فصل چهارم : تقویت‌کننده‌های سیگنال کوچک فرکانس بالا

٤-١- مقدمه

یک فرستنده رادیویی معمولی به چندین طبقه تقویت‌کننده که بوسیله مدارهای تبدیل فرکانسی (مانند مخلوط کننده‌ها, مبدل ها و آشکارسازها) از یکدیگر جدا می‌گردند, نیاز دارد تا بتواند اطلاعات انتقال یافته بوسیله سیگنال ضعیفی که در پایانه انتن ظاهر می‌گردد را استخراج نماید. در این فصل قصد داریم تا در مورد این تقویت‌کننده ها, مشخصات آنها و روشهای طراحی آنها با هدف حصول گین بالا بدون نوسانهای ناخواسته, صحبت کنیم. تمام معادلات مطرح شده در این بخش قابل تعمیم به تمام تقویت‌کننده های سیگنال کوچک است.

با توجه به در دسترس بودن پارامترهای ادمیتانسی سیگنال کوچک و تخمین زدن آنها از روی برگه اطلاعاتی کارخانه سازنده ترانزیستور, اساس مباحث طراحی در این فصل بر پایه استفاده از پارامترهای ادمیتانس سیگنال کوچک المانهای فعال است.

٤-٢- تعریف تقویت کننده‌های سیگنال کوچک

در این بخش اصطلاح تقویت‌کننده سیگنال کوچک مبین دو ویژگی اساسی است. اول اینکه دامنه سیگنال بقدری کوچک است که تمام المانهای فعال را می‌توان با پارامترهای ادمیتانسی دو قطبی یا با یک مدار معادل خطی مانند مدار هیبرید پی مدل نمود و دوم اینکه ولتاژ سیگنال خروجی رابطه خطی با ولتاژ سیگنال ورودی دارد.

برای بررسی بهتر مفهوم سیگنال کوچک, مدار تقویت کننده ساده شده شکل ۴-۱ را در نظر بگیرید, با این فرضیات که:

۱- از اثر خازنهای داخلی ترانزیستور صرفنظر شده است

۲- راکتانس خازنهای C_C و C_E صفر است یا بعبارت دیگر در محدوده فرکانسی مورد نظر اتصال کوتاه می‌باشند.

۳- ولتاژ ورودی (V_i) بقدری کوچک است که ترانزیستور در ناحیه خطی عمل می‌کند و بهره ولتاژ آن برابر است با:

$$A_o = \frac{V_o}{V_i} = -g_m R_t = -\frac{R_t}{40 I_{CQ}} \qquad (۱-۴)$$

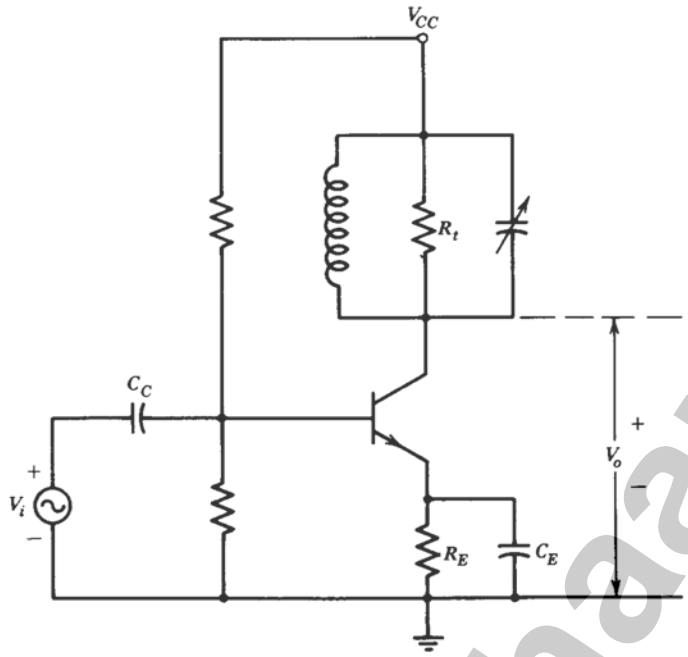
که در رابطه فوق g_m هدایت الکتریکی و R_t امپدانس تشدید شاخه کلکتور است. در صورتیکه دامنه ولتاژ ورودی از حد مشخصی تجاوز کند, ترانزیستور وارد ناحیه غیرخطی خواهد شد و این امر باعث تولید هارمونیک و شیفت مقدار متوسط جریان نقطه کار کلکتور می‌شود. وجود هارمونیکها در جریان کلکتور مشکل‌ساز نیست, چرا که با استفاده از یک مدار سر وسط با ضریب کیفیت بالا می‌توان مولفه فرکانس اصلی را براحتی جدا نمود. اما به این نکته نیز باید دقت کرد که جابجایی نقطه کار و هارمونیکها مقدار موثر g_m را تغییر خواهد داد که منجر به غیر خطی شدن رابطه ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی می‌شود.

٤-٣- مدل‌سازی المانهای فعال

در تحلیل یا طراحی تقویت‌کننده‌های سیگنال کوچک, معمولا المانهای فعال (ترانزیستورهای دو قطبی, ترانزسیتورهای اثر میدان یا مدارات مجتمع) با فرض خطی بودن شرایط, با یک مدل مناسب جایگزین می‌گردند. دو مدل معروف شبکه دو قطبی (استفاده از مدل ادمیتانسی) و مدار معادل است. پارامترهای دو قطبی برای تحلیل پایداری و گین مناسب‌اند اما عیب آنها این است که به ازای هر فرکانسی مقدار آنها بایستی اندازه‌گیری گردد. مدلهای مدار معادل بر روی بازه وسیعی از فرکانس

www.noandishaan.com

قابل استفاده می‌باشند, مقادیر پارامترهای آن ثابت و وابسته به فیزیک قطعه می‌باشد و قابلیت تطبیق پذیری بالایی با برنامه های تحلیل کامپیوتری دارد.



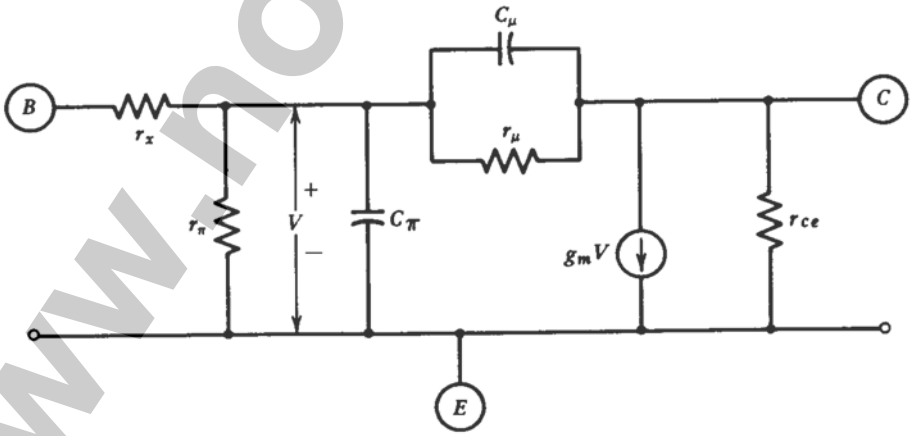
شکل ۴-۱: یک مدار تقویت کننده قابل تنظیم

٤-۳-۱- مدارهای معادل

همانطور که در شکل ۴-۲ نشان داده شده است, برای ترانزیستورهای دو قطبی مدل هیبرید نوع پی استفاده می‌شود و تا فرکانس $f_T/5$ مناسب است. f_T فرکانس انتقال (گذر) است که از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} = \frac{I_{CQ}}{2\pi V_T(C_\pi + C_\mu)} \qquad (۴-۲)$$

که در رابطه فوق C_π و C_μ خازنهای داخلی ترانزیستور هستند. بسیاری از اوقات در فرکانسهای رادیویی برای ساده‌سازی مدار و معادلات, از اثر مقاومتهای r_x, r_π و r_{ce} صرفنظر می‌گردد. شکل ۴-۳ مدار معادل سورس مشترک را نشان می‌دهد.



