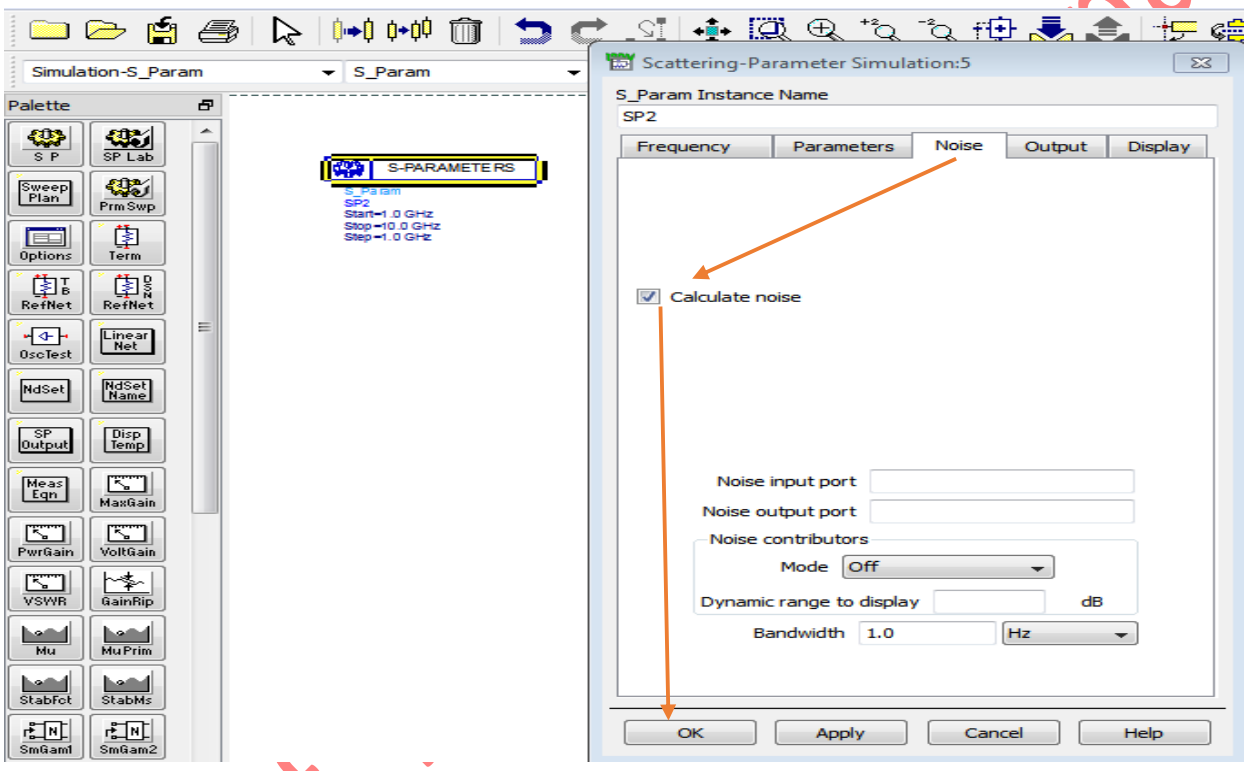
**کنترلر شبیه ساز این تحلیل را در تصویر زیر مشاهده می کنید:**



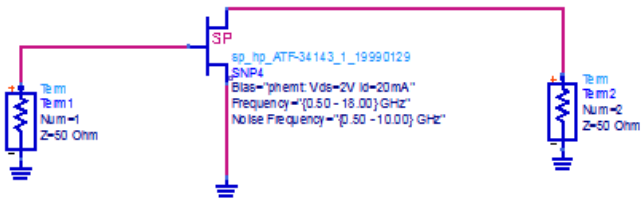

wave_antenna

این کنترلر به دو صورت تکفرکانس و بازه ای شبیه سازی را انجام میدهد. در قسمت sweep type با انتخاب linear تحلیل به صورت بازه ای انجام میشود و اگر در همین قسمت single point انتخاب شود، تحلیل به صورت تکفرکانس صورت می گیرد.

اگر بخواهیم عدد نویز تقویت کننده و به طور کلی هر شبکه را محاسبه کنیم، در بخش نویز پنل کنترلی، calculate noise را فعال می کنیم:

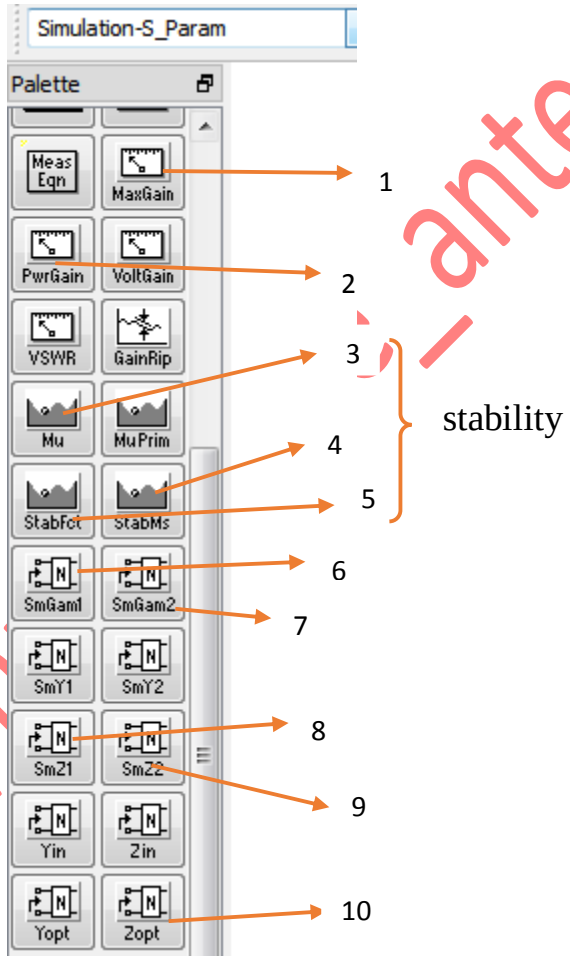



با قرار دادن ترم های 50 اهم به عنوان منبع تحریک در ورودی و خروجی ترانزیستور، پارامترهای پراکندگی ترانزیستور استخراج می شوند:



همانطور که قبلا گفته شد برای آن که بتوانیم شبکه های تطبیق را طراحی کنیم باید ضرائب انعکاس $\Gamma_s$ و $\Gamma_L$ را محاسبه کنیم و سپس $Z_s$ و $Z_L$ را از طریق ضرائب انعکاس محاسبه کرده و شبکه های تطبیق را مطابق آن ها به دست می آوریم.

پنل هایی از شبیه ساز S_param که برای شبیه سازی تقویت کننده مورد نیاز است، به صورت زیر است:




t.me/rf_mi_antenna

1- بیشترین بهره ای که در حالت پایدار میتوان از شبکه دوپورتی دریافت کرد:

$$G_{msg} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

2- از این پنل اندازه گیر، برای محاسبه transducer power gain (in dB) استفاده می شود.

3- این پنل بیانگر فاکتور پایداری μ است. هرگاه در بازه فرکانسی خواسته شده، μ<1 باشد، شبکه دوپورتی پایدار بدون قیدوشرط است و بیانگر پایداری شبکه به ازای هر مقدار امپدانس منبع و بار خروجی می باشد.

4و5- یکی دیگر از روش های تست پایداری، به کارگیری این دو پنل به طور همزمان است. هرگاه stabFct >1 و stabMs > 0 شود، شبکه دوپورتی پایدار بدون قیدو شرط است.

**نکته دوم :** یکی دیگر از روش های تست پایداری، استفاده از پنل stabFct و معادله :

$$\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

است. اگر به طور همزمان stabFct >1 و Δ< 1 باشد، شبکه دو پورتی پایدار بدون قیدوشرط می باشد. ( Δ باید توسط طراح به صورت معادله در ADS نوشته شود.)

6- این پنل ضریب انعکاسی که باید به پورت ورودی شبکه دو پورتی اعمال شود را محاسبه میکند($\Gamma_S$) . اگر در فرکانسی شبکه دو پورتی پایدار نباشد، خروجی این پنل برابر 1 خواهد بود.

7- این پنل نیز ضریب انعکاسی که باید به پورت خروجی شبکه دو پورتی اعمال شود، را نشان میدهد($\Gamma_L$) . اگر در فرکانسی شبکه دو پورتی پایدار نباشد، خروجی این پنل برابر 1 خواهد بود.

8- این پنل امپدانسی که باید به پورت ورودی شبکه دو پورتی برای تطبیق، اعمال شود را محاسبه می کند( $Z_S$ ).

9- این پنل امپدانسی که باید به پورت خروجی شبکه دو پورتی به جهت تطبیق، اعمال شود را محاسبه می کند( $Z_L$ ).

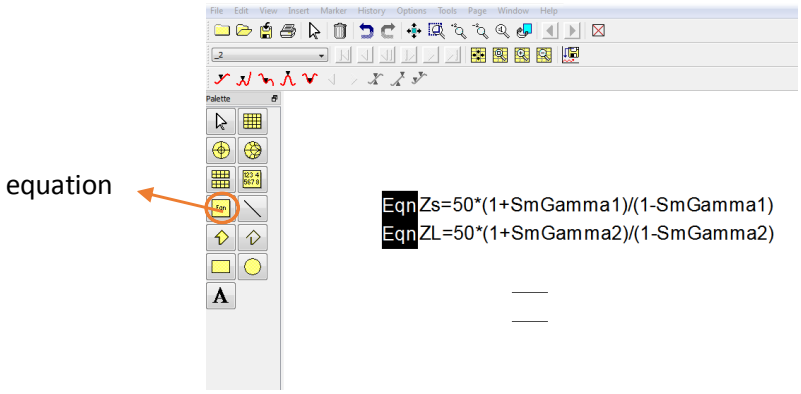
10- این پنل اندازه گیری، امپدانسی که باید به پورت ورودی اعمال شود تا عدد نویز شبکه، مینیمم شود را محاسبه می کند.

**نکته سوم :** روش دیگر محاسبه امپدانس های $Z_L$ و $Z_S$ ، استفاده از رابطه زیر می باشد:

$$Z = Z_0 \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

t.me/rf_microwave_antenna

این رابطه توسط طراح در نرم افزار ADS به عنوان equ نوشته می شود:

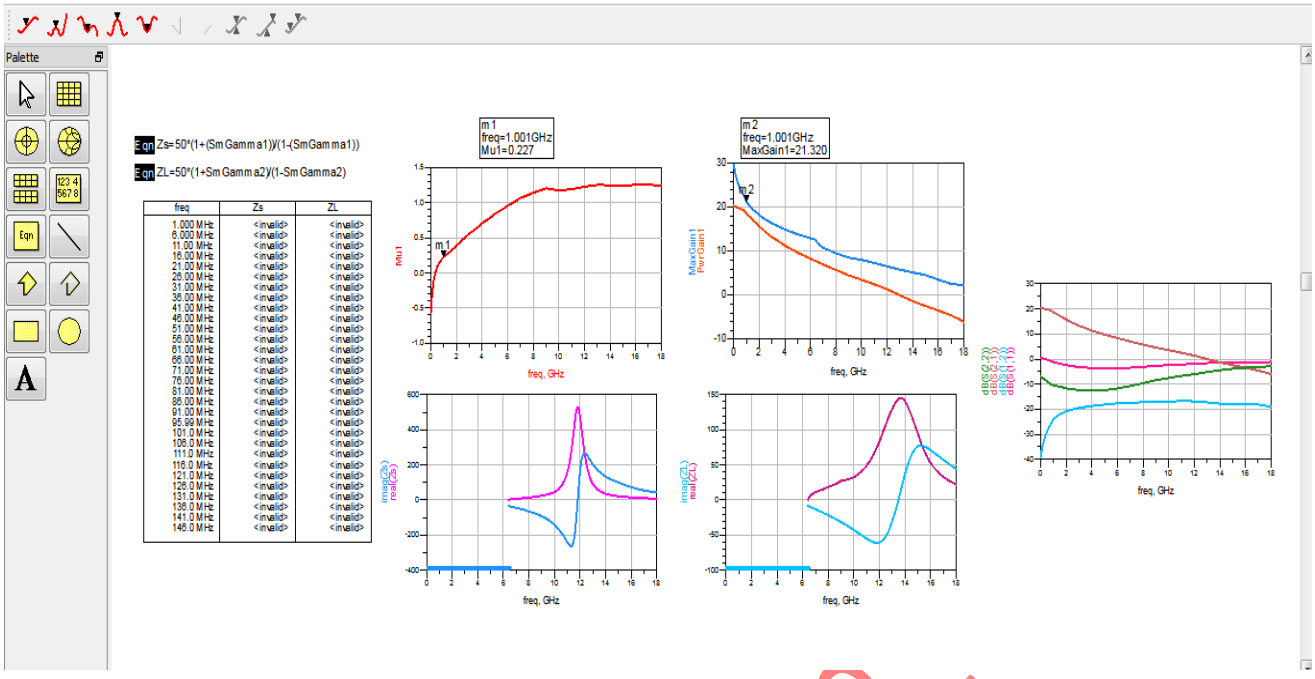



پنل شبیه ساز sp را برای بازه فرکانسی 1 MHz تا 18 GHz با فاصله فرکانسی 5 MHz که معادل 3601 نقطه است، تنظیم می کنیم. پس از انجام شبیه سازی، پارامترهای پراکندگی ترانزیستور و خروجی بقیه پنل هایی که در شبیه سازی استفاده کرده اید، استخراج می شود.

**نکته چهارم :** تعداد نقاطی که برای شبیه سازی در کنترلر وارد می کنید، بهتر است که از 300 به بالا انتخاب شود. هرچه تعداد نقاط بیشتر شود، جزئیات بهتر نمایش داده می شود و پاسخی که دریافت می کنید صحیح تر خواهد بود ولی مدت زمان انجام شبیه سازی بیشتر خواهد شد.

با انجام شبیه سازی، نمودارهای خروجی به صورت زیر استخراج می شوند:

t.me/rf_microwave_antenna




1- یک ترانزیستور مناسب در تمام بازه فرکانسی خود باید دارای $S_{11}$ و $S_{22}$ و $S_{12}$ کمتر از یک ( S_dB<0 ) باشد، که این شرط برای ترانزیستور فوق برقرار است.

