به نام خدا

Low Noise Amplifier

گردآوری

سید عبدالله حسنی، علیرضا وحیدی فر

کلمات کلیدی

چکیده

مقاله ای که می خوانید یک تئوری جدید برای طراحی یک تقویت کننده ی کم نـویز (*LNA*) اسـت کـه برای رادیو با پهنای باند بالا (*Ultra-WideBand*) تهیه شده است.

WWW.ECA.IR
انجمن تخصصی برق و الکترونیک ایران

۱. مقدمه

تقویت کننده ی کم نویز ***(Low Noise Amplifier)*** نوع خاصی از تقویت کننده های الکترونیکی است که در سیستم های مخابراتی برای تقویت سیگنال های گرفته شده از آنتن به کار می رود و اغلب در فاصله ی کمی از آنتن قرار می گیرد تا کاهش دامنه ی سیگنال در خطوط به حداقل ممکن برسد.

استفاده از ***LNA*** سبب می شود که نویز طبقات بعد بوسیله ی بهره ی ***LNA*** کاهش یابد ولی نویز ***LNA*** به طور مستقیم در سیگنال دریافتی تزریق می شود . لذا یک پیش شرط برای تقویت کننده ی کم نویز آن است که در حالی که سیگنال را تقویت می کند، نویز و اختلال بسیار کمی به آن بیافزاید تا باز یابی سیگنال در طبقات بعد به نحو مطلوب صوت گیرد.

برای داشتن حداقل نویز تقویت کننده باید تقویت مطلوبی در طبقه ی اول خود داشته باشد بنابراین از ***JFET*** ها و ***HEMT*** در طبقات اول استفاده می شود همچنین می توان از تقویت کننده های غیر متمرکز *(توزیع نشده)* در طبقات اول استفاده کرد. تقویت کننده های غیر متمرکز برای راه اندازی نیاز به جریان بالایی دارند که از نقطه نظر انرژی کار آمد نیستند ولی میزان نویز را به خوبی کاهش می دهند.

مدارهای تطبیق ورودی و خروجی برای باند باریک موجب افزایش بهره می شوند و از مقاومت معمولی در آنها استفاده نمی شود. زیرا سبب افزایش نویز می گردد. بایاس آن ها توسط مقاومت های حجیم صورت می گیرد به دلیل این که بازده انرژی در این جا مد نظر نیست و مقاومت های حجیم از نشت سیگنال ورودی به خارج از مسیر سیگنال ، و همچنین از نفوذ نویز در مسیر سیگنال جلوگیری می کنند[۱]

---

[۱] . منبع *http://en.wikipedia.org/wiki/Low-noise_amplifier#column-one*

۲. چکیده

مقاله ای که می خوانید یک تئوری جدید برای طراحی یک تقویت کننده ی کم نویز (***LNA***) است که برای رادیو با پهنای باند بالا (***Ultra-WideBand***) تهیه شده است.

بر خلاف سیستم هایی با پهنای باند کم یا پهنای باند باریک (محدود) ، در سیستم های ***UWB*** بدلیل مشکل تعریف ***SNR*** (سیگنال به نویز) در مقایسه با سیستم های باند باریک ، استفاده از عملکرد متریک ***NF*** مسئله ای پیچیده است . بوسیله ی تعریف ***SNR*** به عنوان ***MFB*** (تعیین فیلتر تطبیق) ***NF***(نویز فیگر)، درجه افت دست یافتنی دریافت کننده (***Receiver***) که از خود ***LNA*** بوجود آمده را اندازه گیری می کند.

بهینه کردن نویز در شبکه تطبیق که نویز فیگر را به حداقل برساند طبق تعریف بالا قابل حل است.

وقتی یک تقویت کننده با پهنای باند باریک (***Norrow band***) اتخاذ می شود ، شبکه ی تطبیق بهینه ی پیشنهادی برای ساخت شبکه ی تطبیق بهینه با پهنای باند باریک، ساده تر می شود و از نظر تشابه نظیر به نظیر مقدار نویز فیگر نیز معادل می شود.

چون طراحی شبکه ی تطبیق بهینه به طور کلی دشوار است ، یک راه برای طراحی یک تقویت کننده کاربردی ولی با شبکه ی تطبیق نسبتا بهینه در این مقاله همراه با مدارهای تحلیل شده ، مدارهای بهینه کننده ، مدارهای مجتمع آنالوگ ***Cmos*** و تقویت کننده های ***Mosfet*** گنجانده شده است.

۳. معرفی

رادیو هایی با پهنای باند وسیع به اصطلاح (***Ultra wideband radio***) یک تکنولوژی نسبتاً جدید است که هم برای اهداف تجاری و صنعتی و هم برای اهداف نظامی بکار گرفته می شوند.

دلیل بکار بردن سیستم های ***UWB*** بخاطر مزایای استثنایی این سیستم ها در فرکانس های خیلی پایین است. در نتیجه رسیدن به یک ترکیب مداری که هم از لحاظ دقت در انتخاب محدوده ی فرکانسی و زمانی خیلی خوب باشد ، بوسیله ی عناصر چند مسیره می تواند قابل حل باشد.

در سیستم های رادیویی با ***UWB*** بوسیله ی انتشار انرژی امواج (سیگنال ها) رادیویی خیلی باریک (محدود) فرکانس بطور خیلی زیادی محصور شده و این سیستم ها باید با طیف وسیعی از سیگنال ها ی مزاحم ، مقابله کنند، اما نباید مزاحمتی برای سیستم های با باند محدود ایجاد کنند.