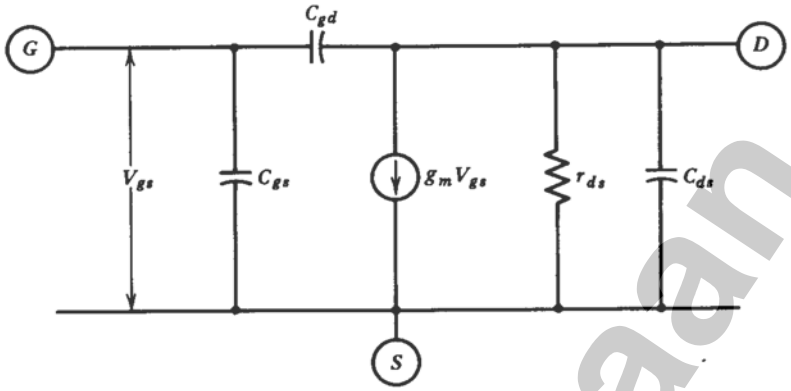
www.noandishaan.com

$$r_\pi = \beta_0 V_T / I_C = \beta_0 / g_m = \beta_0 r_e \qquad \beta_0 = h_{fe} \ at\ low\ frequency$$

$$h_{ie} = r_\pi + r_x \qquad f_T = \beta_0 f_\beta$$

$$C_\mu \approx C_{ob} \approx C_C \qquad C_\pi = \frac{g_m}{\omega_T} - C_\mu \approx \frac{g_m}{\omega_T} \approx \frac{1}{\omega_T r_e}$$

شکل ۴-۲: مدل هیبرید نوع پی ترانزیستور دو قطبی و رابطه بین پارامترهای آن



$$C_{gss} - C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} : \qquad C_{oss} = C_{gd} + C_{ds} \approx C_{gd} : \qquad C_{rss} = C_{gd}$$

شکل ۴-۳: مدل هیبرید نوع پی ترانزیستور اثر میدان

اگرچه استفاده از مدارات معادل در تحلیل کامپیوتری مطلوب است, اما با توجه به دقیق نبودن مقادیر, استفاده آنها در طراحی تقویت‌کننده‌های فرکانس رادیویی محدود است. معمولا, المانهای فرکانس بالا بوسیله منحنی‌های فرکانسی ادمیتانس مختلط دسته‌بندی می‌گردند. تکنیکی که در ادامه آورده شده است بر اساس استفاده از پارامترهای ادمیتانس است.

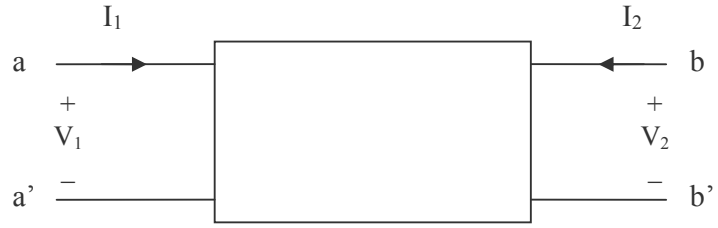
٤-۳-۲- پارامترهای ادمیتانس شبکه دو قطبی

در شکل ۴-۴ بلوک دیاگرام یک شبکه دو قطبی نشان داده شده است, سرهای (a,a') یا (b,b') را که سیگنال از طریق آن وارد یا خارج می شود را قطب (دریچه) می‌نامند. به سرهای (a,a') قطب ورودی و به سرهای (b,b') قطب خروجی گویند.

در تحلیل دوقطبی ها به روابط جریانها و ولتاژهای داخلی شبکه توجهی نکرده و با معادلات ولتاژ و جریان قطبهای شبکه سروکار داریم. در تحلیل دو قطبی ها فرض می‌کنیم شبکه از عناصر خطی تشکیل شده است و هیچگونه منبع مستقلی وجود ندارد. در اینحالت وجود منابع وابسته مانعی ندارد. درمورد دو قطبی‌ها, چهار متغیر I_1 ,V_2 ,V_1 و I_2 وجود دارد که توسط توصیف دو قطبی موردنظر دوتای آنها بر حسب دوتای دیگر نوشته می‌شود. مدلهای معروف و متداول برای نمایش دو قطبی مدل امپدانسی (ولتاژ ورودی و خروجی بر حسب جریان ورودی و خروجی), مدل ادمیتانسی (جریان ورودی و خروجی بر حسب ولتاژ ورودی و خروجی), مدل هیبرید (ولتاژ و جریان ورودی بر حسب ولتاژ و جریان خروجی) و مدل انتقالی (ولتاژ ورودی و جریان خروجی بر حسب جریان ورودی و ولتاژ خروجی) است. در اینجا با توجه به موضوع مورد بحث, بر روی محاسبه پارامترهای ادمیتانسی یک شبکه دو قطبی متمرکز می‌شویم.

برای محاسبه مقادیر جریانهای ورودی و خروجی یک شبکه دو قطبی بر حسب ولتاژ ورودی و خروجی آن ازروابط زیر استفاده می کنیم:

www.noandishaan.com



شکل ۴-۴: بلوک دیاگرام یک شبکه دو قطبی

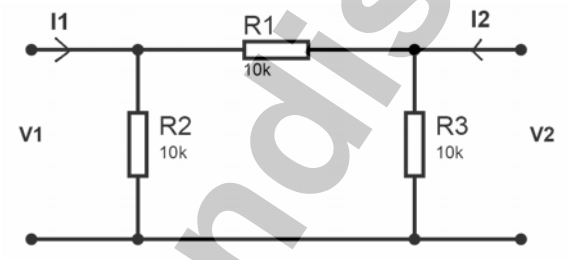
$$\begin{aligned} I_1 &= y_i V_1 + y_r V_2 \\ I_2 &= y_f V_1 + y_o V_2 \end{aligned} \rightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \Rightarrow I = YV \qquad (۳-۴)$$

که در رابطه فوق ماتریس Y را ماتریس ادمیتانس شبکه نامیم که مقادیر درایه‌های آن از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} y_i &= \frac{I_1}{V_1}\Big|_{V_2=0} & y_r &= \frac{I_1}{V_2}\Big|_{V_1=0} \\ y_f &= \frac{I_2}{V_1}\Big|_{V_2=0} & y_o &= \frac{I_2}{V_2}\Big|_{V_1=0} \end{aligned} \qquad (۴-۴)$$

همانگونه که رابطه فوق نشان می‌دهد, پارامترهای ادمیتانس یک شبکه دو قطبی با اتصال کوتاه کردن قطب ورودی و خروجی بدست می‌آیند. برای درک بهتر این مفهوم به مثال ۱ دقت کنید.