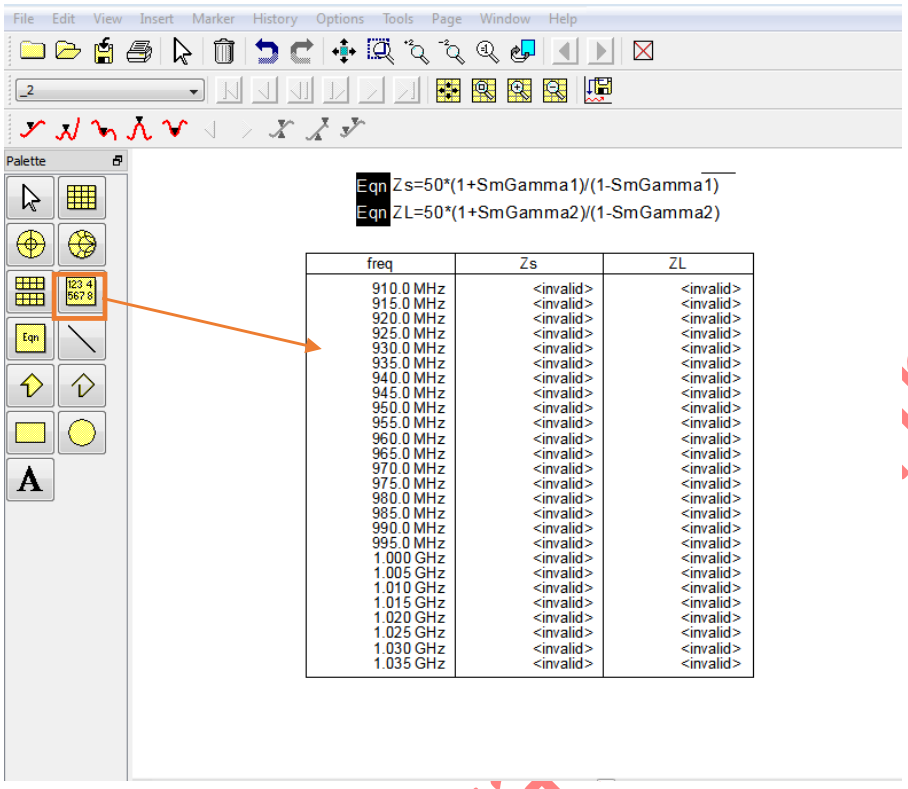
2- با توجه به نمودار Max Gain ، بیشترین بهره ای که در حالت پایدار می توان از ترانزیستور دریافت کرد، معادل 21.324dB است.

3- نمودارهای امپدانس مطابق نمودارهایی است که با استفاده از کد متلب به دست آوردیم.

4- از نمودار Mu1 مشاهده می شود که ترانزیستور از فرکانس 6.415GHz پایداربدون قید و شرط خواهد بود ( یعنی در این بازه فرکانسی ترانزیستور به ازای هر بار و منبعی پایدار خواهد بود.) و به ازای فرکانس های کمتر، ترانزیستور ناپایدار است. باید ترانزیستور در فرکانس طراحی مدار پایدار باشد به همین دلیل در این بخش باید به پایدارسازی ترانزیستور بپردازیم.

**نکته پنجم :** به ازای فرکانس هایی که ترانزیستور ناپایدار است، امپدانسی گزارش نمی شود، زیرا در این فرکانس ها $\Gamma = 1$ است و امپدانس ها قابل تعریف نمی باشند.

t.me/rf_microwave




| freq | Zs | ZL |
|---|---|---|
| 910.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 915.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 920.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 925.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 930.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 935.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 940.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 945.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 950.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 955.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 960.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 965.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 970.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 975.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 980.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 985.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 990.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 995.0 MHz | <invalid> | <invalid> |
| 1.000 GHz | <invalid> | <invalid> |
| 1.005 GHz | <invalid> | <invalid> |
| 1.010 GHz | <invalid> | <invalid> |
| 1.015 GHz | <invalid> | <invalid> |
| 1.020 GHz | <invalid> | <invalid> |
| 1.025 GHz | <invalid> | <invalid> |
| 1.030 GHz | <invalid> | <invalid> |
| 1.035 GHz | <invalid> | <invalid> |

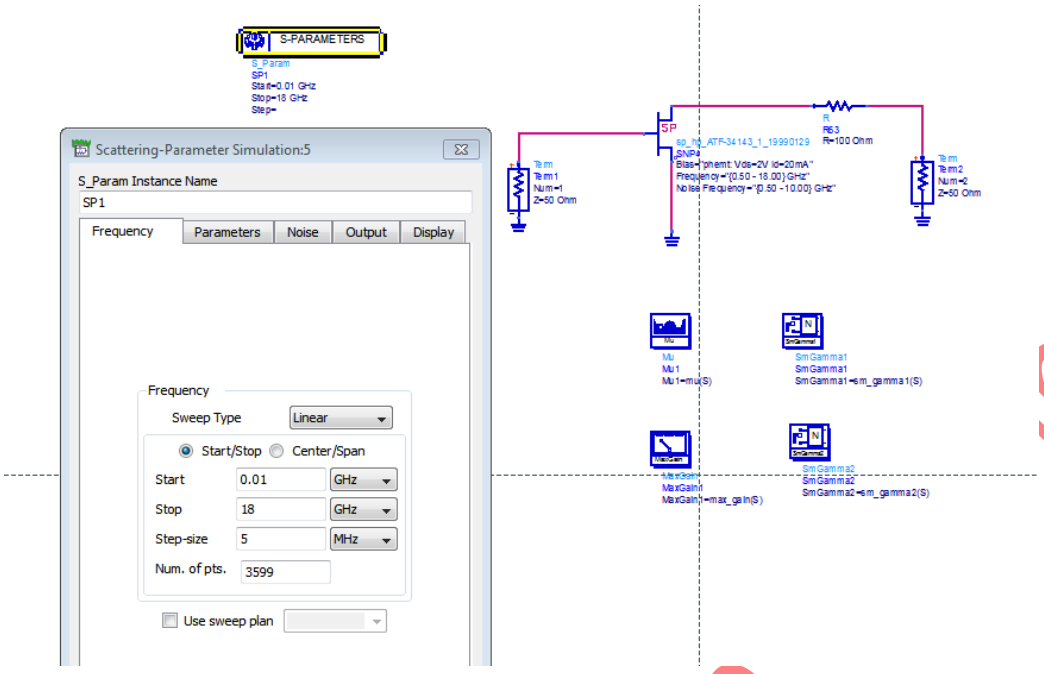
## پایدارسازی ترانزیستور:

یکی از روش های پایدارسازی ترانزیستور، به کارگیری مقاومت در ساختار ترازیستور می باشد. میدانیم که ساختارهایی با بهره بالا، درصدد ناپایداری هستند و به همین دلیل یکی از روش های پایدارسازی، کاهش بهره ساختار است. مقاومت به دلیل اثرات تلفاتی، باعث کاهش بهره تراتزیستور شده و در نتیجه ترانزیستور پایدار می شود.

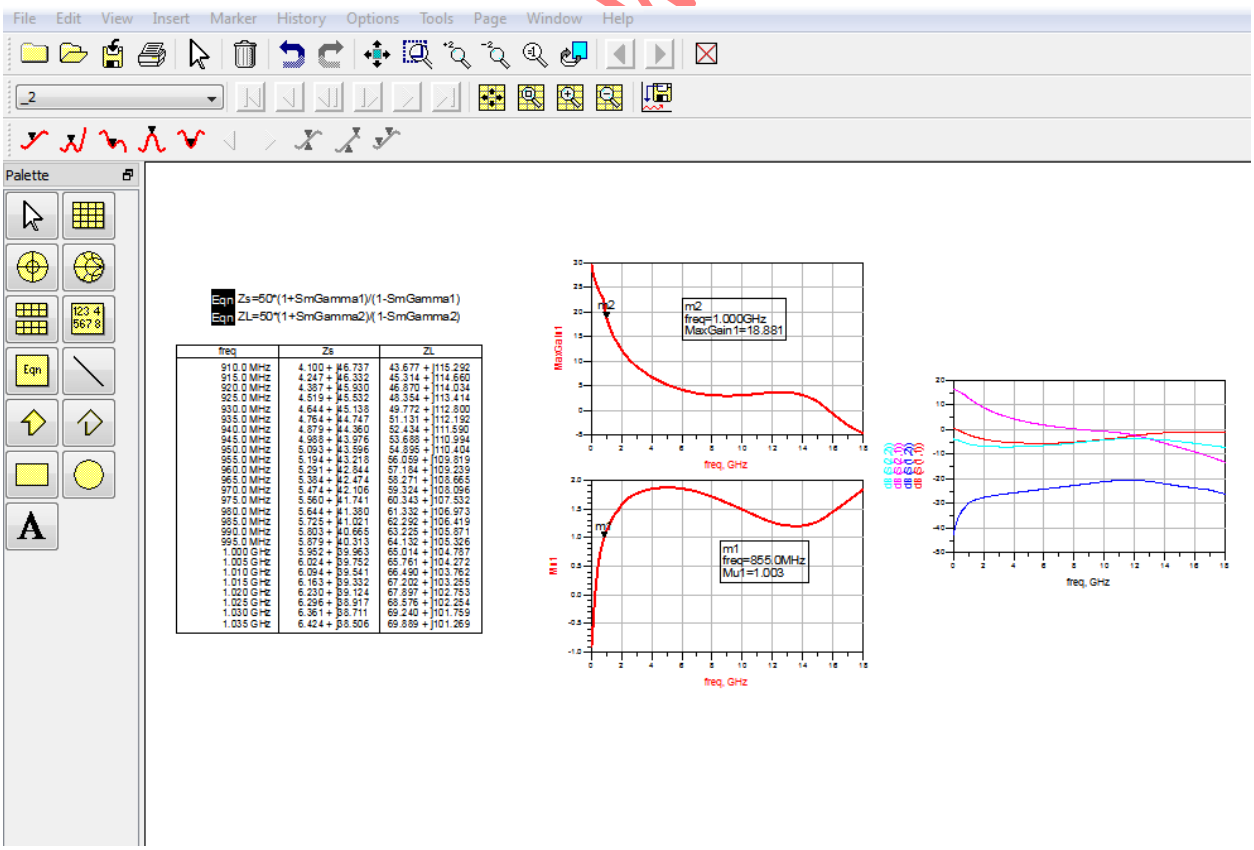
این مقاومت میتواند در ورودی ترانزیستور یا خروجی و یا در پایه سورس( امیتر) ترانزیستور قرار بگیرد؛ اگر مقاومت در پایه خروجی ترانزیستور قرار بگیرد، اثر نویز کمتری خواهد داشت و در نتیجه عدد نویز نسبت به بقیه حالت ها، کمتر خواهد بود.

با استفاده ازیک مقاومت 100 اهمی، ترانزیستور تا فرکانس 855MHz پایدارخواهد شد:

t.me/rf_microwave




**با انجام شبیه سازی به نتایج زیر دست خواهیم یافت:**




| freq | Zs | ZL |
|---|---|---|
| 910.0 MHz | 4.100 + j46.737 | 43.677 + j115.292 |
| 915.0 MHz | 4.247 + j46.332 | 45.314 + j114.660 |
| 920.0 MHz | 4.397 + j45.930 | 46.870 + j114.034 |
| 925.0 MHz | 4.519 + j45.532 | 48.354 + j113.414 |
| 930.0 MHz | 4.644 + j45.138 | 49.772 + j112.800 |
| 935.0 MHz | 4.764 + j44.747 | 51.131 + j112.192 |
| 940.0 MHz | 4.879 + j44.360 | 52.434 + j111.590 |
| 945.0 MHz | 4.988 + j43.976 | 53.685 + j110.994 |
| 950.0 MHz | 5.093 + j43.596 | 54.895 + j110.404 |
| 955.0 MHz | 5.194 + j43.218 | 56.059 + j109.819 |
| 960.0 MHz | 5.291 + j42.844 | 57.184 + j109.239 |
| 965.0 MHz | 5.384 + j42.474 | 58.271 + j108.665 |
| 970.0 MHz | 5.474 + j42.106 | 59.324 + j108.096 |
| 975.0 MHz | 5.560 + j41.741 | 60.343 + j107.532 |
| 980.0 MHz | 5.644 + j41.380 | 61.332 + j106.973 |
| 985.0 MHz | 5.725 + j41.021 | 62.292 + j106.419 |
| 990.0 MHz | 5.803 + j40.665 | 63.225 + j105.871 |
| 995.0 MHz | 5.879 + j40.313 | 64.132 + j105.326 |
| 1.000 GHz | 5.952 + j39.963 | 65.014 + j104.787 |
| 1.005 GHz | 6.024 + j39.752 | 65.761 + j104.272 |
| 1.010 GHz | 6.094 + j39.541 | 66.490 + j103.762 |
| 1.015 GHz | 6.163 + j39.332 | 67.202 + j103.255 |
| 1.020 GHz | 6.230 + j39.124 | 67.897 + j102.753 |
| 1.025 GHz | 6.296 + j38.917 | 68.576 + j102.254 |
| 1.030 GHz | 6.361 + j38.711 | 69.240 + j101.759 |
| 1.035 GHz | 6.424 + j38.506 | 69.889 + j101.269 |

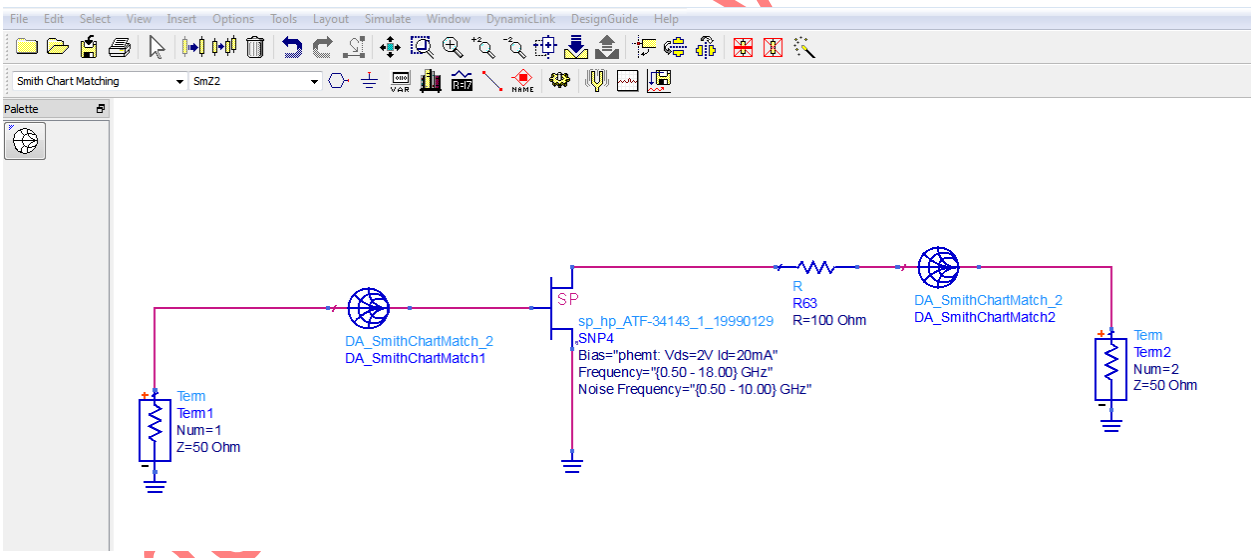
در این حالت بیشترین بهره ترانزیستور در فرکانس طراحی مدار، به 18.88dB کاهش می یابد.