این احتیاجات مستلزم استفاده از انتشار تکنیک های طیفی است . هدف از دریافت کننده ی آنالوگ سر جلویی (***Front-end***) این است که شرایطی برای دریافت سیگنال آنالوگ به دیجیتال شدن مهیا شود تا بالاترین عملکرد بعد از دیکد شدن در دامنه ی دیجیتال قابل دستیابی باشد.

اولین و به احتمال زیاد حیاتی ترین (ضروری ترین) جزء از سیستم های آنالوگ سر جلویی(***front-end***) ، تقویت کننده ی کم نویز یا ***LNA*** است. که هدف از آن تقویت سیگنال های دریافتی از آنتن با مقدار کمی اعواجاج و نویز می باشد و این به وسیله ی طراحی یک شبکه ی تطبیق مناسب دست یافتنی است .

مکان این شبکه قبل از آمپلی فایر (تقویت کننده) نشان داده شده در شکل (***a***) ۱ می باشد . اگر چه اخیراً پیشرفت زیادی در کاربرد موثر تقویت کننده های کم نویز با پهنای باند کم بوجود آمده ولی ملزومات تقویت کننده ی کم نویز برا ی سیستم های ***UWB*** اختلاف بنیادی با تقویت کننده های کم نویز برای سیستم هایی با پهنای باند باریک دارد.

بر خلاف تقویت کننده های کم نویز با پهنای باند باریک، پهنای باند سیگنال یک ***UWB Radio*** (رادیو با پهنای باند بالا) از لحاظ دامنه چندین مرتبه بزرگ تر است . از این رو ، فرض به کار بردن چنین سیگنالی در تقویت کننده های کم نویز با پهنای باند باریک اساساً بی اعتبار و دارای اشکال می باشد و نیز ساخت بسیاری از سیستم های دارای پهنای باند باریک که طراحی آن ها مبنی بر این فرض است نیز نا مناسب می باشد.

معیار عمومی به کار برده شده برای تعیین عملکرد تقویت کننده های کم نویز (***LNA***) نویز فیگر(***NF***) یا همان ضریب نویز است . که به عنوان نسبت ***SNR*** در ورودی تقویت کننده ی کم نویز به ***SNR*** در خروجی تقویت کننده ی کم نویز تعریف می شود . گر چه استفاده از معیار نویز فیگر در سیستم هایی با پهنای باند باریک درست و آسان می باشد، اما استفاده از آن در سیستم هایی با پهنای باند بالا مشکل تر و سخت تر می شود .

مشکل اصلی از تعریف ***SNR*** ناشی می شود . در یک سیستم با پهنای باند باریک ، آن جایی که سیگنال ورودی و نویز تلفیق شده تا به یک سیگنال در فرکانس حامل تبدیل شود،***SNR*** به سادگی توسط جدا کردن ضریب سیگنال و ضریب نویز به دست آورده می شود.

در یک سیستم با پهنای باند بالا (***UWB***) هر چند سیگنال ورودی پهن باند و نویز اضافی نیز با آن مخلوط شود، اما ***SNR*** به دست آورده شده توسط تفکیک سیگنال و مجموع نویز ***I*** که پهنای باند آن

باید حتماً مشخص شده باشد ***I*** بی معنی به نظر می رسد. چون مقدار ***SNR*** تعریف شده در این روش لزوماً برای عملکرد یک گیرنده رادیویی در سطح بالاتر تفسیر نشده است و به مجموع سیگنال و توان نویز بستگی ندارد اما به چگالی طیفی توان نویز ***(PSD)*** و پاسخ ضربه کانال انتشار و انتقال پالس بستگی دارد.

این تحقیق مشکل تطبیق شبکه ی بهینه که ***Nf*** (نویز فیگر) را توسط ***SNR*** تعریف شده با عنوان ***MFB (Matched Filter Bound)***کاهش می دهد، حل می کند.

هنگامی که ورودی تک آهنگ ***(Single tone)*** فرض شود . معادله ی ***NF*** بهینه با ***NF*** مینیمم حاصل از ***LNA*** باند باریک یکی می شود.

به هر حال شبکه ی تطبیق بهینه مستلزم محاسبه ی راکتانسی است که پی بردن به آن ممکن است مشکل باشد . به همین خاطر از شبکه ی تطبیق نسبتاً بهینه که تقریبی از شبکه ی تطبیق بهینه است می توان استفاده کرد.

برای دستیابی به شبکه ی تطبیق نسبتاً بهینه می توان از تکنیک های بهینه سازی عددی استفاده کرد. عملکرد هر دو تطبیق شبکه ی فوق الذکر برای بهره برداری ***LNA*** ها ی مختلف و پهنای باند سیگنال دیافتی بررسی شده است.

مدار و مدل سیستمی ***LNA*** نیز در بخش زیر بیان شده است .

۴. مدار و مدل سیستمی

در این مقاله از حروف بزرگ برای نشان دادن تبدیل فوریه (به عنوان مثال $X(w)$) پاسخ زمانی سیستم استفاده شده است.

۴-۱. مدل ترانزیستوری MOS:

این بخش شامل توصیف ترانزیستوری است که در این مقاله از آن استفاده شده است.