مثال ۱: ماتریس ادمیتانس شبکه دو قطبی زیر را بدست آورید.



شکل ۴-۵: مدار مثال ۱

حل) با استفاده از (۴-۴) پارامترهای y_i و y_f با اتصال کوتاه نمودن قطب خروجی بدست می‌آیند. از اینرو با اتصال کوتاه نمودن خروجی داریم:

$$y_i = \frac{I_1}{V_1} = \frac{1}{5} = 0.2 \qquad y_f = \frac{I_2}{V_1} = -\frac{1}{10} = -0.1$$

و با اتصال کوتاه کردن ورودی پارامترهای y_r و y_o بدست خواهد آمد.

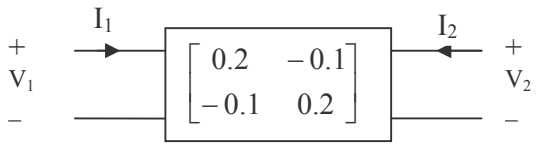
$$y_r = \frac{I_1}{V_2} = -\frac{1}{10} = -0.1 \qquad y_o = \frac{I_2}{V_2} = \frac{1}{5} = 0.2$$

بنابراین ماتریس ادمیتانس شبکه فوق بصورت زیر می باشد

$$Y = \begin{bmatrix} 0.2 & -0.1 \\ -0.1 & 0.2 \end{bmatrix}$$

مدار معادل شبکه مثال ۱ بصورت در شکل ۴-۶ آورده شده است.

www.noandishaan.com



شکل ۴-۶: مدار معادل مثال شکل ۱

* **نکته:** در صورتیکه شبکه دو قطبی از المانهای خطی تشکیل شده باشد, $y_r = y_f$ خواهد شد. متقارن بودن شبکه نیز منجر به برابر شدن ادمیتانس ورودی (y_i) و خروجی (y_o) شبکه خواهد شد.

برای ترانزیستور دو قطبی, معمولا برگه اطلاعاتی کارخانه سازنده حاوی مقادیر $I_C, h_{ie}, h_{fe}, C_{ob}$ و $|h_{fe}|$ در فرکانس f_x است بگونه‌ای که $|h_{fe}| f_x = f_T$. در ترانزیستورهای سیگنال کوچک معمولا مقدار r_{ce} بین ۵۰ تا ۱۰۰ کیلو اهم و r_x بین ۲۵ تا ۵۰ اهم است. بقیه پارامترهای مدل هیبرید نوع پی را می‌توان با استفاده از روابط شکل ۴-۲ بدست آورد. برای محاسبه پارامترهای ادمیتانس یک ترانزیستور از روابط زیر استفاده می‌کنیم. فرض کنید:

$$Y = g_x + g_\pi + j\omega(C_\pi + C_\mu) = \frac{r_x + r_\pi}{r_x r_\pi} + \frac{j\omega g_m}{\omega_T} \qquad (۵-۴)$$

در اینصورت

$$y_{ie} = \frac{g_x(g_\pi + j\omega g_m / \omega_T)}{Y} \qquad (۶-۴)$$

$$y_{re} = -\frac{g_x(j\omega C_\mu)}{Y} \qquad (۷-۴)$$

$$y_{fe} = \frac{g_x(g_m - j\omega C_\mu)}{Y} \qquad (۸-۴)$$

$$y_{oe} = g_o + \frac{(g_m + g_o + g_\pi + j\omega C_\pi) j\omega C_\pi}{Y} \qquad g_o = \frac{1}{r_{ce}} \qquad (۹-۴)$$

یک المان فعال با شرایط عملکرد خطی را می‌توان بوسیله یک شبکه دوقطبی همانند شکل ۴-۷ نشان داد که در آن اثر بار ورودی و خروجی نیز در نظر گرفته شده است. در اینحالت

$$I_1 = y_i V_1 + y_r V_2 = -Y_S V_1 \qquad (۱۰-۴)$$

$$I_2 = y_f V_1 + y_o V_2 = -Y_L V_2 \qquad (۱۱-۴)$$

که در آن y_i, y_r, y_f و y_o پارامترهای ادمیتانس المان فعال و Y_S و Y_L بترتیب ادمیتانس منبع و بار می‌باشند.

از معادلات فوق می‌توان روابط مفیدی بدست آورد. با استفاده از (۴-۶) گین ولتاژ برابر است با

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{y_f}{y_o + Y_L} \qquad (۱۲-۴)$$

با جایگزاری (۴-۷) در (۴-۵) گین جریان بدست می‌آید. از اینرو

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{y_f Y_L}{\Delta y + y_i Y_L} \qquad (۱۳-۴)$$

که در این رابطه Δy دترمینان y است و بصورت زیر بیان می‌گردد.

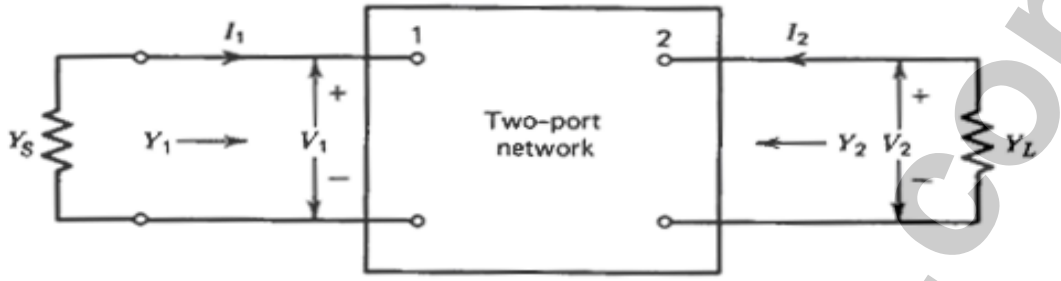
$$\Delta y = y_i y_o - y_f y_r \qquad (۱۴-۴)$$

برای یافتن ادمیتانس ورودی Y_1 قطب ورودی, با تقسیم (۴-۵) بر V_1 و جایگزاری (۴-۷) در آن داریم:

$$Y_1 = \frac{I_1}{V_1} = y_i - \frac{y_f y_r}{y_o + Y_L} \qquad (۱۵-۴)$$

www.noandishaan.com

ادمیتانس قطب خروجی نیز مشابه فرایند یافتن ادمیتانس قطب ورودی است. با استفاده از (۴-۵) نسبت V_1/V_2 بصورت زیر بیان می‌گردد:



شکل ۶-۷: شبکه دو قطبی تعمیم یافته با بار ورودی و خروجی

$$\frac{V_1}{V_2} = -\frac{y_r}{y_i + Y_S} \qquad (۱۶-۴)$$

با تقسیم (۶-۴) بر V_2 و جایگزاری (۴-۱۱) در آن خواهیم داشت:

$$Y_2 = \frac{I_2}{V_2} = y_o - \frac{y_f y_r}{y_i + Y_S} \qquad (۱۷-۴)$$

٤-٤- پایداری تقویت کننده

به تقویت‌کننده‌ای پایدار گوییم که هیچگونه نوسان ناخواسته‌ای در آن وجود نداشته باشد. از اینرو اگر در هر مدار تقویت کننده مقدار مشخصی از انرژی خروجی به قطب ورودی با فاز مناسب فیدبک گردد, احتمال ایجاد نوسانهای ناخواسته در سیستم افزایش می‌یابد. اتصال خروجی به ورودی از طریق خازنهای داخلی المان فعال و المانهای خارجی مدار صورت می‌پذیرد. با توجه به اینکه راکتانس خازن فیدبک (مانند C_μ در شکل ۴-۲) با افزایش فرکانس کاهش می‌یابد, احتمال بروز نوسانهای ناخواسته در تقویت کننده‌های فرکانس رادیویی بیشتر از تقویت کننده‌های صوتی است..