در ادامه، با توجه به اینکه روش تطبیق مزدوج، تک فرکانس است؛ باید $Z_L$ و $Z_s$ را در فرکانس طراحی مدار به دست آوریم و سپس با استفاده از اسمیت چارت موجود در نرم افزار ADS، $Z_L$ را به بار 50 اهم و $Z_s$ را به امپدانس منبع (50 اهم) تطبیق دهیم.

در این طراحی و به ازای فرکانس خواسته شده، $Z_L$ و $Z_s$ به ترتیب 65.014+j104.787 و 5.952+j39.963 هستند.

## مراحل طراحی با اسمیت چارت ADS

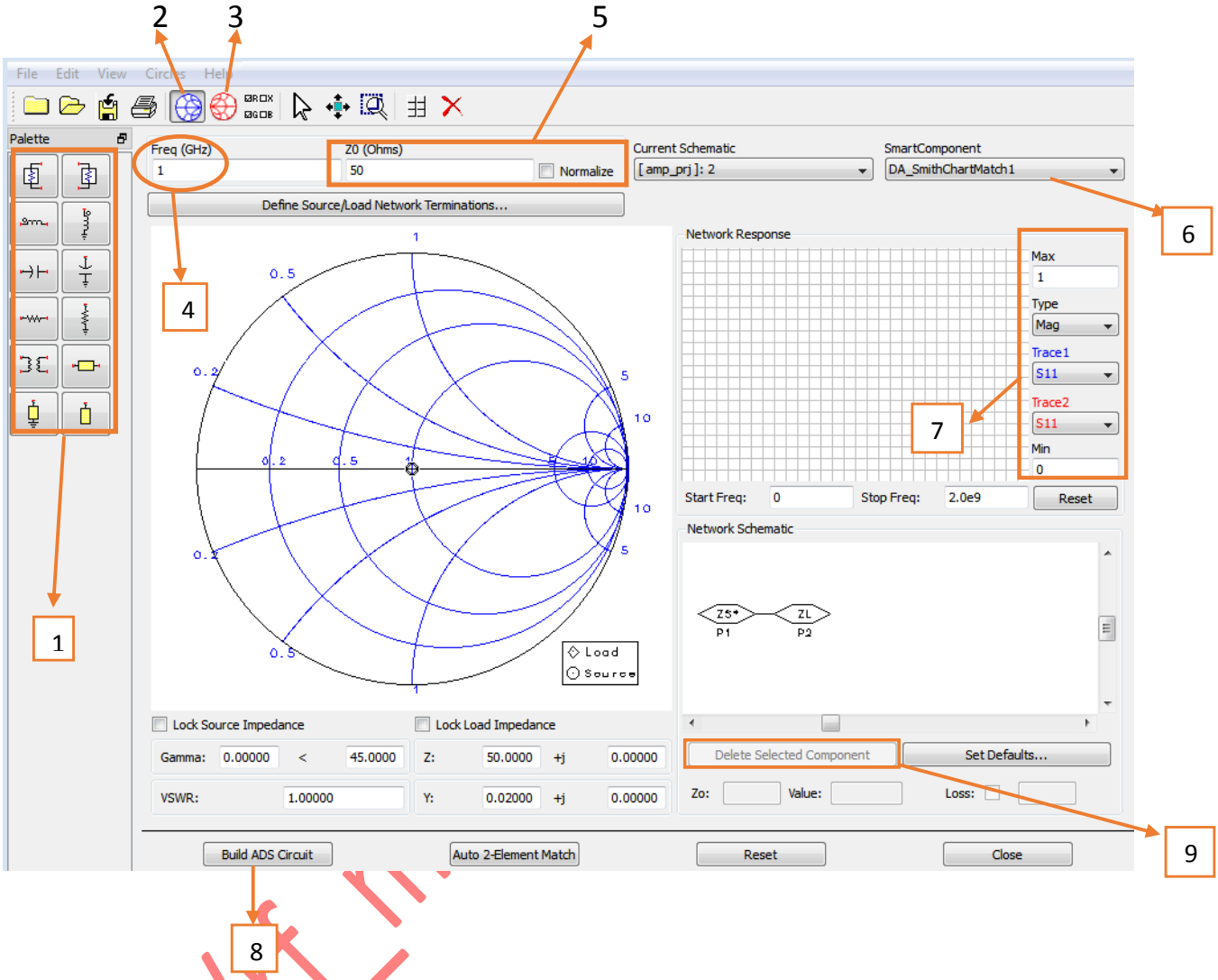
برای شروع طراحی مدار تطبیق، ابتدا در صفحه شماتیک ، smith chart موجود در بخش palette را در ورودی و خروجی ترانزیستور قرار می دهیم.




سپس گزینه Tools موجود در toolbar فضای شماتیک را انتخاب کرده و smith chart موجود در Tools را فعال می کنیم.

t.me/ve-antenna

اسمیت چارت موجود در ADS به صورت زیر می باشد:




t.me/rf_

1- خطوط انتقال ایده آل و عناصر فشرده جهت طراحی مدار تطبیق

2- چارت امپدانسی( دوایر آبی رنگ موجود در اسمیت چارت، دوایر امپدانسی هستند.)

3- چارت ادمیتانسی

4- در این قسمت، فرکانس طراحی مدار توسط طراح تعیین می شود.

5- در بخش 5، امپدانس مشخصه و مرجع $Z_0$ تعیین می شود و با انتخاب normalize امپدانس های خطوط مدارات تطبیق به $Z_0$ نرمالیزه می شوند.

6- در بخش smart component، با توجه به اینکه میخواهیم کدام شبکه تطبیق را طراحی کنیم، DA_SmithChartMatch مورد نظر تعیین می شود.

7- در بخش 7، میتوان پارامترهای پراکندگی را انتخاب کرد. درقسمت type موجود در این بخش نیز میتوان هر یک از پارامترهای پراکندگی که انتخاب شده است را به صورت Mag یا dB یا phase مشاهده کرد.

8- با تکمیل طراحی مدار تطبیق، با تائید Build ADS Circuit مدار طراحی شده در DA_SmithChartMatch مورد نظر ذخیره می شود.

9- با استفاده از این بخش، میتوان با کلیک بر روی المان موجود در صفحه مداری اسمیت چارت و سپس با انتخاب Delete selected component، المان موجود در شبکه تطبیق را حذف کرد.

در صفحه اسمیت چارت ADS، فرکانس را برابر 1 GHz و $Z_0 = 50$ قرار می دهیم و گزینه normalize را غیرفعال می کنیم. همچنین type موجود در بخش 7 را در dB تنظیم می کنیم.

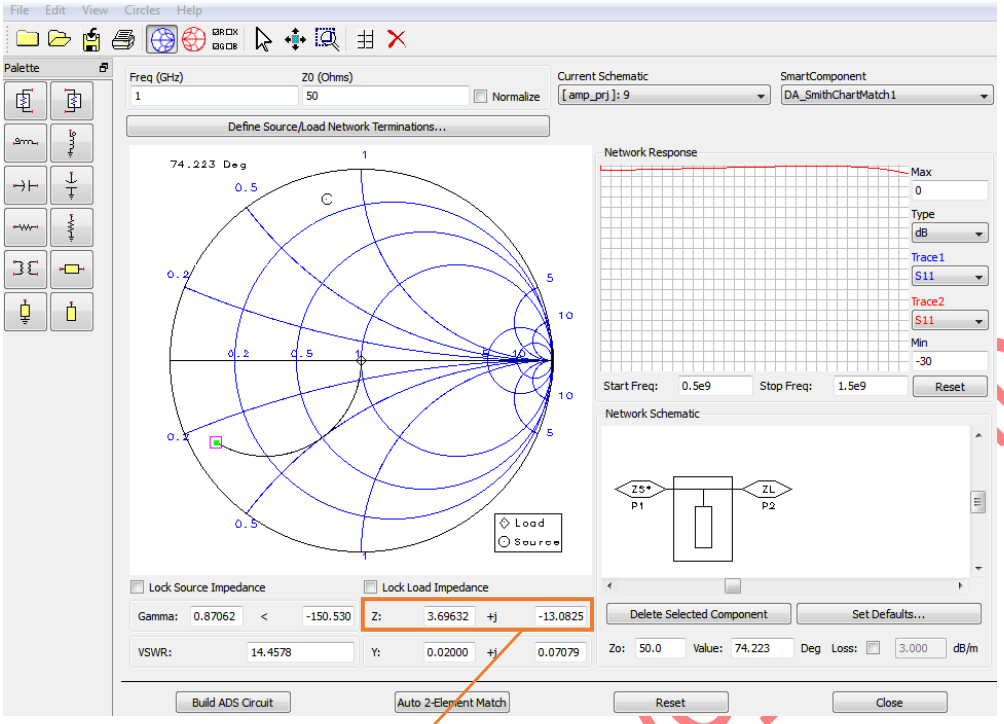
برای شروع طراحی مدار تطبیق ورودی، $Z_L$ را برابر 50 و $Z_S^*$ را برابر 5.952+j39.963 قرار می دهیم. در smart component، مطابق شماتیک DA_SmithChartMatch1 را که بیانگر دایره اسمیت در ورودی ترانزیستور است، را انتخاب می کنیم.

نکته ششم : همیشه برای طراحی مدارات تطبیق ورودی و خروجی، $Z_L$ را برابر 50 اهم و $Z_S^*$ را متناسب با نوع شبکه تطبیق برابر $Z_L$ یا $Z_s$ در خروجی یا ورودی ترانزیستور قرار دهید.

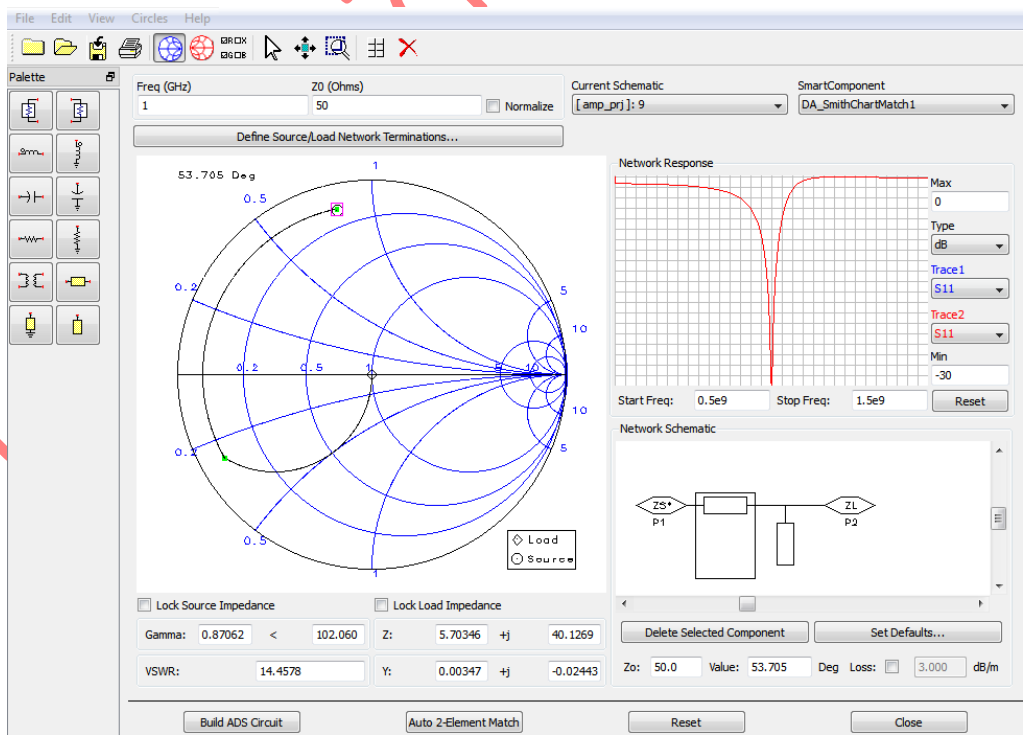
برای تطبیق $Z_0$ به $Z_S^*$، معمولا اولین استابی که استفاده می شود، خط انتقال موازی مدار باز است:

نکته هفتم : در طراحی شبکه های تطبیق، تا حدامکان از استاب های موازی اتصال کوتاه استفاده نشود، زیرا در عمل، خط انتقال اتصال کوتاه، باید توسط یک via به PCB متصل شود که این فاصله ایجاد شده بین خط و PCB باعث ایجاد سلف پارازیتیک شده و درنتیجه مدار عملکرد مطلوب خود را نخواهد داشت.