در این مدل جریان درین برابر است با:

$$I_d = \begin{cases} 2v_{\mathrm{sat}}C_{\mathrm{ox}}W\dfrac{(V_{\mathrm{od}} - V_{\mathrm{ds}}/2)V_{\mathrm{ds}}}{(V_{\mathrm{ds}} + L\varepsilon_{\mathrm{sat}})}, & V_{\mathrm{ds}} \le V_{\mathrm{dsat}} \\ v_{\mathrm{sat}}C_{\mathrm{ox}}W\dfrac{V_{\mathrm{od}}^2}{V_{\mathrm{od}} + L\varepsilon_{\mathrm{sat}}}, & V_{\mathrm{ds}} \ge V_{\mathrm{dsat}} \end{cases} \quad (1)$$

که در آن ***L,W*** به ترتیب پهنا و طول ناحیه ی گیت هستند..***Cox*** ظرفیت ***gate-oxide*** به ازای هر واحد است. ولتاژ اشباع گیت ***Vod***،موبیلیتی الکترون موثرμ_{eff}، و سرعت اشباعv_{sat} :

$$V_{\mathrm{od}} = V_{\mathrm{gs}} - V_{\mathrm{th}} \quad (2)$$

$$\mu_{\mathrm{eff}} = \frac{\mu_n}{1 + V_{\mathrm{od}}/L\varepsilon_{\mathrm{sat}}} \quad (3)$$

$$v_{\mathrm{sat}} = \mu_n\varepsilon_{\mathrm{sat}}/2 \quad (4)$$

ولتاژ گیت-سورس است.V_{th} ولتاژ آستانه،μ_{n}موبیلیتی الکترون، $\varepsilon_{\mathrm{sat}}$ میدان الکتریکی اشباع ، V_{ds} ولتاژ درین-سورس و V_{dsat} همان ولتاژ اشباع درین –سورس است که طبق رابطه ی زیر تعریف می شود:

$$V_{\mathrm{dsat}} = \frac{V_{\mathrm{od}}}{V_{\mathrm{od}} + L\varepsilon_{\mathrm{sat}}}. \quad (5)$$

از آنجا که W ثابت است،هنگامی که $V_{\rm od}$ و I_dمعین شده اند،رسانایی متقابل g_m ،رسانایی درین zero-bias که باg_{d0} نشان داده می شود، ظرفیت گیت-سورس$C_{\rm gs}(=2WLC_{\rm ox}/3)$می توانند به عنوان شرایط نرمال اشباع گیت در نظر گرفته شوند$\rho(=V_{\rm od}/L\varepsilon_{\rm sat})$.

$$g_m = \frac{2P_o}{V_{\rm dd}L\varepsilon_{\rm sat}}\left[\frac{1+\rho/2}{\rho(1+\rho)}\right] \quad (6)$$

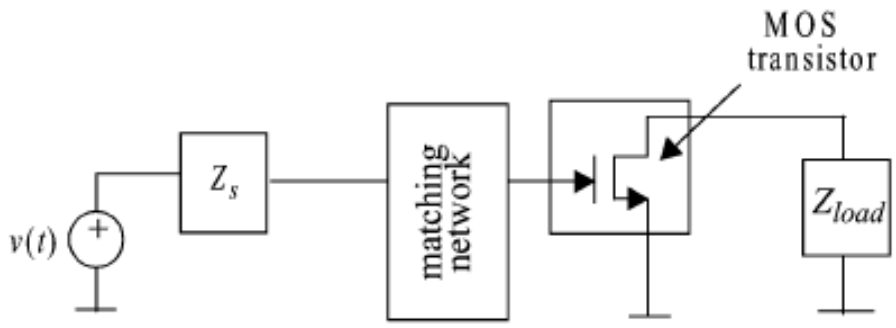
$$g_{d0} = \frac{2P_o}{V_{\rm dd}L\varepsilon_{\rm sat}}\left[\frac{1+\rho}{\rho}\right] \quad (7)$$

$$C_{\rm gs} = \frac{2}{3}\frac{P_o}{V_{\rm dd}v_{\rm sat}\varepsilon_{\rm sat}}\left(\frac{1+\rho}{\rho^2}\right). \quad (8)$$

۴-۲. مدل مداری *LNA*:

بلوک دیاگرام یک ***LNA*** در شکل ***(a)*** نشان داده شده است . ***LNA*** از سه بخش تشکیل یافته است : شبکه ی تطبیق ، تقویت کننده و بار .

فرض شده که تقویت کننده از نوع ترانزیستوری ***MOS*** با آرایش سورسی مشترک است . شکل ***(b)*** ۱ مدل مداری شکل ***(a)***۱ است سیگنال ***UWB*** ورودی به صورت یک منبع ولتاژ $V(t)$ و $Z_s(\omega) = R(\omega) + JX_s(\omega)$ امپدانس منبع مربوطه است و ترانزیستور ***MOS*** با خازن گیت – سورس C_{gs} ، مبدل ولتاژ به جریان $g_m V_{gs}$ و دو نویز منبع جریانی $i_d(t)$ و $i_d(t)$ مدل شده است. شبکه ی تطبیق که شامل رکتانس $X_1(\omega)$ و سوسپتانس $B_2(\omega)$ و بدون اتلاف فرض شده



(a)