هدف اصلی در طراحی تقویت کننده‌های فرکانس رادیویی دستیابی به بیشترین بهره توان بهمراه حفظ پایداری مدار تقویت‌کننده است. در این بخش بدنبال آن هستیم که با استفاده از پارامترهای ادمیتانسی یک المان فعال بتوانیم پایداری و گین توان را تحلیل و محاسبه نماییم.

٤-٤-١- ضریب پایداری لینویل C (Linvill Stability Factor)

پایداری یک تقویت‌کننده یکی از مهمترین موضوعات در طراحی تقویت‌کننده‌های و انتخاب المانهای مناسب است. ضریب پایداری لینویل اندازه‌گیری پایداری المان تحت بدترین شرایط ممکن یعنی اتصال باز بودن قطبهای ورودی و خروجی است. ضریب لینویل از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$C = \frac{\left|y_f y_r\right|}{2g_i g_o - \mathrm{Re}\left(y_f y_r\right)} \qquad (۱۸-۴)$$

که در آن g_i و g_o بترتیب قسمت حقیقی ادمیتانس y_i و y_o می‌باشند و عبارت Re() نشان دهنده قسمت حقیقی عبارت داخل پرانتز است.

اگر C کمتر از یک باشد, المان مورد نظر مطلقا پایدار است. اگر C بزرگتر از یک باشد, المان بالقوه ناپایدار است و ترکیب بار و منبع مشخص, باعث ایجاد نوسان می گردد. با توجه به خازن

www.noandishaan.com

فیدبک داخلی, بسیاری از ترانزیستورهای فرکانس رادیویی بر روی رنج فرکانسی مشخصی بالقوه ناپایدار هستند.

مثال ۲: پارامترهای تقریبی ادمیتانس امیتر مشترک ترانزیستور 2N4954 در فرکانس ۲۰۰ مگا هرتز, $V_{CE} = 10v$ و $I_C = 2mA$ بصورت زیر است:

$$y_i = 2.7 + j6.8\,m\ mho \qquad y_r = 0.2 - j0.5\,m\ mho$$
$$y_f = 53 - j22\,m\ mho \qquad y_o = 0.1 + j1.5\,m\ mho$$

آیا این المان پایدار است یا نه؟

حل) با استفاده از (۴-۱۸) ضریب پایداری لینویل برابر است با

$$C = \frac{\left|(53 - j22)(0.2 - j0.5)\right|}{2 \times 2.7 \times 0.1 - \mathrm{Re}\left((53 - j22)(0.2 - j0.5)\right)} = \frac{57.38 * 0.54}{0.54 + (0.4)} = 32.97$$

در نتیجه این ترانزیستور بالقوه ناپایدار است.

٤-٢-٤- پایداری مدار- ضریب پایداری اشترن K (Stern Stability Factor)

با اضافه نمودن امپدانس بار و منبع محدود به المان فعال پایداری تقویت‌کننده افزایش می‌یابد. در ضریب اشترن علاوه بر پارامترهای عنصر فعال, اثر ادمیتانسهای بار (Y_L) و منبع (Y_S) نیز در نظر گرفته می‌شود. ضریب پایداری اشترن برابر است با:

$$K = \frac{2\left(g_i + G_S\right)\left(g_o + G_L\right)}{\left|y_f y_r\right| + \mathrm{Re}\left(y_f y_r\right)} \qquad (۴-۱۹)$$

که در آن G_S و G_L بترتیب بخش حقیقی ادمیتانس منبع و بار است. اگر K بزرگتر از یک باشد, مدار پایدار است. اگر K کوچکتر از یک باشد, مدار بالقوه ناپایدار است.

مثال ۳: اگر به ترانزیستور مثال قبل, بار منبع ۵۰ اهمی و بار خروجی ۱۰۰ اهمی متصل گردد, مدار حاصل در فرکانسهای رادیویی بصورت یک تقویت کننده عمل می‌کند یا یک نوسان ساز؟

حل) به کمک (۴-۱۹) داریم:

$$K = \frac{2(2.7 + 20)(1 + 0.1)}{30.98 - 0.4} = 1.63$$

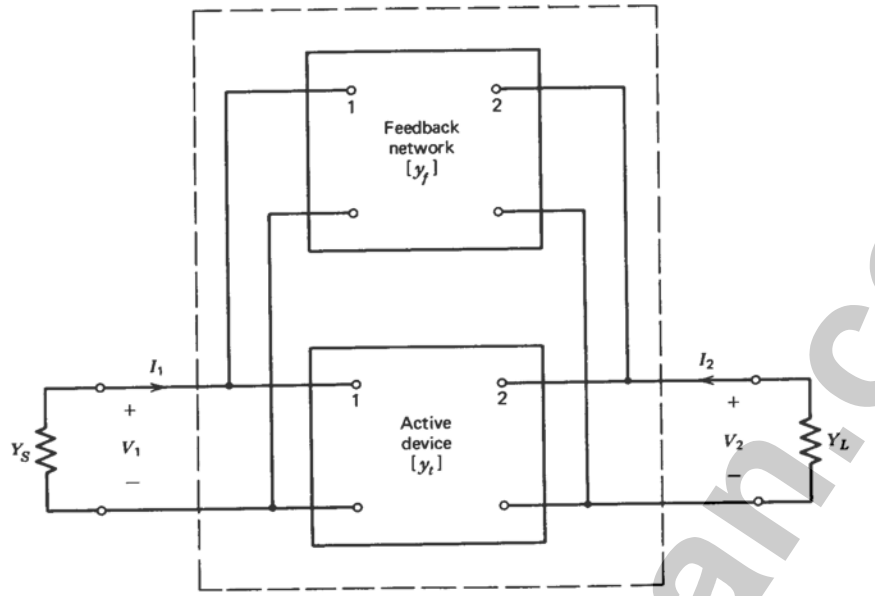
بنابراین مدار فوق با این بارهای دلخواه در پایانه‌های ورودی و خروجی‌اش بالقوه پایدار است. با افزایش G_S و G_L ضریب پایداری مدار افزایش می‌یابد اما بهره انتقالی کاهش می‌یابد.