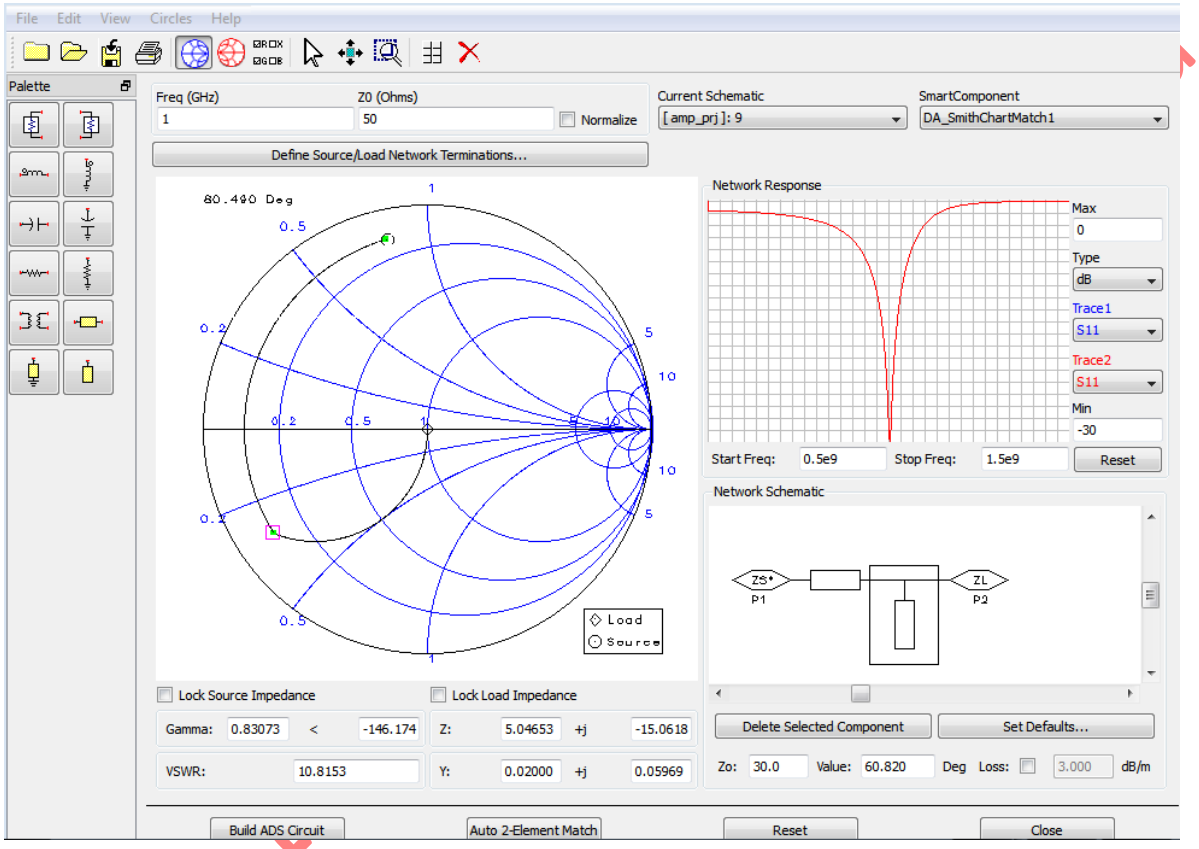
t.me/rf_microwave_antenna




با استفاده از این استاب موازی، امپدانس منبع به امپدانس 3.7-j13.1 تبدیل می شود. در نهایت باید با استفاده از یک استاب سری، این امپدانس را به امپدانس $Z_s$ تطبیق میدهیم:



**نکته هشتم :** تمامی خطوطی که در مدار تطبیق فوق قرار گرفته اند دارای امپدانس مشخصه 50 اهم هستند. در حالت کلی بهتر است که استاب های موازی دارای امپدانس کم و استاب های سری دارای امپدانس های بالا باشند. با درنظر گرفتن امپدانس 30 اهم برای خط موازی و امپدانس 100 اهم برای خط سری، مدار تطبیق به صورت زیر تبدیل خواهد شد:




t.me/rf_

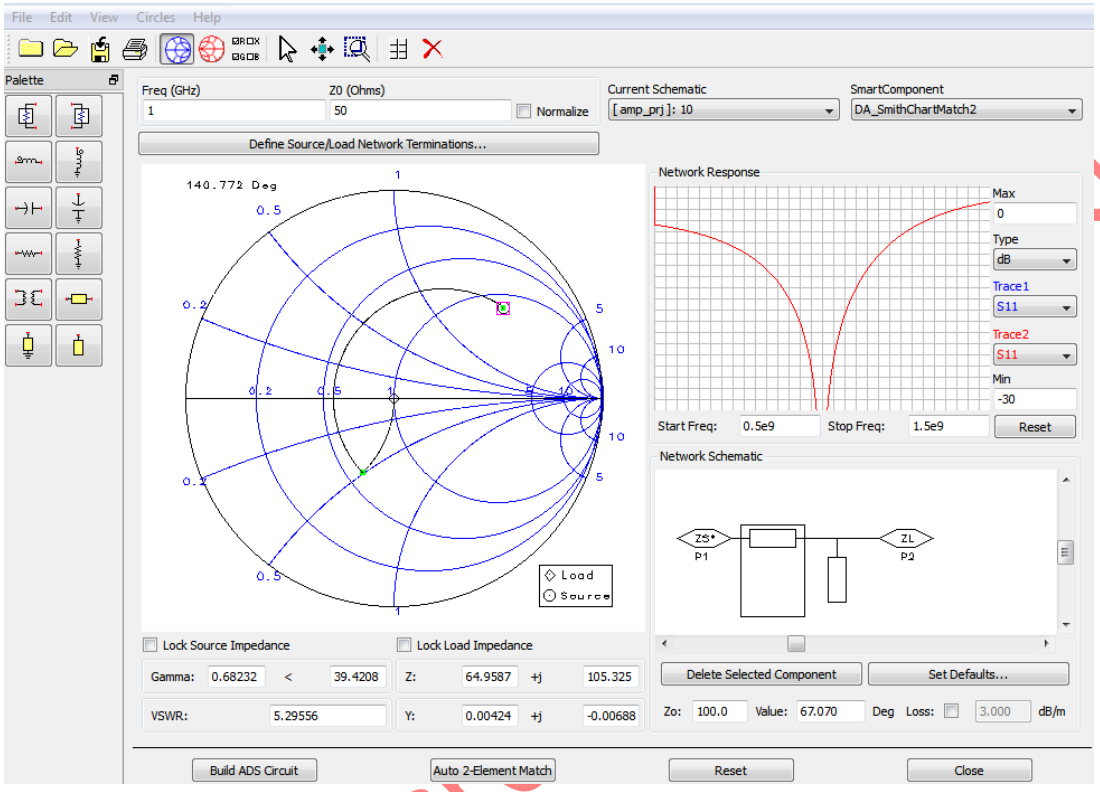
مشاهده می شود که طول الکتریکی استاب موازی از 74.223 درجه به 60.82 درجه کاهش یافته است که بیانگر کاهش طول می باشد.

- ✓ مقدار امپدانس خطوط باید به نحوی انتخاب شود که حداقل عرض خط برابر 0.2 mm و حداکثر عرض خط 4mm باشد.

در نهایت با تائید Build ADS Circuit مدار در اسمیت چارت ورودی که در فضای شماتیک قرار داده اید، ذخیره می شود.

همین روند برای طراحی مدار تطبیق خروجی نیز انجام می شود:

$Z_L = 50$ $\qquad\qquad$ $Z_s^* = 65.014 + j104.787$




در این حالت نیز با تائید Build ADS Circuit مدار در اسمیت چارتی که در خروجی ترانزیستور قرار داده اید، ذخیره می شود.

تا این قسمت مدارات تطبیقی که طراحی شده است در اسمیت چارت های موجود در صفحه شماتیک ذخیره شده اند. خطوطی که در شبکه تطبیق به کار گرفته شده است، خطوط انتقال ایده آل هستند. برای طراحی های عملی باید خطوط واقعی استفاده شوند که از شبیه سازی پاسخ صحیحی دریافت شود.

بنابراین در این مرحله باید نحوه تبدیل خطوط انتقال ایده آل به خطوط انتقال واقعی آموزش داده شود:

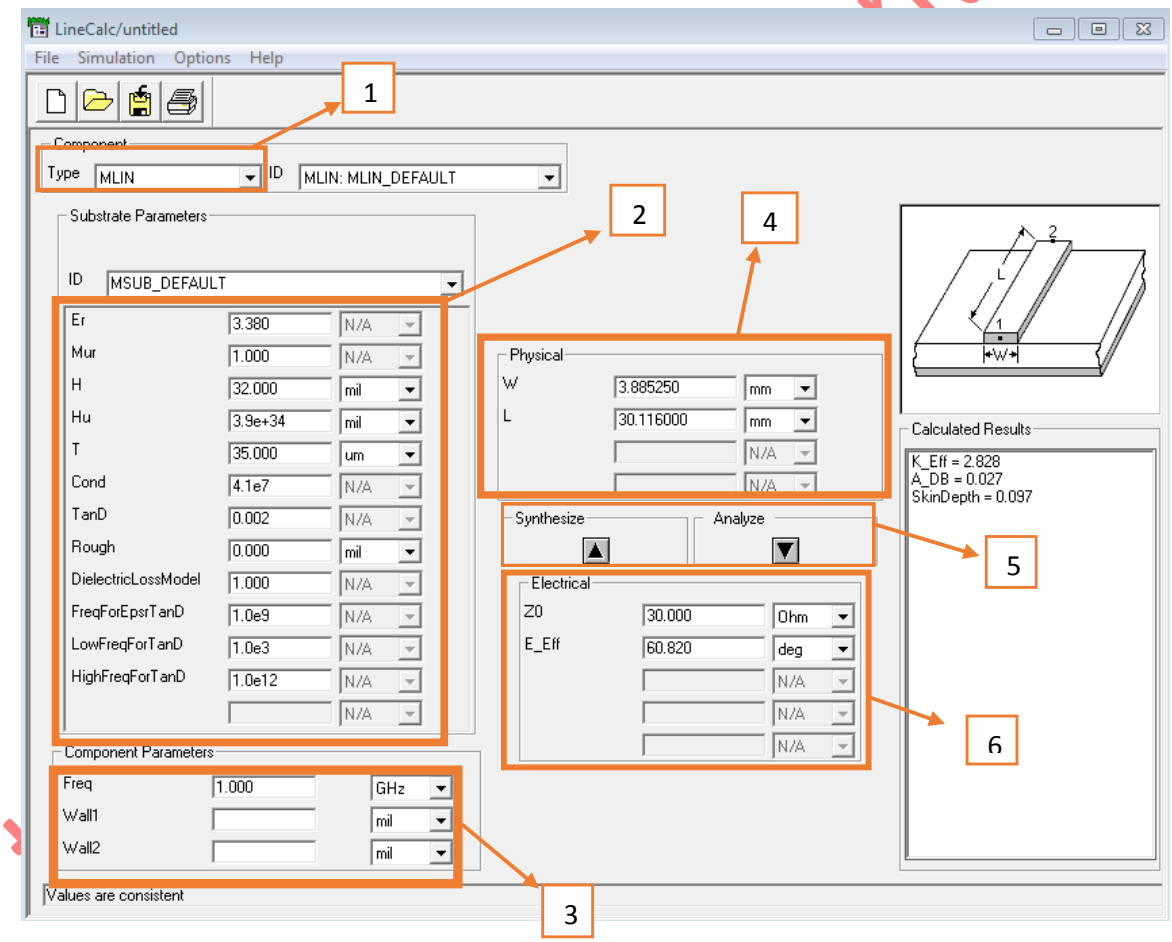
t.me/rf_micro

## تبدیل خطوط انتقال ایده آل به خطوط انتقال واقعی

**برای تبدیل خطوط انتقال ایده آل به خطوط انتقال واقعی، از Line Calc موجود در ADS استفاده می کنیم.**

**به این منظور به بخش tools موجود در toolbar رفته و با تائید line calc و سپس start line calc ، صفحه زیر فعال می شود:**

**نکته نهم : زیرلایه ای که برای این طراحی استفاده می شود، زیرلایه RO4003 از شرکت Rogers می باشد. در صفحه زیر مشخصات این زیرلایه اعمال می شود.**




1- **در این قسمت نوع خط انتقال تعیین می شود. MLIN معرف خط انتقال مایکرواستریپ است.**

2- این بخش مربوط به تنظیمات زیرلایه می باشد. برای زیرلایه RO4003 تغییرات به صورت زیر اعمال می شود:

ثابت دی الکتریک زیرلایه : $E_r = 3.38$

ارتفاع زیرلایه : $H = 32$ mil

ضخامت فلز : $T = 35$ um

تلفات زیرلایه : $TanD = 0.0027$

بقیه پارامترها به صورت پیشفرض باقی می مانند.

3- در این قسمت، فرکانس طراحی مدار اعمال می شود. $F_{req} = 1$ GHz

4- در بخش 4، مشخصات فیزیکی زیرلایه مشخص می شود ( Width و length )

5-

Synthesize : تبدیل مشخصات الکتریکی به فیزیکی

Analyze : تبدیل مشخصات الکتریکی به فیزیکی

6- در این بخش مشخصات الکتریکی خط انتقال اعمال می شود.