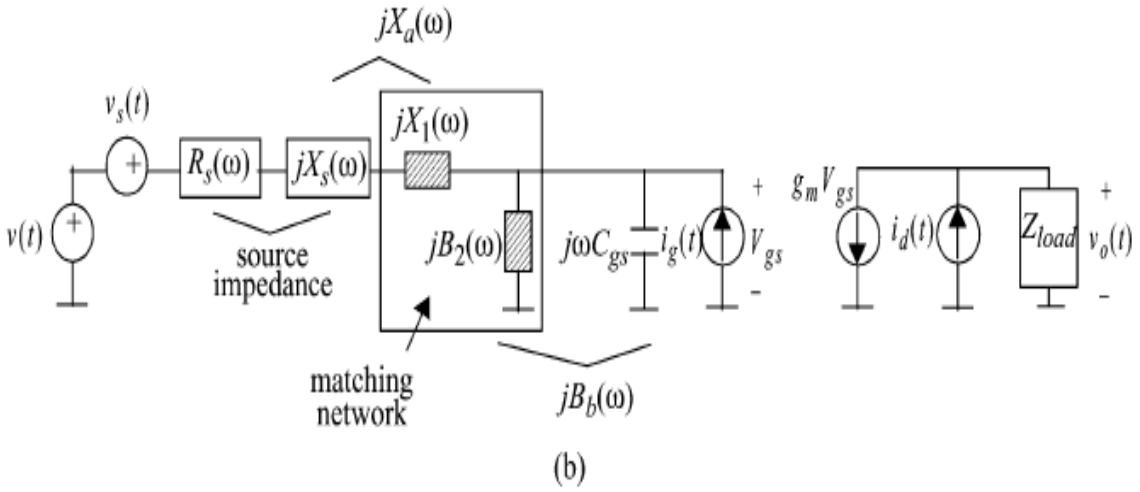


Fig. 1. General model of LNA. (a) Block diagram of LNA. (b) Equivalent circuit model.

است، در شکل (b) ۱ با بلوک خط چین نشان داده شده است . برای تحلیل آسان راکتانس منبع $X_s(\omega)$ با $X_1(\omega)$ ترکیب شده و به عنوان $X_a(\omega)$ معرفی شده است و خازن گیت – سورس C_{gs} با $B_2(\omega)$ ترکیب شده و به عنوان $B_b(\omega)$ معرفی شده است . در شکل ***(b)*** ۱ سه منبع نویز وجود دارد:

نویز ولتاژ ورودی V_s **(*t*)** (که شامل نویز حرارتی و تداخل باند باریک است)، نویز جریان در ین ***MOS*** $i\lambda$ **(*t*)** و نویز جریان القا شده ی گیت **(*t*)** $i\lambda$ که $K = 1/37\times10^{23}\frac{j}{k}$ ثابت بولتزمان ، ***T*** دمای مطلق ، **(*w*)** S_I نشان دهنده ی چگالی طیفی توان ***(PSD)*** تداخل باند باریک و δ, λ ضرایب کانال و نویز القا شده ی گیت هستند. در معادله ی ۹ قسمت سمت راست معادله (جمله ی اول) نویز حرارتی ورودی و قسمت دوم نویز تداخلی ورودی است.

$$S_{v_s}(\omega) = 4kTR_S(\omega) + S_I(\omega) \qquad (9)$$

$$S_{i_d}(\omega) = 4kT\gamma g_{d0} \qquad (10)$$

$$S_{i_g}(\omega) = 4kT\delta\frac{(\omega C_{gs})^2}{5g_{d0}} \qquad (11)$$

در هنگام محاسبه ی ***NF*** ، $S_{Va}(w)$ طبق تعریف فقط شامل نویز حرارتی ورودی با دمای نویز ***K***۲۹۰ می شود . قسمت تداخل ($S_I(w)$) هنگام مطالعه تأثیر تداخل باند باریک به حساب می آید.

فرآیند نویز تصادفی $i_d(t)$ و $i_g(t)$ با ضریب همبستگی C طبق معادله ی ۱۵ به هم مرتبط می شوند.

$$\mathrm{SNR_{in}} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|P(\omega)|^2}{S_{v_s}(\omega)}\, d\omega. \qquad (15)$$

که در این معادله $S_{i_g i_d}(w)$ نشان دهنده ی ***PSD***ی همبستگی متقابل $i_d(t)$ و $i_d(t)$ است.

۴-۳. مدل سیستمی *LNA*

شکل ۲(***a***) مدل سیستمی شکل ۲(***b***) است. هدف طراحی شبکه ی تطبیق علمی است. (راکتانس $X_a(\omega)$ و سوسپتانس $B_b(\omega)$ است) بنابراین ***SNR*** ولتاژ خروجی $v_0(t)$ ماکزیمم می شود .