اگر مسیر فیدبک خارجی متصل شده به شبکه فعال مشابه با شکل ۴-۸ باشد, معیار لینویل و اشترن قابل استفاده است, ولی باید به این نکته دقت نمود که پارامترهای ادمیتانس بکار رفته در این روابط بایستی پارامترهای ادمیتانس معادل دو شبکه موازی شده است. در صورتیکه زیرنویس t مربوط به پارامترهای المان فعال و زیر نویس f به پارامترهای شبکه فیدبک نسبت داده شود, پارامترهای ادمیتانس شبکه معادل از روابط زیر بدست خواهد آمد:

$$y_{ic} = y_{it} + y_{it} \qquad y_{oc} = y_{ot} + y_{of}$$
$$y_{fc} = y_{ft} + y_{ff} \qquad y_{rc} = y_{rt} + y_{rf} \qquad (۴-۲۰)$$

اگر شبکه فیدبک فقط از ادمیتانس y_x متصل شده بین پایانه های ۱و ۲ همانگونه که در شکل ۴-۹ نشان داده شده است, تشکیل شده باشد, پارامترهای ادمیتانس این شبکه برابر است با:

www.noandishaan.com



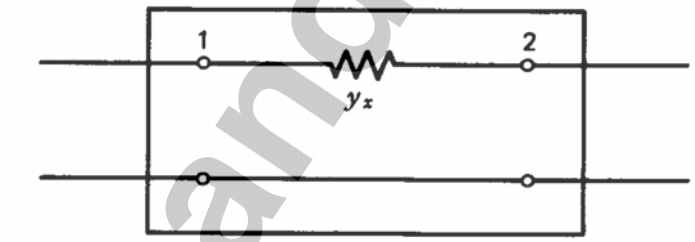
شکل ۴–۸: شبکه متشکل از المان فعال با فیدبک خارجی

$$y_{if} = y_{of} = y_x \qquad (۲۱–۴)$$

و

$$y_{ff} = y_{rf} = -y_x \qquad (۲۲–۴)$$

فرض کنید خازن C_x از خروجی به ورودی متصل شده باشد، در اینصورت $y_x = j\omega C_x$ و $y_{rf} = -j\omega C_x$.



شکل ۴–۹: یک شبکه فیدبک ساده

مثال ٤: فرض کنید خازن خارجی $C_x = 3.25pF$ بعنوان فیدبک بین پایانه های ۱ و ۲ شکل ۴–۸ متصل شده باشد. با در نظر گرفتن پارامترهای ترانزیستور مثال ۲ در فرکانس ۲۰۰ مگا هرتز

الف) آیا شبکه معادل پایدار است یا نه؟

ب) در صورت اضافه نمودن بار ورودی و خروجی مثال ۳ وضعیت پایداری را چک کنید.

حل)

الف) در فرکانس مورد نظر ادمیتانس خازن برابر با $y_x = j3.25\times10^{-12}\times4\pi\times10^{8} = j4\,m\ mho$. در اینحالت ماتریس ادمیتانس شبکه فیدبک برابر است با

$$Y_f = \begin{bmatrix} j4 & -j4 \\ -j4 & j4 \end{bmatrix} m\ mho$$

www.noandishaan.com

و با توجه به مثال ۱

$$Y_t = \begin{bmatrix} 2.7 + j6.8 & 0.2 - j0.5 \\ 53 - j22 & 0.1 + j1.5 \end{bmatrix} m\ mho$$

در نتیجه ماتریس شبکه معادل برابر است با

$$Y_c = \begin{bmatrix} 2.7 + j10.8 & 0.2 - j4.5 \\ 53 - j26 & 0.1 + j5.5 \end{bmatrix}$$

با توجه به عدم وجود بار در پایانه های ورودی و خروجی, با استفاده از معیار لینویل داریم:

$$C = \frac{|y_f y_r|}{2g_i g_o - \mathrm{Re}(y_f y_r)} = \frac{265.91}{2 \times 2.7 \times 0.1 - (-106.4)} = 2.49$$

که در رابطه فوق $y_f y_r = -106.4 - j243.7$. همانگونه که مشاهده می‌کنید در اینحالت مقدار بدست امده در مقایسه با مقدار مثال ۲ بسیار کمتر شده است.

ب) با در نظر گرفتن بار ورودی و خروجی با استفاده از معیار اشترن داریم:

$$K = \frac{2(g_i + G_S)(g_o + G_L)}{|y_f y_r| + \mathrm{Re}(y_f y_r)} = \frac{2(2.7 + 20)(0.1 + 1)}{265.91 - 106.4} = 0.32$$

بنابراین اضافه نمودن خازن باعث می‌شود با این مقادیر بارها, مدار ناپایدار گردد, با وجود اینکه در مثال ۳ این مدار پایدار بود.

٤-٥- پایدار کردن

معمولا ناپایداری تقویت‌کننده بعلت مسیر فیدبک y_{rt} المان فعال یا y_{rc} شبکه معادل ایجاد می‌گردد. بررسی معیار پایداری لینویل و اشترن ارائه دهنده چندین روش برای تضمین پایداری سیستم است.

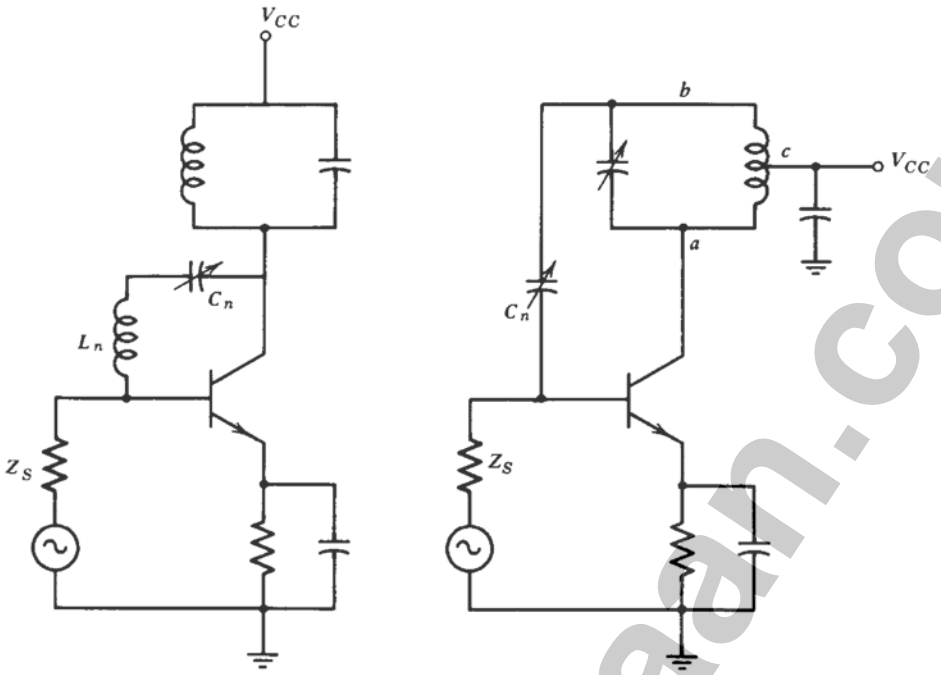
۱- اگر بتوان شبکه فیدبک را بگونه‌ای انتخاب نمود که در آن $y_{rf} = -y_{rt}$ گردد, ادمیتانس معادل y_{rc} برابر با صفر خواهد شد و تقویت کننده بعلت نبود انتقال معکوس, قطعا پایدار خواهد بود. در اینصورت تقویت‌کننده را یکسویه شده گویند. اگر y_{rt} مختلط باشد, ایجاد شبکه فیدبکی که در آن $y_{rf} = -y_{rt}$ گردد, قدری مشکل است.