طول الکتریکی خط = E-Eff = $\beta L$

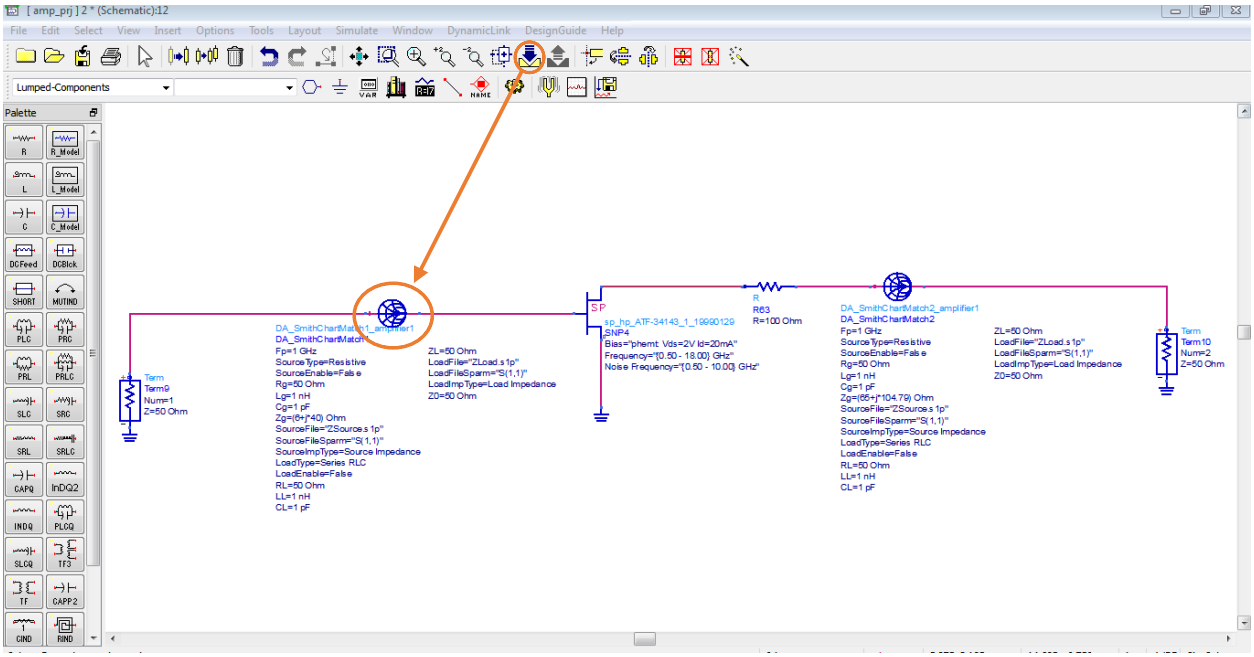
بنابراین مشخصات الکتریکی خطوط انتقال ایده آل را در بخش 6 وارد می کنیم و با استفاده از Synthesize مشخصات فیزیکی را محاسبه می کنیم.

## ادامه روند طراحی:

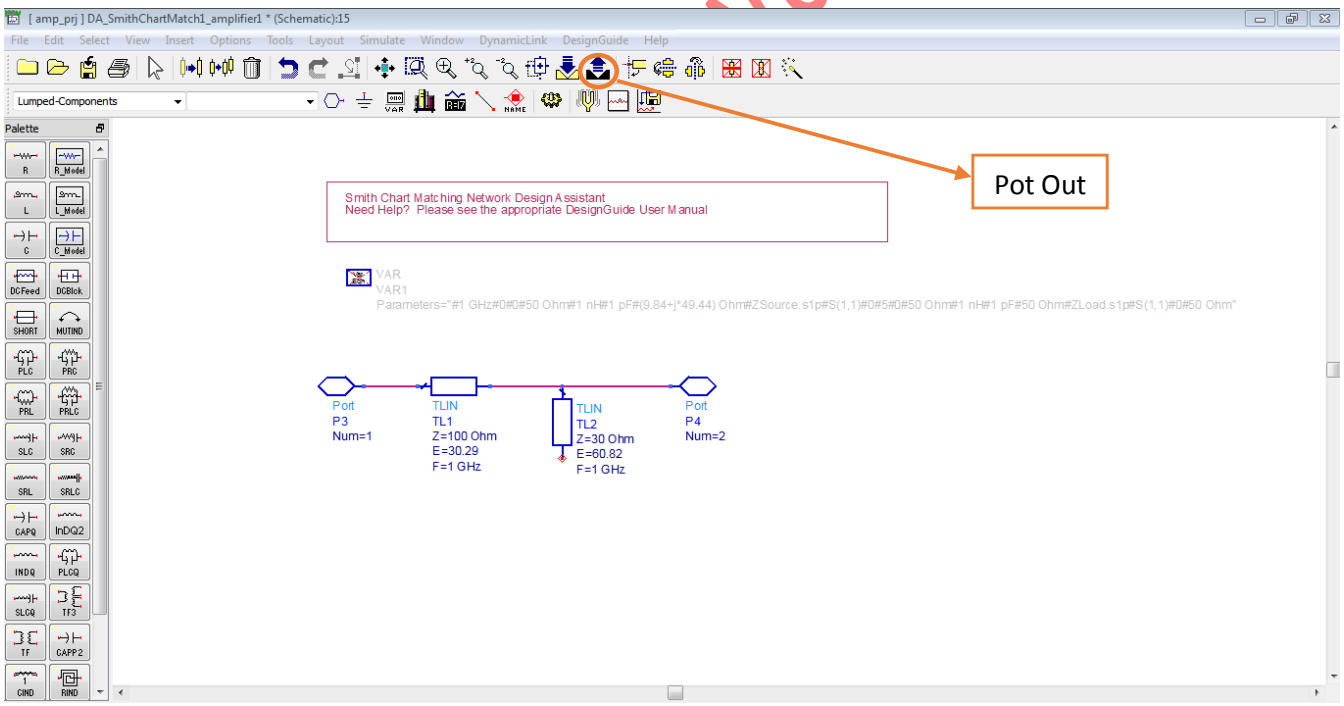
برای دیدن هر کدام از مدارات تطبیق، Push Into Hierarchy را انتخاب کرده و با کلیک بر روی هر کدام از اسمیت چارت های موجود در صفحه شماتیک، به صفحه مداری متناظر ارجاع می شوید.

به طور مثال برای انتقال به شبکه تطبیق ورودی به صورت زیر عمل می کنیم:

t.me/rf_microwave_antenna



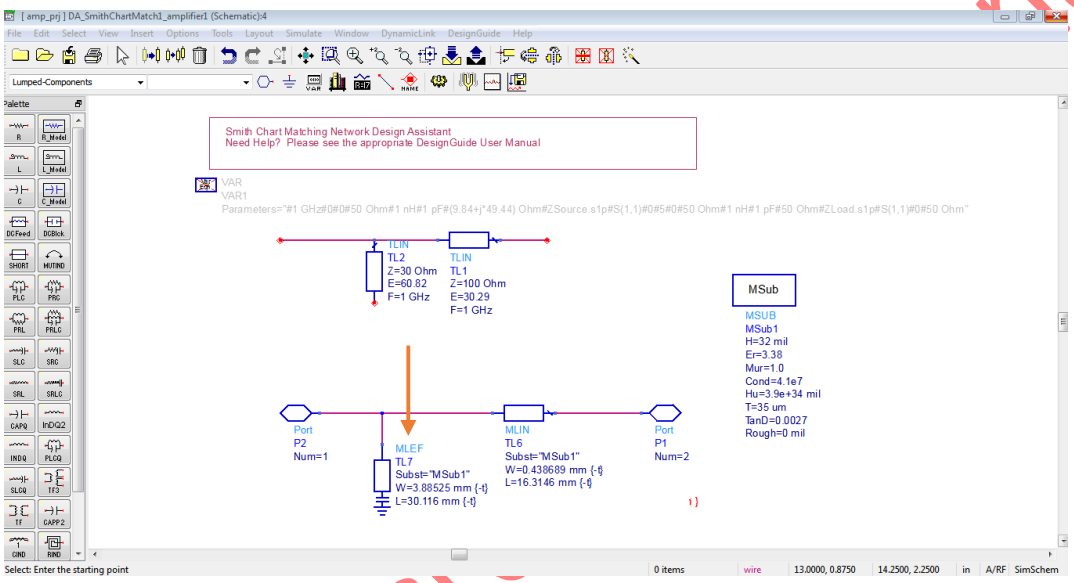

در مر حله بعد به صفحه شماتیک مدار تطبیق هدایت می شوید. برای بازگشت به صفحه شماتیک تقویت کننده، از Pot out استفاده کنید:



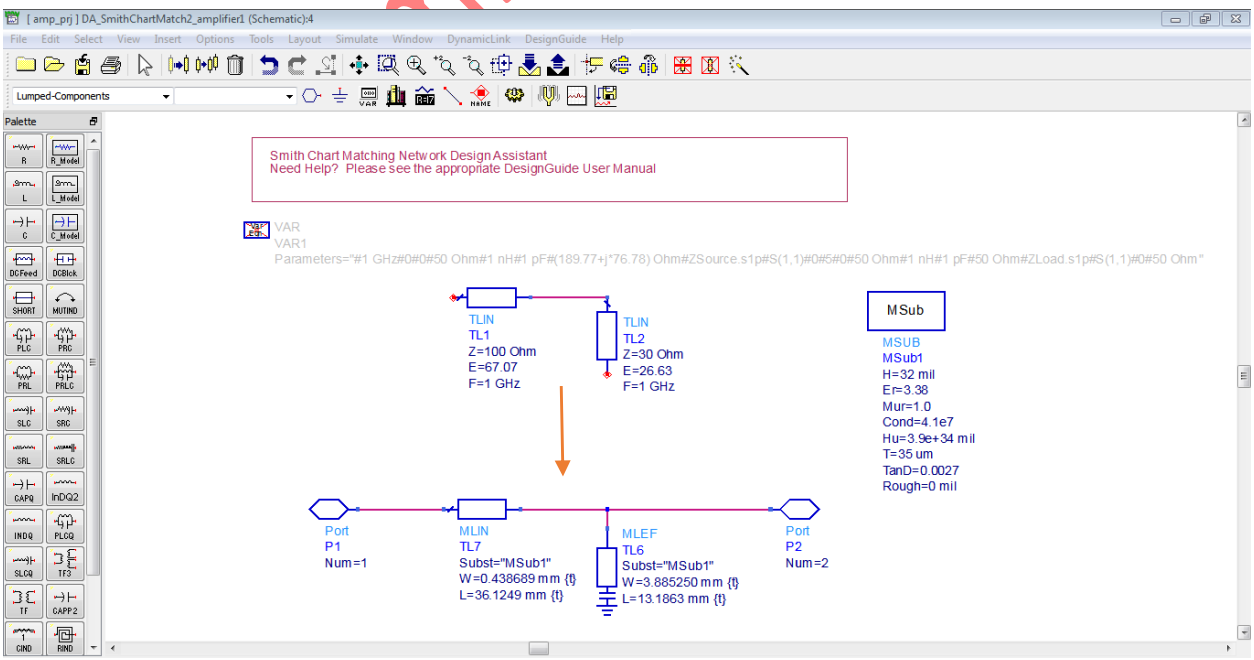

همانطور که قبلا گفته شد، شبکه های تطبیق براساس خطوط ایده آل طراحی شده اند، بنابراین در این مرحله باید با استفاده از line calc خطوط را به حالت واقعی تبدیل کنیم.

**نکته دهم :** برای ذخیره شبکه های تطبیق با استفاده از اسمیت چارت در صفحه شماتیک، همیشه به طور پیشفرض $Z_L$ به عنوان port 2 و $Z_s^*$ به عنوان port 1 انتخاب می شود.پیشفرض برای تطبیق خروجی برقرار است ولی برای مدار تطبیق ورودی باید $Z_L=50$ ، پورت اول باشد.

بنابراین مدار فوق با اعمال تغییرات: 1- تغییر شماره پورت و 2- تبدیل خطوط ایده آل به واقعی، به صورت زیر تبدیل می شود:




مدار تطبیق خروجی نیز به صورت زیر می باشد:

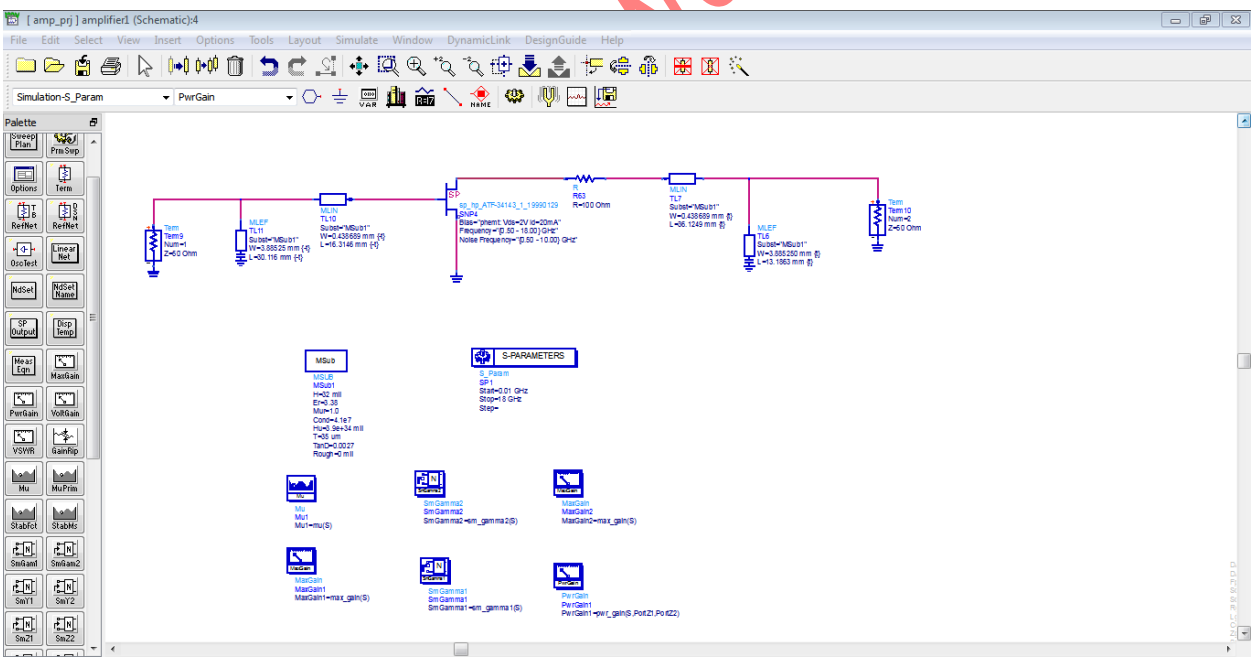


**نکته یازدهم : برای مدل کردن خط موازی مدارباز، از مدل های زیر استفاده می شود:**

**در خط MLEF اثر میدان های fringing لحاظ شده است و بنابراین پدیده end effect را شامل می شود.**

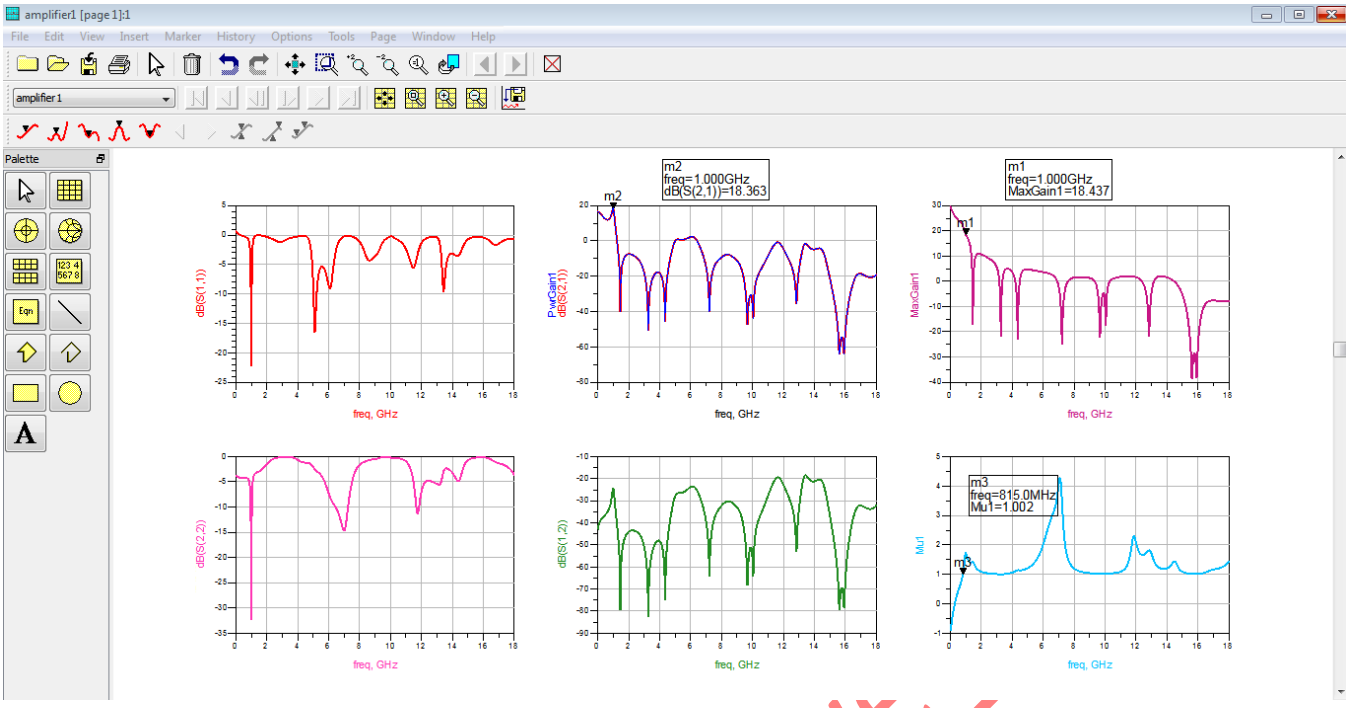
**در عمل برای مدل کردن خطوط مدار باز، از خط MLEF استفاده می شود.**

**میتوان همه مدارات تطبیق را به صفحه اصلی تقویت کننده انتقال داد.در نهایت مدار تقویت کننده تا این مرحله از طراحی به صورت زیر می باشد:**




**با انجام شبیه سازی مدار فوق، نتایج زیر حاصل می شود:**

wave-antenna




1- از نتایج فوق مشاهده می شود که نمودار power gain و $S_{2,1}$ کاملا بر هم منطبق هستند.

2- نمودار MaxGain، حداکثر بهره تقویت کننده را در حالت پایدار، برای فرکانس های مختلف نشان میدهد. در عمل بهره توانی که از تقویت کننده دریافت می شود برابر powe gain است. هرچه power gain به maxgain نزدیکتر باشد، تلفات تقویت کننده کمتر بوده و طراحی مطلوب تر است.

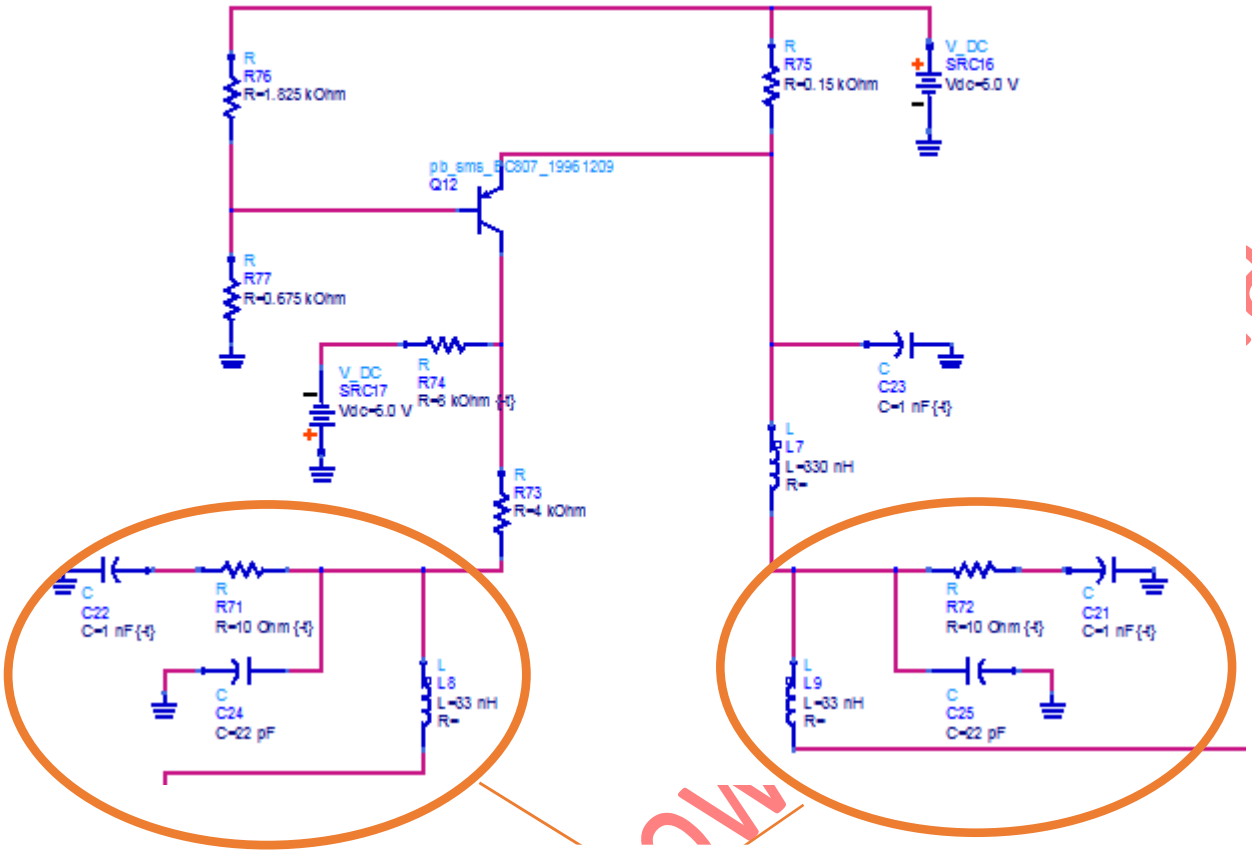
در این طراحی، maxgain برابر 18.437 dB و powergain برابر 18.363 dB می باشد.

3- همچنین از نمودار پایداری نیز مشاهده می شود که تقویت کننده به ازای فرکانس های کمتر از 815 MHz ناپایدار بوده و هم چنین منحنی بهره توان تقویت کننده نیز flat نمی باشد.

در این مرحله از طراحی، به معرفی مداراتی جهت پایدارسازی کامل و flat شدن بهره می پردازیم.

❖ یکی از مداراتی که برای پایدارسازی در فرکانس های dc استفاده می شود، در حالت پایه ای، مدار زیر می باشد:

t.me/rf_microwave



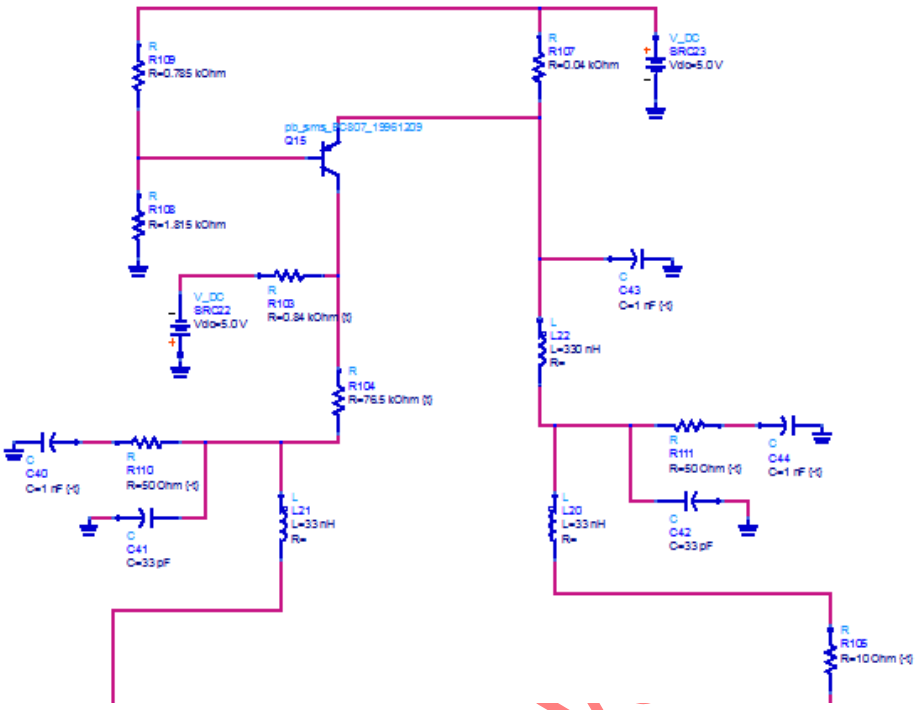

مدارات پایدار ساز

نحوه ی عملکرد این مدارات پایدارساز در جلسات گذشته، بیان شده است. این مدارات پایدارساز باید در فرکانس کار دارای امپدانس زیادی باشند که تاثیری بر تقویت کننده نداشته باشند.

در این مدار، بایاس dc و مدارات پایدارساز به یکدیگر متصل هستند. این مدار پس طراحی کامل تقویت کننده، به ورودی و خروجی تقویت کننده متصل می شود. دراین طراحی، به جهت پایدارسازی بهتر تقویت کننده در فرکانس های پائین، سلف درخروجی این مدار با یک مقاومت سری شده است.

در این حالت، مقاومت سری شده با سلف در بخش خروجی مدار پایدارساز و مقاومت پایدارساز 100 اهمی، در مسیر عبور جریان بایاس قرار میگیرند و به همین دلیل باعث افت ولتاژ می شوند. بنابراین باید با درنظر گرفتن اثر این مقاومت ها، طراحی dc مجددا انجام گیرد:

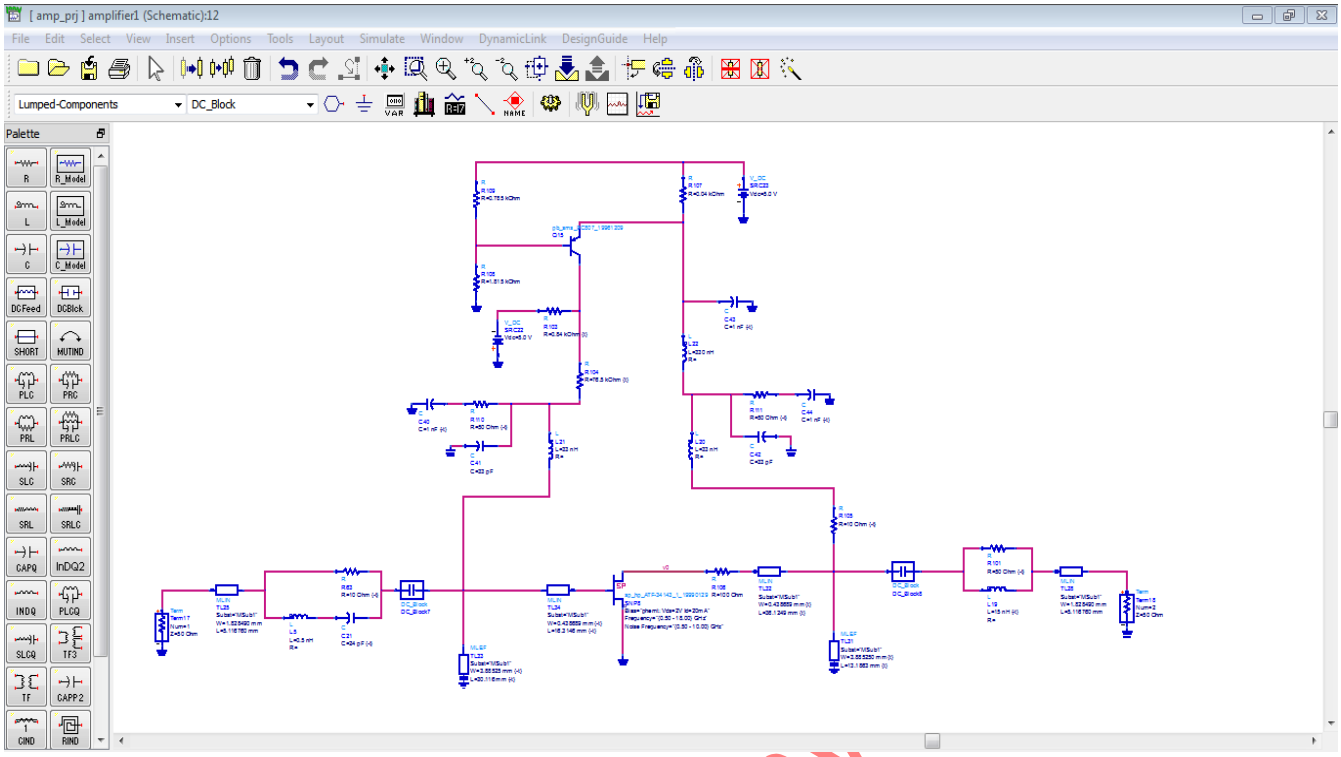
t.me/rf_microwave



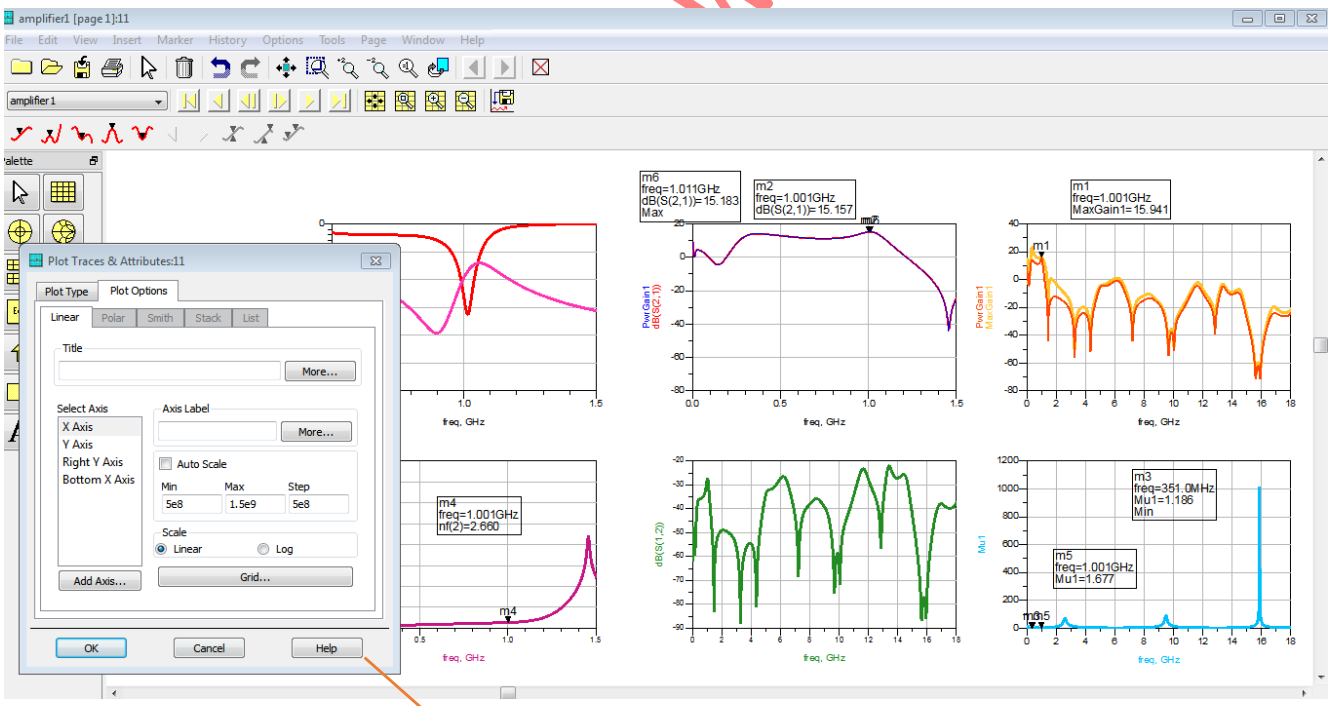

❖ مدار دیگری که برای پایدارسازی و flat شدن نمودار بهره توان استفاده می شود، مدار موازی مقاومت و سلف است. از این مدار در حالت ac استفاده می شود و نباید تاثیری در حالت dc مدار تقویت کننده داشته باشد، به همین دلیل این مدار پس از خازن dc-block قرار میگیرد که در حالت dc به مدار اعمال نشود.

در نهایت مدار کلی به صورت زیر خواهد بود:

t.me/rf_microwave




**نتایج مدار فوق به صورت زیر می باشد:**

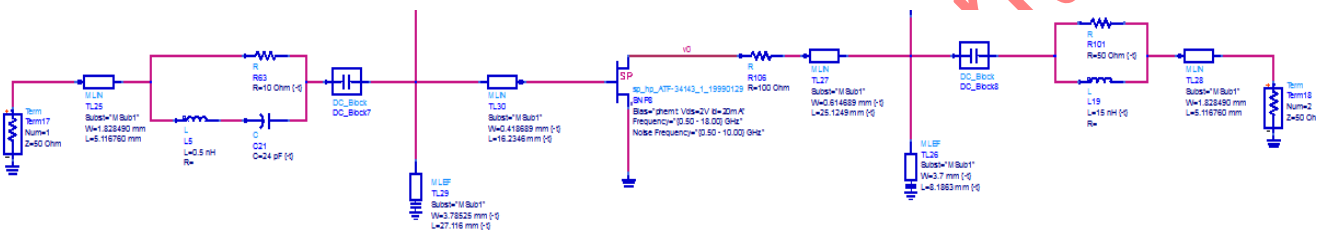



با دو بار کلیک کردن بر روی هر نمودار، این صفحه باز می شود و در این بخش میتوان برای محور x و y نمودار، بازه دلخواه را تعریف کرد.

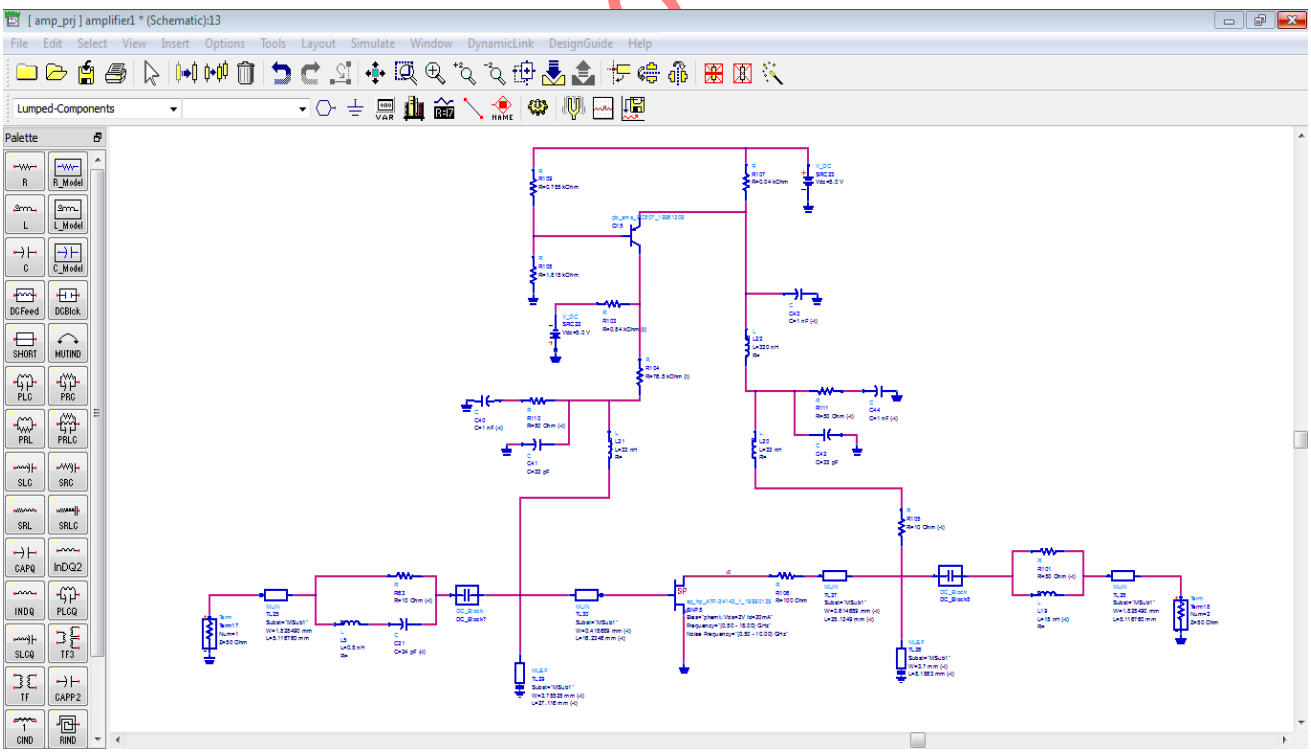
1- در فرکانس مرکزی 1 GHz، Maxgain تقویت کننده برابر 15.941 dB و powergain نیز برابر 15.157dB می باشد.

2- کم ترین میزان پایداری در فرکانس 351 MHz با مقدار Mu1 = 1.186 می باشد و در فرکانس مرکزی، میزان پایداری برابر 1.677 است.

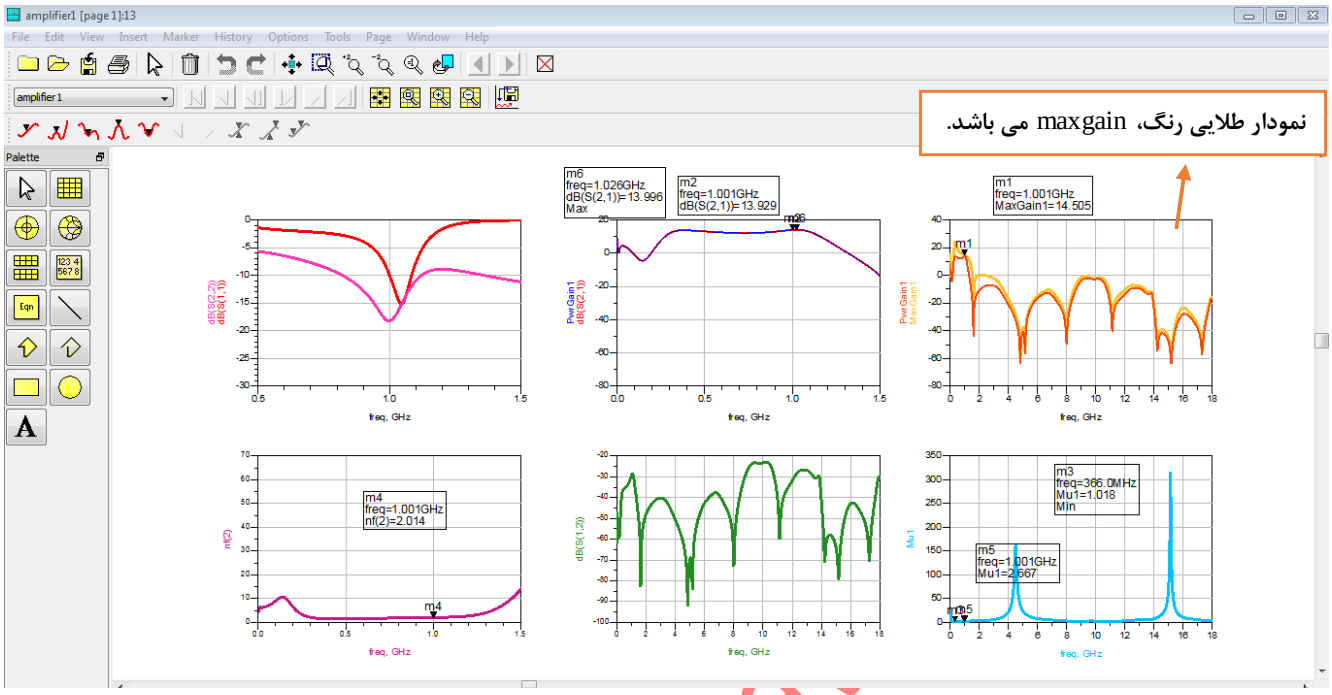
از نمودار اول مشاهده می شود که عدم تطبیقی برای پورت دوم ( $S_{2,2}$ ) ایجاد شده است و دلیل این امر نیز وجود ساختار موازی سلف و مقاومت است. به همین دلیل برای رفع این مشکل، شبکه های تطبیق به صورت زیر تغییر می کنند:



در نهایت ساختار مدار به صورت زیر است:



خروجی مدار فوق نیز به صورت زیر می باشد:




1- عدد نویز کل تقویت کننده به ازای فرکانس مرکزی برابر 2.014dB می باشد.

2- حداقل مقدار پایداری در فرکانس 366 MHz است و میزان پایداری در فرکانس مرکزی برابر 2.667 است.

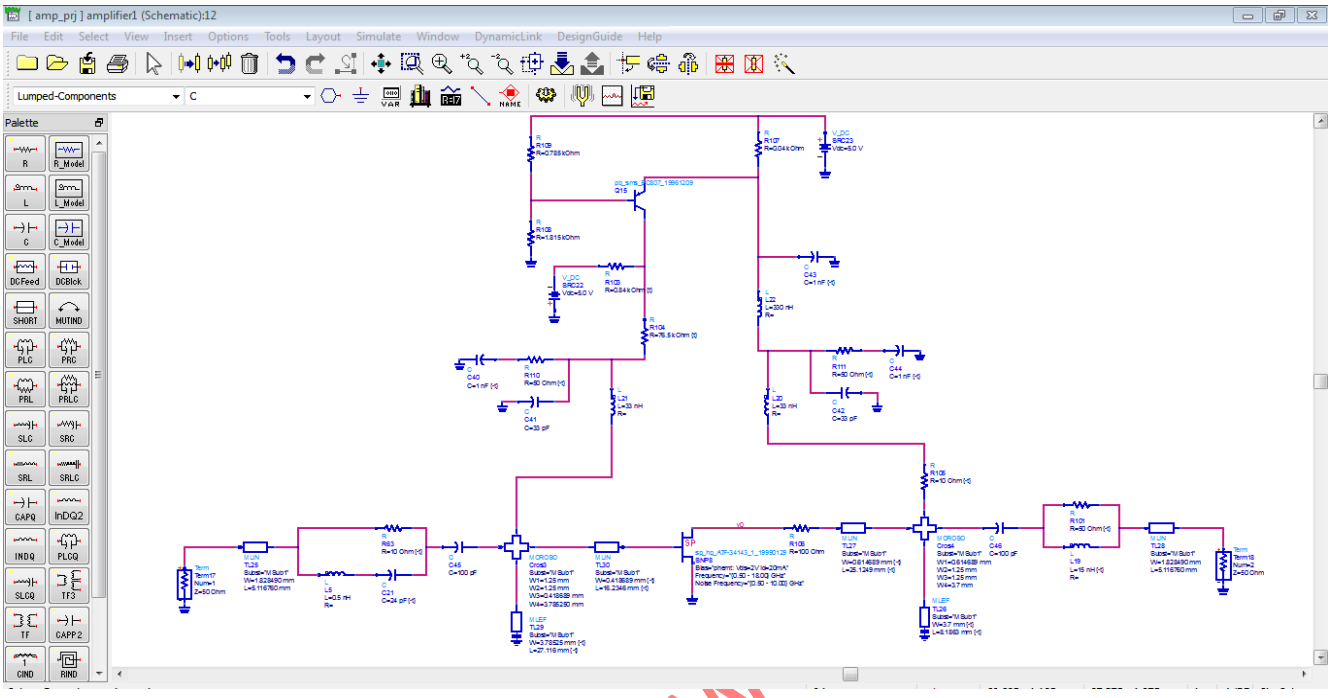
3- از نمودار powergain مشاهده می شود که میزان بهره توان در فرکانس طراحی برابر 13.929 dB می باشد و همچنین maxgain نیز دارای مقدار 14.505 dB است.