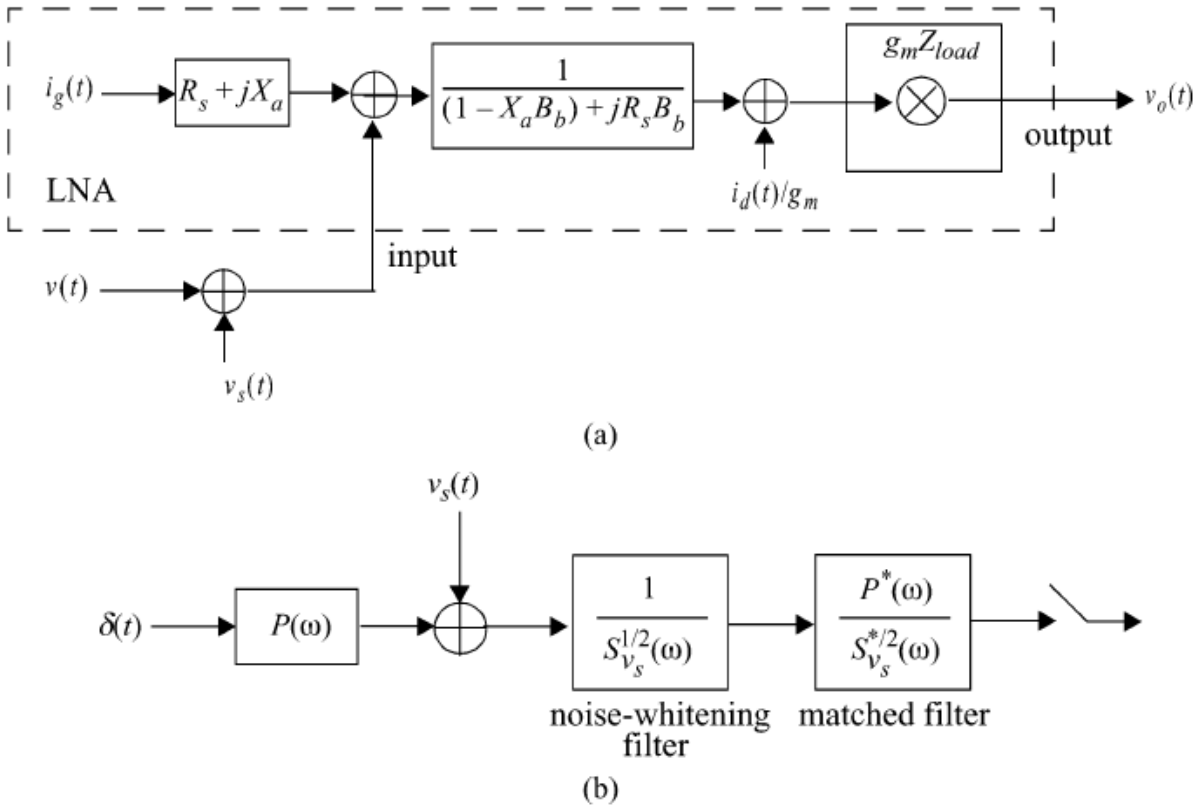


Fig. 2. Overall system model. (a) System model of LNA. (b) MFB computation at the input of LNA.

تقویت ولتاژ سیگنال ورودی بوسیله ی دو طبقه ی شبکه ی تطبیق و ترازیستور انجام می شود . در غیاب نویز القای گیت $i_g(t)$ بیشترین ***SNR*** خروجی با ماکزیمم بهره در شبکه ی تطابق به دست می

آید بنابراین تأثیر نویز در آن حداقل شده است که این موضوع با قرار دادن و گذاشتن بیشترین انـدازه ی $X_a(\omega)$ در معادله ی فوق به دست می آید.

این تطبیق معادل ***Simply tuning*** در شبکه ی تطبیق برای تشدید در فرکانس حامـل اسـت. در حضـور $i_g(t)$ به هر حال افزایش بهره در شبکه ی تطبیق ***SNR*** خروجـی را کـاهش مـی دهـد زیـرا $i_g(t)$ نیـز تقویت می شود از این رو یک بهره ی بهینه در شبکه ی تطبیق که اثر $i_g(t)$ را نیز متعـادل کنـد وجـود دارد. شبکه ی تطبیق همچنین باید همبستگی بین $i_g(t)$ و $i_d(t)$ برای کاهش نویز مجموع در خروجـی به حساب آورد.

۵. تعیین فیلتر تطبیق *Matched Filter Bound*

MFB حد بالای عملکرد سیستم های انتقال دیتا است به عنـوان مثـال محاسـبه ی ***MFB*** ورودی ***LNA*** در شکل ***(b)*** ۲ نشان دهنده ی ترکیب پالس انتقال یافته و کانال انتشار است.

یک سیگنال ضربه از طرق پاسخ پالسی معادل***P(w)*** (که نمایانگر ترکیب پالس انتقال داده شـده و کانـال انتشار است) انتقال یافته است.پس از ترکیب ضعیف با ***Vs(t)*** سیگنال حاصل بـه عنـوان ورودی ***LNA*** در نظر گرفته می شودهنگام تعریف ***MFB*** ، ***SNR*** ورودی طبق معادله زیر تعریف می شود:

$$\mathrm{SNR_{in}} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|P(\omega)|^2}{S_{v_s}(\omega)}\, d\omega. \qquad (15)$$

به طور مشابه ***SNR***خروجی نیز طبق معادله زیر تعریف می شود:

$$\mathrm{SNR_{out}} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|P(\omega)|^2}{S_{v_s}(\omega) + S_{v_{ir}}(\omega)}\, d\omega. \qquad (16)$$

در معادله *16*.$S_{v_{ir}}(\omega)$ بیانگر نویز مرجع ورودی است که ***PSD*** منابع نویز داخلی به حساب مـی آیـد و طبق معادله زیر تعریف می شود:

$$S_{v_{ir}} = S_{i_{gu}}\left(R_s^2 + X_a^2\right) + \left[R_s^2(B_b + B_c)^2 + (1 - X_a(B_b + B_c))^2\right] \frac{S_{i_d}}{g_m^2} \qquad (17)$$

که طیف نویز گیت ناهمبسته $(i_{gu}(t))$ برابر:

$$S_{i_{gu}}(\omega) = 4kT\delta \frac{(\omega C_{gs})^2}{5g_{d0}}(1 - |c|^2). \qquad (18)$$

از آنجا که ***SNR*** ورودی تحت تـاثیر شـبکه ی تطبیـق بهینـه نیسـت، کـم کـردن ***NF*** معـادل افـزایش ***SNR***خروجی در معدله ۱۶ است.بنابر این هدف در طراحی شبکه ی تطبیق ***LNA*** همان طراحی $X_a(\omega)$ و $B_b(\omega)$ است .