۲- در بسیاری از ترانزیستورهای دو قطبی و اثر میدانی, ادمیتانس انتقال معکوس مختلط است, $y_{rt} = g_{rt} + jb_{rt}$, و معمولا در فرکانسهای رادیویی g_{rt} در مقایسه با b_{rt} قابل صرفنظر است. در اینحالت در صورتیکه شبکه فیدبک خارجی دارای ادمیتانس $y_{rf} = jb_{rf} = -jb_{rt}$ باشد, فیدبک b_{rt} حذف شده و ادمیتانس شبکه معادل برابر با g_{rt} خواهد شد و در بسیاری از مواقع مقدار آن بقدری کوچک است که تضمین کننده پایداری مدار است. در اینصورت تقویت کننده را خنثی شده نامند. شکل ۴-۱۰ دو مدار ساده شده تقویت کننده خنثی شده را نشان می‌دهد. در شکل ۴-۱۰ (الف) ترکیب سری L_n و C_n بگونه‌ای تنظیم می‌گردد تا با ایجاد یک شبکه سلفی (قسمت موهومی منفی ادمیتانس) بین بیس و کلکتور, b_{rf} را مثبت نماید. در شکل ۴-۱۰ (ب) خازن خنثی سازی به نقطه b متصل شده است. نقطه b و a نسبت به سر وسط زمین شده سلف (در فرکانسهای رادیویی) ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارد. بنابراین خازن C_n معادل یک خازن منفی متصل بین کلکتور و بیس است.

۳- با در نظر گرفتن کاهش گین, در صورتیکه G_S و G_L آنقدر بزرگ انتخاب شود که ضریب اشترن بزرگتر از یک گردد, دیگر نیازی به مدار خنثی ساز نیست. معمولا در طراحی سعی بر این است که ضریب اشترن بین ۴ تا ۱۰ انتخاب شود.

مثال۵: ترانزیستور بکار رفته در مثال ۴ با اضافه نمودن یک فیدبک سلفی همانند شکل ۴-۱۰ (الف) خنثی شده است. با استفاده از برگه اطلاعاتی ترانزیستور, $b_{rt} = -0.5\,m\ mho$. بنابراین, برای خنثی سازی باید $y_{rf} = -jb_{rt} = j0.5\,m\ mho$ باشد, از اینرو ترکیب سری L_n و C_n شکل ۴-۱۰ (الف) بایستی ادمیتانس $y_x = -j0.5\,m\ mho$ داشته باشد.

www.noandishaan.com



شکل ۴-۱۰ دو نمونه از مدارات خنثی سازی

٤-٦- بهره توان تقویت کننده

بهره توان تقویت کننده پایدار نشان داده شده در شکل ۴-۱۱ را می توان بسته به شرایط تطبیق امپدانس در پایانه‌های ورودی و خروجی, به چندین صورت بیان نمود. در ادامه این بخش تعاریف مرسوم و متداولی که در این زمینه وجود دارد, آورده شده است.

٤-٦-١- بهره توان عملیاتی

بهره توان عملیاتی, G_P, برابر با نسبت توان تحویل داده شده به بار به توان ورودی تقویت کننده است. در نتیجه

$$G_P = \frac{P_o}{P_i} = \frac{|V_2|^2 G_L}{|V_1|^2 G_1} \qquad (۲۳-۴)$$

با جایگزاری بهره ولتاژ از (۴-۱۲) می‌توان رابطه فوق را بر حسب پارامترهای شبکه بدست آورد. از اینرو:

$$G_P = \frac{|y_f|^2 G_L}{|Y_L + y_o|^2 \times G_1} \qquad (۲۴-۴)$$

٤-٦-٢- بهره قابل دسترس

بهره قابل دسترس, G_A, با فرض تطبیق امپدانسی مزدوج در پایانه های ورودی و خروجی $(Y_S = Y_1^*, Y_L = Y_2^*)$ محاسبه می‌گردد. این مقدار نشان دهنده ماکزیمم بهره‌ای است که تقویت‌کننده می‌تواند در اختیار ما قرار دهد.

$$G_A = \frac{P_{ao}}{P_{as}} \qquad (۲۵-۴)$$

با استفاده از تعریف بهره توان قابل دسترس در بخش ۲-۵-۲ و معادلات (۲-۱۱) و (۲-۱۲) داریم:

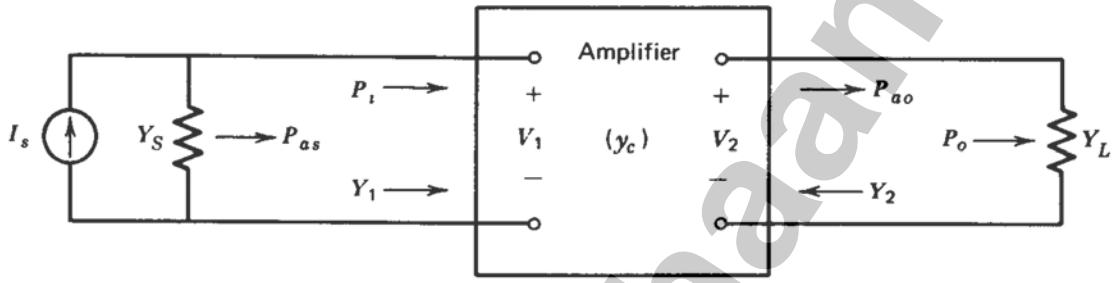
www.noandishaan.com

$$G_A = \frac{|y_f|^2 \times G_S}{\mathrm{Re}\left[(y_i y_o - y_f y_r + y_o Y_S)\times (y_i + Y_S)^*\right]} \qquad (۲۶-۴)$$

٤-٦-٣- بهره انتقالی

بهره انتقالی, G_T, طبق تعریف نسبت توان تحویل داده شده به بار به توان قابل دسترس منبع است و بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$G_T = \frac{P_o}{P_{as}} \qquad (۲۷-۴)$$



شکل ۴-۱۱: اضافه نمودن ادمیتانس ورودی و خروجی به تقویت کننده و اصطلاحات توان مختلف در یک شبکه دو قطبی

این گین زمانی بدست می‌آید که در پایانه ورودی تطبیق امپدانسی صورت رفته باشد. بهره انتقالی را می‌توان بر حسب پارامترهای شبکه نیز بدست آورد. بعبارت دیگر:

$$G_T = \frac{4G_S G_L |y_f|^2}{|(y_i + Y_S)(y_o + Y_L) - y_f y_r|^2} \qquad (۲۸-۴)$$

٤-٦-٤- ماکزیمم بهره قابل دسترس

ماکزیمم بهره قابل دسترس بهره توان با فرض صفر بودن ادمیتانس انتقالی معکوس y_r و تطبیق پایانه‌های ورودی و خروجی است. در صورت صفر بودن y_r و با استفاده از (۴-۱۵) و (۴-۱۷) داریم:

$$Y_1 = y_i \quad , \quad Y_2 = y_o \qquad (۲۹-۴)$$

با جایگزاری این روابط در (۴-۲۶) و (۴-۲۸) ماکزیمم بهره قابل دسترس بدست می‌آید:

$$MAG = \frac{|y_f|^2}{4 g_i g_o} \qquad (۳۰-۴)$$

رابطه فوق بصورت تجربی حد بالای بهره را که به کمک این المان می‌توان بدست آورد را نشان می‌دهد.