4- بهره توان تقویت کننده به ازای فرکانس های بالاتر، کم تر از 0 dB است.

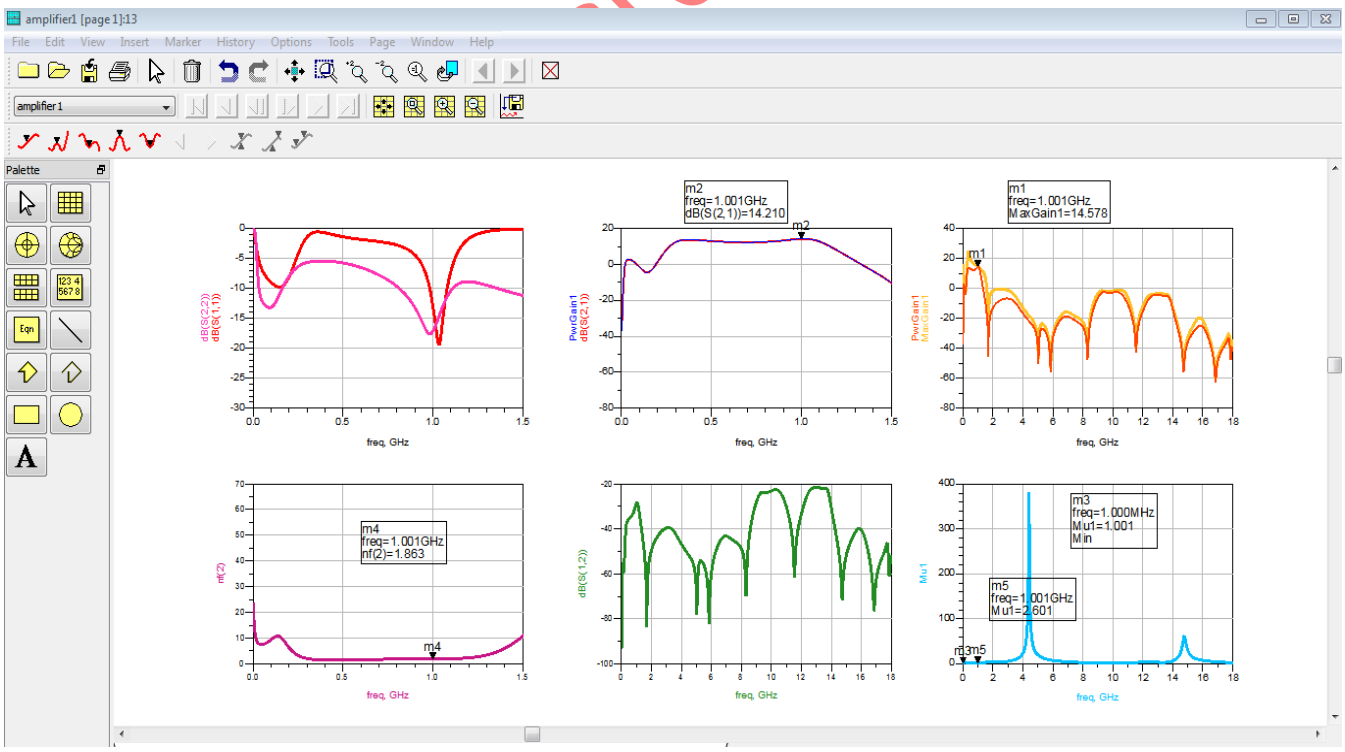
**نکته دوازدهم** : در روند طراحی تقویت کننده توان سیگنال کوچک، باید تلاش شود که powergain فقط در فرکانس و بازه فرکانسی خواسته شده بیشترین مقدار را داشته باشد و در بقیه فرکانس ها، powergain به حداقل مقدار ممکن برسد.

t.me/rf_microwave

در مرحله بعد یک مقدار خازنی به جای DCblock قرار میدهیم و هم چنین موقعیت قرارگیری خطوط مایکرواستریپ نسبت به یکدیگر را تعیین کنیم:



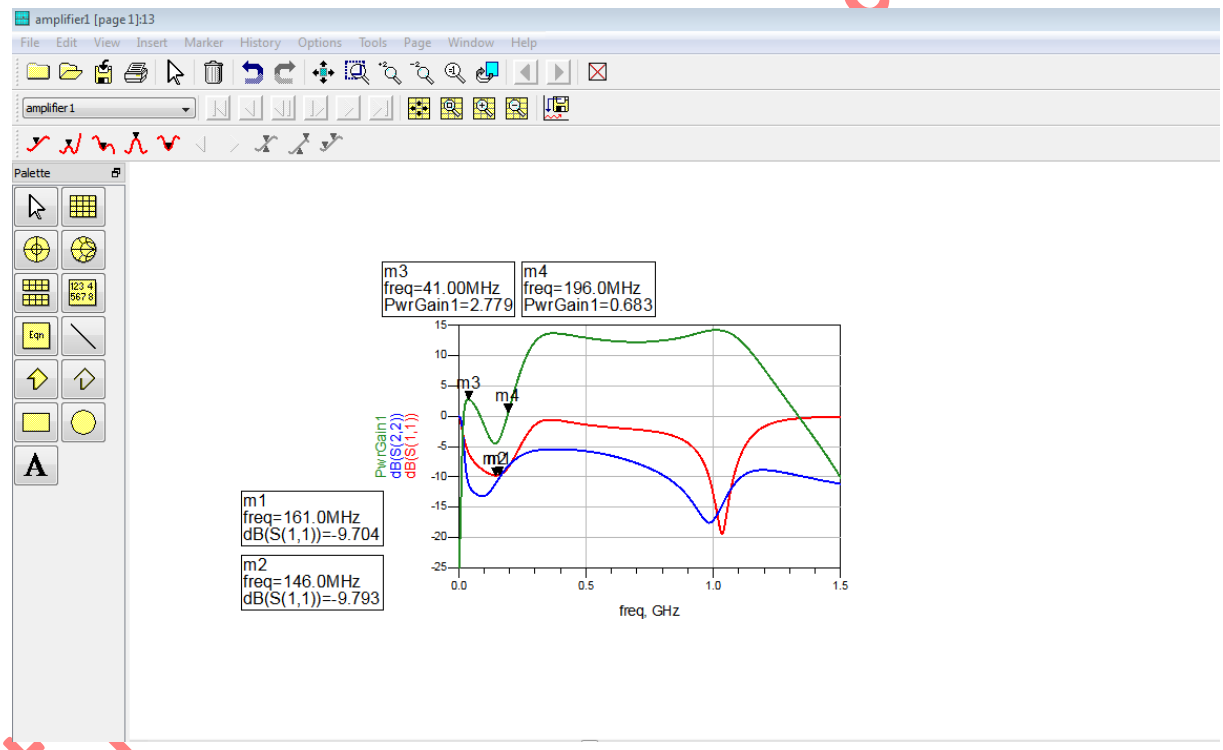

پس از انجام شبیه سازی به نتایج زیر دست می یابیم:



در این مدار نیز:

1- عدد نویز کل تقویت کننده به ازای فرکانس مرکزی برابر 1.863 dB می باشد.
2- حداقل مقدار پایداری در فرکانس 1 MHz است و میزان پایداری در فرکانس مرکزی برابر 2.601 است.
3- از نمودار maxgain مشاهده می شود که میزان بهره توان در فرکانس طراحی برابر 14.578 dB می باشد و همچنین powergain نیز دارای مقدار 14.210 dB است.
4- بهره توان تقویت کننده به ازای فرکانس های بالاتر، کم تر از 0 dB می باشد.

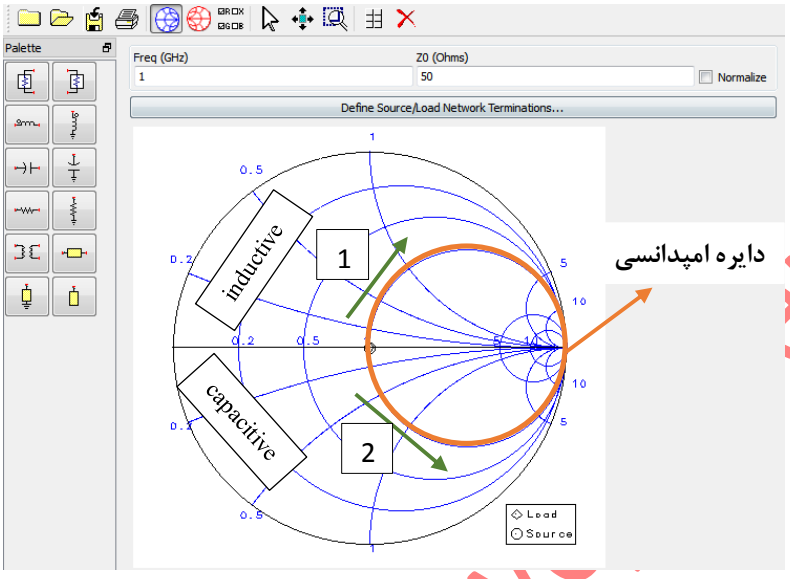
## نکته سیزدهم :




همانطور که در شکل فوق مشخص است، شبکه های تطبیق ورودی و خروجی در فرکانس کمتر از فرکانس مرکزی نیز تطبیق دارند و دلیل آن نیز وجود مقاومت هایی است که در ساختار وجود دارند و باعث تضعیف در مدار می شوند، وهمچنین به همین دلیل powergain به ازای فرکانس های کمتر از 196 MHz مقدار کمی دارد و حتی در فرکانسی که $S_{1,1}$ و $S_{2,2}$ دارای حداقل مقدار هستند، بهره منفی است.

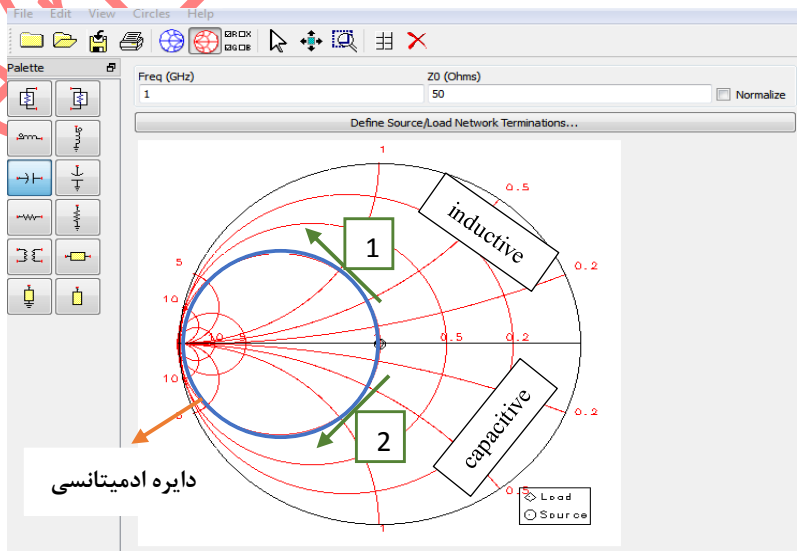
t.me/antenna

**نکته چهاردهم :** پیاده سازی مدارات تطبیق در فرکانس های پائین معمولا با عناصر فشرده، سلف و خازن، انجام می گیرد:




همانطور که می دانید، دوایر رسم شده در دایره اسمیت چارت، دوایر امپدانسی هستند و حرکت به موازات دوایر امپدانسی به منزله سلف یا خازن سری می باشد. اگر حرکت در راستای مسیر 1 دایره امپدانسی باشد، المانی که در شبکه تطبیق استفاده می شود، سلف سری است واگر با حرکت در راستای مسیر 2 دایره امپدانسی، طراحی شبکه تطبیق راحت تر می شود، المان، معادل خازن سری است.

در شکل زیر نیز، دوایر ادمیتانسی رسم شده است:




t.me/rf_microwave_enna

در این حالت نیز، حرکت به موازات دوایر ادمیتانسی به منزله سلف یا خازن موازی است. اگر حرکت در راستای مسیر 1 دایره ادمیتانسی باشد، المانی که در شبکه تطبیق استفاده می شود، سلف موازی است واگر با حرکت در راستای مسیر 2 دایره ادمیتانسی، طراحی شبکه تطبیق انجام گیرد، المان، معادل خازن موازی است.

---

- همانطور که قبلا گفته شد، روند طراحی شبکه های تطبیق به صورت تکفرکانس و براساس تطبیق مزدوج صورت گرفته است. شبکه های تطبیق بر مبنای $Z_s$ و $Z_L$ که به ترتیب مزدوج امپدانسهای ورودی و خروجی ترانزیستور هستند، طراحی شد و در ادامه نشان داده شد که این شبکه ها به ترانزیستور تطبیق هستند و بنابراین قضیه تطبیق مزدوج برقرار شده است.

در حالت کلی روند طراحی تقویت کننده را به صورت زیر خلاصه می کنیم:

1- استخراج پارامترهای پراکندگی، پایداری و ماکزیمم بهره ترانزیستور
2- اگر ترانزیستور در بازه فرکانسی خواسته شده پایدار باشد، ضرائب انعکاس و امپدانس های مزدوج را برای طراحی شبکه های تطبیق محاسبه می کنیم.
3- اگر ترانزیستوردر بازه فرکانسی خواسته شده ناپایدار باشد، با اعمال تغییراتی به ترانزیستور، مدار را پایدار کرده و سپس به طراحی شبکه های تطبیق می پردازیم.
4- در نهایت با درنظر گرفتن المان هایی که باعث پایداری ساختار شده و اعمال اثر آن ها در تنظیم نقطه کار dc، به طراحی شبکه بایاس dc پرداخته و به همراه مدار پایدارساز dc، به ابتدا و انتهای تقویت کننده متصل می کنیم. درنهایت پس از تنظیم نهایی تقویت کننده، پایداری کلی و بهره توان را بررسی میکنیم.

t.me/rf_microwave_antenna

پایان