۶. تطبیق بهینه : *Optimal LNA Matching*

راکتانس $X_a(\omega)$ و سوسپتانس $B_b(\omega)$ که ***SNR*** خروجی را به حد ماکزیمم می رسانند توسط انتگرال نامعین معادله ی *16* نسبت به ***Xa(w)*** و $B_b(\omega)$ به دست می آیند. برای این کارحاصل را مساوی با صفر قرار می دهند و ***Xa(w)*** و $B_b(\omega)$ را به دست می آورند.

بسته به شرایط کاری ممکن است *2* نتیجه به دست آید:

الف) اگر $S_{i_{gu}}(\omega)R_s^2(\omega)g_m^2 \geq S_{i_d}$

و $B_b(\omega)$ حد مطلوب ما هستند که به عنوان $X_{a,\text{opt}}(\omega)$ و $B_{b,\text{opt}}(\omega)$ تعریف می شوند و توسط معادلات زیر به دست می آیند:

$$X_{a,\text{opt}}(\omega) = 0, \tag{19}$$
$$B_{b,\text{opt}}(\omega) = -B_c(\omega). \tag{20}$$

ب)اگر $S_{i_{gu}}(\omega)R_s^2(\omega)g_m^2 < S_{i_d}(\omega)$

که نوعی شرایط کاری است، $X_{a,\text{opt}}(\omega)$ و $B_{b,\text{opt}}(\omega)$ برابر با مقادیر زیر هستند:

$$X_{a,\text{opt}}(\omega) = \pm\sqrt{R_s(\omega)(\sqrt{1/\Gamma(\omega)} - R_s(\omega))} \tag{21}$$
$$B_{b,\text{opt}}(\omega) = \pm\sqrt{\frac{\Gamma(\omega)}{R_s(\omega)}(\sqrt{1/\Gamma(\omega)} - R_s(\omega))} - B_c(\omega) \tag{22}$$

که در آن $\Gamma(\omega)$ نسبت ناهمبسته ی نویز گیت به هنجار شده ی نویز درین است و توسط معادله زیر بـه دست می آید:

$$\Gamma(\omega) = \frac{S_{i_{gu}}(\omega)}{S_{i_d}(\omega)/g_m^2} = \frac{\delta}{5\gamma}\frac{g_m^2}{g_{d0}^2}(1-|c|^2)(\omega C_{gs})^2. \tag{23}$$

در معادلات *21* و*22* دو حالت برای حل بهینه ی تطبیق وجود دارد که بـا علامـت هـای +و- نشـان داده شده اند و حاصل هر دوی آنها همان حداقل نویز فیگـر اسـت. راکتـانس $X_{a,\mathrm{opt}}(\omega)$ و سوسـپتانس $B_{b,\mathrm{opt}}(\omega)$ به دست آورده شده از معادلات *19*و*20*(یا معادلات *21*و*22*) مجموع نویز خروجی را توسط انتخاب مناسب بهره ی ولتاژ در شبکه ی تطبیق و همچنین اسـتفاده از ارتبـاط بـین $i_g(t)$ و $i_d(t)$ بـه حداقل می رسانند.

از این شرط کاری مطابق با شبکه ی تطبیق در معادلات *19* و *20* وقتی کـه $i_{\mathrm{gu}}(t)$ نسـبت بـه $i_d(t)$ بزرگتر می باشد شرط را بیان میکنند.

اولین جمله ی طرف راست معادله ی *17* نسبت به دومین جمله بزرگتر اسـت. راه حـل بهینـه بـرای مینیمم کردن اثر $i_{\mathrm{gu}}(t)$ بوسیله ی جایگـذاری $X_{a,\mathrm{opt}}(\omega) = 0$ و اسـتفاده از $B_{b,\mathrm{opt}}(\omega)$ فقـط بـرای استفاده از رابطه ی بین $i_g(t)$ و $i_d(t)$ قابل حل است. به هر حال وقتی $i_d(t)$ نسبت به $i_{\mathrm{gu}}(t)$ بزرگتـر است از اولین شرط کاری استفاده می کنیم، که برای دومین شرط کاری باید با هم برابر باشند.

شبکه ی تطبیق بهینه ی به دست آورده شده از معادلات *21*و*22* اجازه می دهد تا $i_{\mathrm{gu}}(t)$ فزونی یابد تا بهترین استفاده از رابطه ی بین $i_g(t)$ و $i_d(t)$ به دست آید.

شبکه ی تطبیق بهینه ، افت را در ***SNR*** خروجی در هر فرکانسی که باشد به حـداقل مـی رسـاند.و بـه همین دلیل از سیگنال دریافتی و مزاحمت پهنای باند کم مستقل می شوند.

در یک شبکه ی تطبیق واقعی با دستور کار ثابـت و معـین بـه هـر حـال طراحـی $X_a(\omega)$ و $B_b(\omega)$ بـا راکتانس و سوسپتانس اختیاری که در شبکه ی تطبیق بهینه فرض می شود، عموما ممکن نیست.

شبکه ی تطبیق به عنوان یک تابع عمل می کند که هم پالس سیگنال و هم مزاحم پهنـای بانـد کـم را انتقال می دهد.

شبکه ی تطبیق بهینه سبب کاهش افت ***SNR*** خروجی که ناشی از اضافه شدن نویز در تمام فرکانس هـا است، می شود اما در یک شبکه ی تطبیـق واقعـی بـا سـاختار پایـدار و ثابـت بـرای طراحـی $X_a(\omega)$ و $B_b(\omega)$ باراکتانس و سوپستانس که مقادیر آن ها با فرضـی بهینـه بـودن شـبکه اسـت، در حالـت کلـی طراحی چنین شبکه ای غیر ممکن است.