٤-٦-٥- انتخابهای طراحی

یک طراح بایستی بهره توان عملیاتی یا بهره انتقالی را با وجود محدودیتهایی همچون نویز یا شرایط پایداری, ماکزیمم نماید. در مداراتی که عدد نویز بسیار پایین است, ممکن است تطبیق امپدانسی در پایانه ورودی صورت نگیرد. برای بدست آوردن پایداری مطلوب, ممکن است مجبور به عدم تطبیق امپدانسی منبع و بار شویم. از اینرو, طراحی بهینه و مطلوب به

www.noandishaan.com

مشخصه‌های المان فعال وابسته است. چند روشی که معمولا برای حل این مشکلات استفاده می‌شوند در ادامه اورده شده است.

۱- المان فعال ذاتا پایدار است. مقادیر Y_S و Y_L باید بنحوی انتخاب گردند که بهره توان انتقالی ماکزیمم گردد.

۲- المان فعال بالقوه ناپایدار است. پایداری با استفاده از فیدبک یکطرفه کننده یا خنثی‌ساز حاصل می‌شود. مقادیر Y_S و Y_L با توجه به ماکزیمم شدن بهره توان انتقالی انتخاب می‌شوند.

۳- المان فعال بالقوه ناپایدار است. G_S و G_L طوری انتخاب می‌گردند که ضریب اشترن شرایط پایداری را برقرار سازد.

٤-۷- طراحی به کمک المان ذاتا پایدار

در صورتیکه معیار لینویل نشان دهد که یک المان ذاتا پایدار است, طراح در انتخاب مقادیر Y_S و Y_L آزاد است و می‌تواند مقدار مناسب آنها را برای بهینه نمودن کارایی مورد نظر مانند بهره و عدد نویز بدست آورد. خنثی‌سازی را می‌توان برای مینیمم کردن فعل و انفعالات بین ورودی و خروجی بکار گرفت و بدین وسیله سیگنال نوسان‌ساز محلی را از آنتن جدا نمود. با توجه به اینکه تقویت‌کننده یکطرفه دارای معادلات طراحی ساده‌تری می باشد, در ابتدا این تقویت کننده را مورد بررسی قرار می دهیم.

٤-۷-۱- تقویت کننده یکطرفه شده

همانگونه که در شکل ۴-۸ نشان داده شد, شبکه فیدبک را بگونه‌ای می توان به شبکه اصلی اضافه نمود که y_r شبکه معادل صفر گردد. با فرض استفاده از شبکه فیدبک شکل ۴-۹ داریم:

$$y_x = y_{rt} \tag{۳۱-۴}$$

و

$$y_{rf} = -y_{rt} \tag{۳۲-۴}$$

با جایگزاری این مقادیر در (۴-۲۰) مقادیر ادمیتانس شبکه معادل (ترکیب موازی شبکه فیدبک و المان فعال) برابر است با:

$$\begin{aligned} y_{ic} &= y_{it} + y_{rt} \qquad & y_{rc} &= 0 \\ y_{fc} &= y_{ft} - y_{rt} \qquad & y_{oc} &= y_{ot} + y_{rt} \end{aligned} \tag{۳۳-۴}$$

با بکارگیری پارامترهای ادمیتانس شبکه معادل در روابط (۴-۱۵) و (۴-۱۷) ادمیتانس ورودی و خروجی تقویت کننده یکطرفه شده بدست می‌آید:

$$Y_{1u} = y_{it} + y_{rt} \tag{۳۴-۴}$$

و

$$Y_{2u} = y_{ot} + y_{rt} \tag{۳۵-۴}$$

معادلات (۴-۳۴) و (۴-۳۵) نشان می‌دهد که Y_{1u} و Y_{2u} تقویت‌کننده یطرفه شده, کاملا مستقل از مقادیر Y_L و Y_S است. بعبارت دیگر, در تقویت کننده‌های یک یا چند طبقه که از طبقات یکطرفه شده استفاده می‌کنند, تغییر یا تنظیم یک قسمت از مدار تاثیری بر روی قسمتهای دیگر آن ندارد. بنابراین نیازی به تنظیم مجدد مدار بعد از تنظیم قسمتی از آن, نیست. بهره انتقالی تقویت کننده یطرفه شده از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$G_{Tu} = \frac{4G_S G_L |y - y|^2}{|(y_{it} + y_{rt} + Y_S)(y_{ot} + y_{rt} + Y_L)|^2} \tag{۳۶-۴}$$

در صورتیکه نیاز به تطبیق امپدانسی در قطب‌ها باشد, ادمیتانس بار و منبع برابر است با:

www.noandishaan.com

$$Y_S = (y_{it} + y_{rt})^* \qquad Y_L = (y_{ot} + y_{rt})^* \qquad (۳۷-۴)$$
$$G_S = g_{it} + g_{rt} \qquad G_L = g_{ot} + g_{rt}$$

با جایگزاری این مقادیر در رابطه (۴-۳۵) بهره انتقالی ماکزیمم بدست می‌آید:

$$G_{Tu,\max} = \frac{|y_{fc}|^2}{4g_{ic}g_{oc}} = \frac{|y_{ft} - y_{rt}|^2}{4(g_{it} + g_{rt})(g_{ot} + g_{rt})} \qquad (۳۸-۴)$$

٤-۷-۲-تقویت کننده بدون فیدبک

برای یک المان فعال ذاتا پایدار یک انتخاب کاملا منطقی است, زیرا باعث کمتر شدن تعداد المانها و ساده‌تر شدن فرایند تنظیم می‌گردد. مقادیر ادمیتانس منبع و بار بر اساس ملاحظات مربوط به بهره و نویز انتخاب می‌شود. ادمیتانسهای ورودی و خروجی با استفاده از (۴-۱۵) و (۴-۱۷) محاسبه می‌گردد.

در صورتیکه بهره انتقالی ماکزیمم شود, بایستی Y_S و Y_L بترتیب مزدوج مختلط Y_1 و Y_2 باشد. برای محاسبه Y_S و Y_L از عبارت بهره انتقالی استفاده می‌شود:

$$G_T = \frac{4G_S G_L |y_f|^2}{|(y_i + Y_S)(y_o + Y_L) - y_f y_r|} \qquad (۳۹-۴)$$

که در رابطه فوق پارامترهای ادمیتانس المان فعال برای تقویت کننده بدون فیدبک و پارامترهای شبکه معادل برای تقویت کننده فیدبک‌دار بکار گرفته می‌شود. اگر مشتقات جزئی G_T نسبت به G_S, B_S, G_L و B_L برابر با صفر قرار داده شود, مقادیری که به ازای آنها G_T ماکزیمم می‌شود, بدست می‌آید.

$$G_S = \frac{\left[\left[2g_i g_o - \mathrm{Re}(y_f y_r)\right]^2 - |y_f y_r|^2\right]^{1/2}}{2g_o} \qquad (۴۰-۴)$$

$$B_S = -b_i + \frac{\mathrm{Im}(y_f y_r)}{2g_o} \qquad (۴۱-۴)$$

$$G_L = \frac{\left[\left[2g_i g_o - \mathrm{Re}(y_f y_r)\right]^2 - |y_f y_r|^2\right]^{1/2}}{2g_i} = \frac{G_S g_o}{g_i} \qquad (۴۲-۴)$$