۷. تطبیق نسبتاً بهینه: *Suboptimal LNA Matching*

پس از پی بی بردن به این نکته که طراحی شبکه ای تطبیق بهینه محلاً غیر ممکن است. نوبت به طرحی ابتکاری برای شبکه ی تطبیق نسبتاً بهینه ولی عملی می رسد.

در ابتدا ساختاری برای شبکه ی تطبیق نسبتاً بهینه که بر مبنای پاسخ فرکانسی $X_a(\omega)$ و $B_b(\omega)$ است انتخاب می شود.

سپس مقادیر خازن و القا گر در ساختار انتخاب شده طوری در نظر گرفته می شوند که ***SNR*** خروجی معادله ی *16* ماکزیمم شود که این امر توسط تکنیک های بهینه سازی عددی صورت می گیرد. شرح مفصل این طراحی همراه با مثال در منبع *(1)* موجود است.

۸. بحث و نتیجه

۸-۱. تداخل باند باریک

UWB (***Ultra wide band***) رادیویی باید با سیستم های رادیویی باند باریک زیادی هم زیستی داشته باشد! به طور ایده آل طراحی ***LNA*** در ***UWB*** باید به گونه ای بهینه شده باشد که اثر این سیستم های رادیویی را نیز در نظر بگیرد ، که این سیستم ها با عنوان تداخل باند باریک مطرح می شوند. در عمل طیف این تداخل ها از قبل برای ما معلوم نیست که این امر سبب می شود بهینه سازی طراحی مشکل شود . میزان تأثیر شبکه ی تطبیق پیشنهادی به هر حال بستگی به حساسیت آن نسبت به این تداخل ها دارد.

در تداخل باند باریک فرض شده است که این تداخل دارای طیف ***Brichwall*** است که ۵۰***db*** از حداقل نویز ورودی بیشتر است.

در یک آنالیز نه چندان خوب ما فرض کرده ایم که تداخل در فرکانسی مطابق پیک طیف سیگنال ورودی است . در شکل *12* کاهش ***SNR*** دو ***LNA*** تقریبی و ***LNA*** دقیق بر حسب تابعی از اشباع گیت ρ برای مقادیر مختلف ρ_0 رسم شده است .

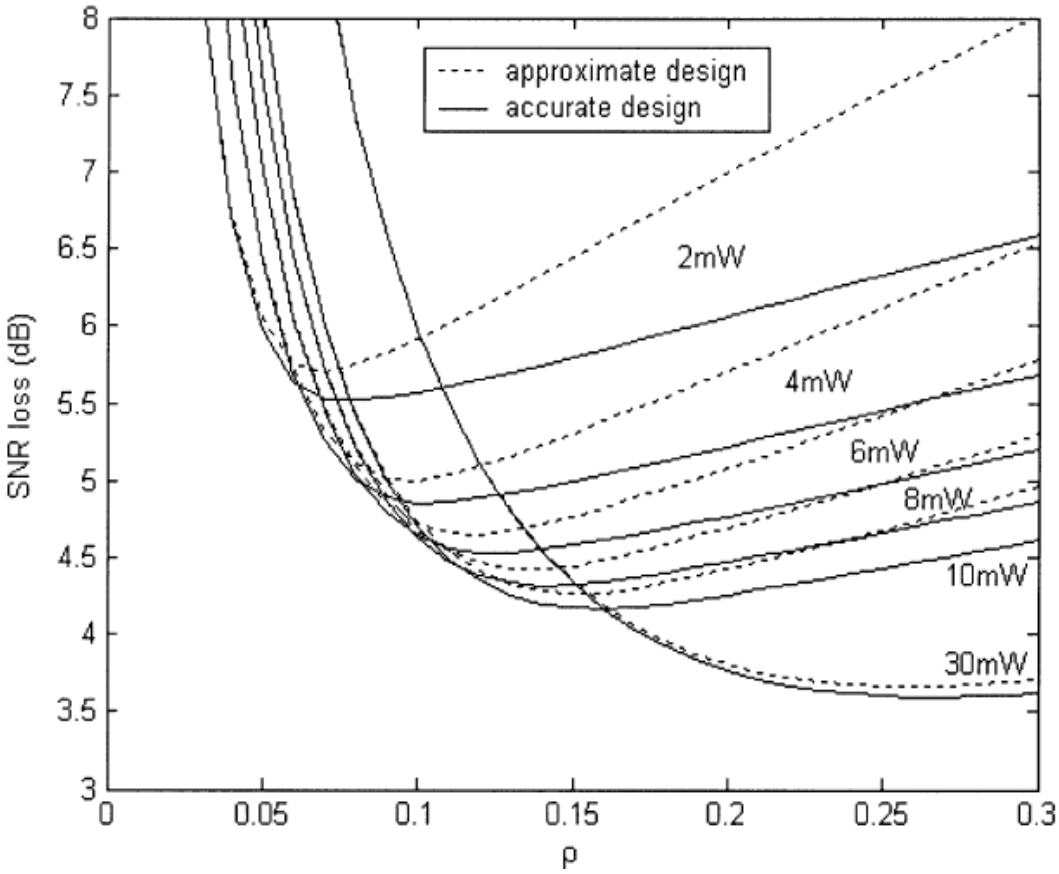


Fig. 12. Contours of SNR loss for approximate and accurate LNA.

فرض شده است که پهنای باند تداخل 10% بهنای باند پالس گاوسی انتقال یافته است . تفاوت ***NF*** بین ***LNA*** تقریبی و ***LNA*** دقیق بستگی به ρ دارد. از آن جایی که دریافت کننده هیچ گونه اطلاع قبلی از تداخل ندارد ρ برای ***LNA*** تقریبی باید به گونه ای تنظیم شود که ***NF*** را در حالتی که تداخل وجود ندارد ، حداقل کند. پس از این ***LNA*** تقریبی دارای تلفات کمتر از ***db***۰/۲

TABLE I
LNA NOISE MATCHING DESIGN EXAMPLE WITH POWER CONSTRAINT OF $P_o = 8$ mW

Design Type	Design Parameters	Value
MOS Transistor	Width (μm)	64x5
	Vgs (mV)	715
	Computed gm (mS)	56.1
	Simulated gm (mS)	50.5
Narrowband Matching Network	La (nH)	4.5
	Cb (fF)	914
	Computed G (dB)	11.38
	Simulated G (dB)	10.87
	NF (dB)	1.61
Suboptimal Wideband Matching Network	La (nH)	3.2
	Cb (fF)	914
	Computed G (dB)	10.29
	Simulated G (dB)	9.75
	NF (dB)	2.87
Optimal Wideband Matching Network	Computed G (dB)	15.1
	NF (dB)	1.4

در مقایسه با ***LNA*** دقیق است . این افت ناچیز عملکرد با توجه به تقریبی که برای شبکه ی تطبیق نسبتاً بهینه به جای شبکه ی تطبیق بهینه زده شد *(* که وابسته به تداخل نیست*)* شکفت آور نیست . شکاف بین دو ***LNA*** فوق ذکر که در شکل مشاهده می شود را می توان با به کارگیری ساختار شبکه ی تطبیق که تقریب بهتری از شبکه ی تطبیق بهینه داشته باشد ، کمتر کرد.

۹. نتیجه گیری نهایی:

در سیستم های ***UWB*** به دلیل مشکل تعریف ***SNR*** در مقایسه با سیستم های باند باریک ، استفاده از عملکرد متریک ***NF*** مسئله ی پیچیده است.

برای این که نویز فیگر یک ***LNA*** دارای متریک معنی داری در رسیور ***UWB*** باشد، ***SNR*** باید پس از فرآیند دیکد کردن دیجیتال احتمالی عملکرد قابل دسترسی تا عملکرد مناسب را بسنجد.

بنابراین ***SNR*** باید به عنوان ***MFB*** تعریف شود که این امر در سیستم های انتقال دیتا محدودیت دیگری به حساب می آید . با تعریف ***SNR*** به عنوان ***MFB*** ،نویز فیگر درجه ی افت عملکرد دست یافتنی رسیور (که از خود ***LNA*** سبب شده است)را اندازه می گیرد.

تعریف فوق الذکر برای ***NF*** باعث پیشرفت طراحی ***LNA*** می شود که دارای ***NF*** کمتری است و حداقل کردن ***NF*** معادل ماکزیمم شدن ***SNR*** خروجی می شود زیرا ***SNR*** ورودی تحت تأثیر شبکه ی تطبیق نیست.

شبکه ی تطبیق شامل دو راکتانس می شود که یکی به طور سری و دیگری به طور موازی به تقویت کننده ی ***MOS*** متصل شده است.

مشکل شبکه ی تطبیق بهینه ای که نویز فیگر را حداقل کند با ***SNR*** تعریف شده بر طبق ***MFB*** حل شده است. هنگامی که ورودی تک آهنگ فرض شود شبکه ی تطبیق بهینه ی پیشنهاد شده به شبکه ی تطبیق بهینه ی مربوط به ***LNA*** باند باریک ساده می شود ، مقدار نویز فیگر مربوطه نیز معادل می شود . از آن جا که طراحی یک شبکه ی تطبیق بهینه مشکل است از یک طرح ابتکاری نسبتاً بهینه ولی عملی استفاده می شود.

یک شبکه ی تطبیق نسبتاً بهینه ی ساده شامل یک القاگر به طور سری و یک خازن به طور موازی متصل به تقویت کننده ی ***MOS*** است . البته چنین شبکه ی تطبیقی ساده ای به طور قابل قبولی خوب کار می کند و عملکرد آن را می توان با به کارگیری ساختارهای پیچیده و متفاوت به عملکرد یک شبکه ی تطبیق بهینه نزدیک تر کرد.

برای این که نویز فیگر یک ***LNA*** دارای متریک معناداری در گیرنده ی ***UWB*** باشد ، ***SNR*** در خروجی و ورودی ***LNA*** باید بتواند پس از فرآیند دیکد کردن دیجیتال عملکرد قابل دسترسی را تعیین کند.

بنابراین ما ***SNR*** را به عنوان تعین فیلتر تطبیق بیان می کنیم که سبب محدودیت دیگری در سیستم های انتقال دیتا می شود.

۱۰. منابع

1)http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=/iel5/7897/21767/01010736.pdf

2)http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/login.jsp?url=/iel5/8919/28986/01304964.pdf

3) http://en.wikipedia.org/wiki/Low-noise_amplifier#column-one

4) http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3169.pdf

5) http://www.maxim-ic.com/an3642

6) www.agilent.com/semiconductors

7)http://www.educatorscorner.com/experiments/pdfs/exp98/exp98tech.pdf