و

$$B_L = -b_o + \frac{\mathrm{Im}(y_f y_r)}{2g_i} \qquad (۴۳-۴)$$

با جایگزاری روابط فوق در (۴-۳۹) ماکزیمم بهره انتقالی بدست می‌آید:

$$G_{T,\max} = \frac{|y_f|^2}{2g_i g_o - \mathrm{Re}(y_f y_r) + \left[\left[2g_i g_o - \mathrm{Re}(y_f y_r)\right]^2 - |y_f y_r|^2\right]^{1/2}} \qquad (۴۴-۴)$$

مثال ٦: ترانزیستوری دارای پارامترهای ادمیتانس زیر است:

$y_{it} = 8 + j6.8$, $y_{ot} = 0.4 + j1.5$, $y_{ft} = 53 - j22$, $y_{rt} = 0 - j0.1$

تمام مقادیر فوق بر حسب میلی موهو می‌باشد. مطلوبست تعیین مقادیر:

الف) ضریب پایداری لینویل

ب) ماکزیمم بهره قابل دسترس

www.noandishaan.com

ج) ماتریس ادمیتانس شبکه معادل در صورت یکطرفه سازی تقویت کننده

د) ادمیتانس ورودی و خروجی تقویت کننده یکطرفه شده

حل)

الف) با استفاده از رابطه ضریب پایداری لینویل داریم:

$$C = \frac{57.4 \times 0.1}{6.4 - (-2.2)} = 0.65$$

بنابراین ترانزیستور ذاتا پایدار است

ب) ماکزیمم بهره قابل دسترس با استفاده از (۴-۳۰) برابر است با

$$MAG = \frac{57.4^2}{4 \times 8 \times 0.4} = 257.4$$

ج) در صورت یکطرفه نمودن تقویت کننده, بایستی

$$y_{rf} = -y_{rt} = j0.1$$

باشد. به کمک رابطه (۴-۳۳) پارامترهای شبکه معادل بصورت زیر می باشد

$$y_{ic} = 8 + j6.7 \ , \ y_{oc} = 0.4 + j1.4 \ , \ y_{fc} = 53 - j21.9 \ , \ y_{rc} = 0$$

د) با استفاده از روابط (۴-۳۴) و (۴-۳۵) داریم:

$$Y_{1u} = y_{ic} = 8 + j6.7 \quad , \quad Y_{2u} = y_{oc} = 0.4 + j1.4$$

با توجه به پایدار بودن تقویت کننده مثال فوق هیچگونه محدودیتی در انتخاب ادمیتانس منبع و بار وجود ندارد. فقط در صورتیکه بخواهیم بهره توان انتقالی ماکزیمم باشد بایستی تطبیق امپدانسی در قطبهای ورودی و خروجی صورت پذیرد. در اینحالت $Y_S = Y_{1u}^*$ و $Y_L = Y_{2u}^*$.

مثال ۷: در صورت استفاده از ترانزیستور مثال قبل در حالت بدون فیدبک, مقادیر ادمیتانس بار ورودی و خروجی را برای دستیابی به ماکزیمم بهره توان انتقالی بدست آورید. ماکزیمم مقدار بهره توان انتقالی را محاسبه کنید.

حل) با استفاده از روابط (۴-۴۰) تا (۴-۴۳) داریم:

$$Y_S = 8 - j13.42 \quad , \quad Y_L = 0.4 - j1.83$$

و به کمک رابطه (۴-۴۴) می‌توان ماکزیمم بهره انتقالی را محاسبه کرد. در اینحالت

$$G_{T,\max} = 219$$

همانگونه که در مثال فوق نشان داده شده است, مقدار بدست آمده در اینحالت بسیار کمتر از ماکزیمم بهره انتقالی قابل دسترس بدست امده در مثال ۶ است. ممکن است برای مینیمم نمودن عدد نویز مقادیر ادمیتانسهای منبع و بار غیر از اینها باشد. اما بهرحال بهره انتقالی همواره کمتر از مقدار بدست آمده است.

٤-۸- طراحی با المان فعال بالقوه ناپایدار

در صورتیکه ضریب لینویل المان فعال بزرگتر از یک باشد, المان را بالقوه ناپایدار گویند. با استفاده از فیدبک مناسب, می‌توان y_{re} را بگونه‌ای کاهش داد که C شبکه معادل کوچکتر از یک شده و پایداری مدار تضمین گردد. اگر تقویت کننده یکطرفه شده $(y_{rc} = 0)$ باشد, روش مطرح شده در بخش قبل قابل اعمال خواهد بود. اگر تقویت کننده خنثی شده باشد (ولی با $g_{rc} \neq 0$), ضریب لینویل شبکه معادل بایستی بگونه‌ای محاسبه گردد تا C کوچکتر از یک شود. دقت داشته باشید که در بعضی از موارد با خنثی سازی مقدار ضریب لینویل افزایش می‌یابد. در صورتیکه C کوچکتر از یک باشد, روابط (۴-۴۰) تا (۴-۴۴) بکار گرفته می‌شود, ولی اگر C بزرگتر از یک شود, باید از فرایند زیر استفاده نمود.

www.noandishaan.com

٤-٨-١- پایداری بدون فیدبک

ایجاد فیدبک با دامنه و فاز مناسب برای خنثی سازی نقویت کننده باعث افزایش پیچیدگی مدار می‌گردد. از طرفی با وجود ایجاد راکتانس فیدبک مناسب در فرکانس کاری مدار, این احتمال وجود دارد که در فرکانسهای دیگر نوسانهای ناخواسته داشته باشیم.

معیار پایداری اشترن (۴-۱۹) نشان می‌دهد که اگر مقدار G_S و G_L به اندازه کافی بزرگ باشد, تقویت کننده بدون فیدبک نیز پایدار خواهد بود. در تقویت کننده‌های فرکانس رادیویی, مقدار G_S با توجه به ملاحظات مربوط به نویز تعیین می‌گردد. با فرض ثابت بودن این مقدار و ضریب اشترن مناسب برای پایداری مدار (معمولا بین ۴ تا ۱۰ انتخاب می‌شود), از رابطه (۴-۱۹) می‌توان مقدار G_L را بدست آورد.

سپس مقادیر B_Sو B_L را بگونه‌ای برگزید که مدارهای ورودی و خروجی در فرکانس تشدید تنظیم گردند. بعبارت دیگر بایستی $B_S = -B_1$ و $B_L = -B_2$ باشد که در آن B_1 و B_2 بترتیب قسمت حقیقی ادمیتانسهای ورودی و خروجی تقویت کننده هنگام اتصال امپدانسهای مناسب به قطبهای مقابل است. با توجه به اینکه تقویت کننده یکطرفه نمی‌باشد, امپدانس متصل به خروجی بر ادمیتانس ورودی تاثیر می‌گذارد و برعکس. از اینرو بدست آوردن یک رابطه مناسب کاری دشوار است. در اینحالت معمولا از فرایندهای تکراری استفاده می‌شود.

مثال ۸: با استفاده از پارامترهای ادمیتانس ترانزیستور مثال ۲ و با فرض اینکه کمترین عدد نویز به ازای $G_S = 5m\,mho$ بدست آید, مقدار G_L متناظر را بدست آورید.

حل) با فرض $k = 4$ و با استفاده از رابطه (۴-۱۹) داریم:

$$G_L = K\frac{\left|y_f y_r\right| + \mathrm{Re}(y_f y_r)}{2(g_i + G_S)} - g_o = 4.495\,m\ mho$$

www.noandishaan.com