

# ノイズ指数を最適化するLNAマッチング技法

RFアンプは、弱い信号を増幅する能動回路で、受信機における信号処理の最初に置かれます。受信回路の増幅機能は、システムのRF段とIF段に分散されています。理想的なアンプでは、必要な信号の振幅が増幅されるだけで歪みやノイズは増えません。しかし残念ながら、現実のアンプでは、歪みやノイズが増えてしまいます。受信機全体のノイズ指数をもっとも大きく左右するのは、アンテナの次に来る初段アンプです。最初に信号を増幅しておけば、後段のノイズの多い回路によるノイズの影響を抑えることができます。

## アンプのノイズ指数

回路で発生するノイズの影響を検討するために、ノイズのない回路と外部ノイズソースの組み合わせによって、ノイズの多い回路をモデル化してみましょう。内部にノイズソースを持つ、ノイズの多い2端子ネットワーク(図1a)において、ノイズソースの影響は、入力端子と出力端子に直列接続された $V_{n1}$ と $V_{n2}$ という外部ノイズ電圧ソースによって表すことができます(図1b)。 $V_{n1}$ と $V_{n2}$ は、回路端子において、内部ノイズソースと同じノイズ電圧を発生するものとします。 $V_{n1}$ と $V_{n2}$ の値は、式1と式2によって算出できます。図1bにおいて、ノイズのない2端子ネットワークをZというパラメータで表すと、以下の式が成立します。

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + V_{n1} \quad (\text{式1})$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + V_{n2} \quad (\text{式2})$$

式1と式2から、 $V_{n1}$ と $V_{n2}$ の値は、ノイズの多い2端子ネットワークに対する無負荷測定によって求められることが分かります。入出力端子がいずれも開放されると( $I_1 = I_2 = 0$ )、式3と式4が成立し、

$$V_{n1} = V_1 | I_1 = I_2 = 0 \quad (\text{式3})$$

$$V_{n2} = V_2 | I_1 = I_2 = 0 \quad (\text{式4})$$

その結果、 $V_{n1}$ と $V_{n2}$ は、無負荷電圧に等しくなるからです。

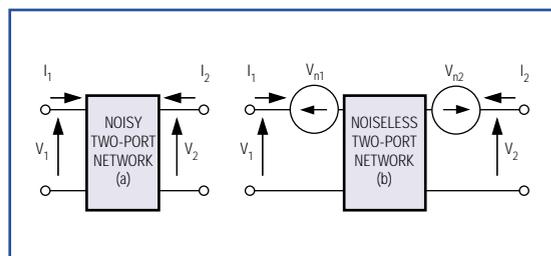


図1. ノイズの多い2端子ネットワーク(a)は、ノイズのない2端子ネットワーク(b)と $V_{n1}$ と $V_{n2}$ という外部ノイズ電圧ソースによって表すことができます。

ノイズの多い2端子ネットワークを表現するもう一つの方法として、 $I_{n1}$ と $I_{n2}$ という外部電流ノイズソースを使う形が考えられます(図2)。この時、ノイズのない2端子ネットワークについて、以下の式5と式6が成立します。

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + I_{n1} \quad (\text{式5})$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + I_{n2} \quad (\text{式6})$$

図2における $I_{n1}$ と $I_{n2}$ の値は、式7と式8からわかるように、ノイズの多い2端子ネットワークの短絡測定によって求めることができます。

$$I_{n1} = I_1 | V_1 = V_2 = 0 \quad (\text{式7})$$

$$I_{n2} = I_2 | V_1 = V_2 = 0 \quad (\text{式8})$$

ノイズの多い2端子ネットワークについては、図1bや図2以外にも、さまざまなモデルがあります。ノイズ解析で便利な方法は、ネットワークの入力側だけにノイズソースを置く形式です(図3)。

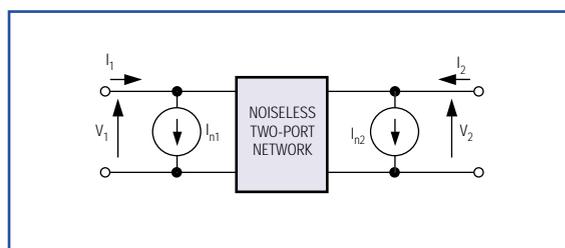


図2. ノイズの多い2端子ネットワークは、ノイズのない2端子ネットワークと $I_{n1}$ と $I_{n2}$ という外部ノイズ電流ソースによっても表すことができます。

図3に示すノイズのない2端子ネットワークは、ABCDという4つのパラメータを使えば、式9と式10で表すことができます。

$$V_1 = AV_2 + B(-I_2) + V_n \quad (式9)$$

$$I_1 = CV_2 + D(-I_2) + I_n \quad (式10)$$

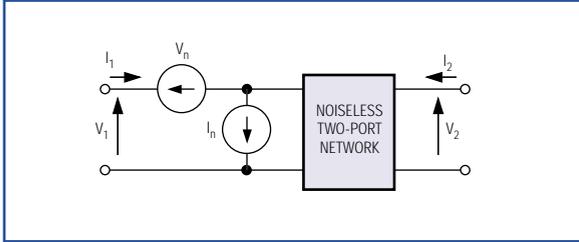


図3. ノイズの多い2端子ネットワークは、ノイズのない2端子ネットワークと入力側に接続した $V_n$ と $I_n$ という外部ノイズソースによっても表すことができます。

式9と式10から、無負荷時や短絡時の測定結果からでは、図3の $V_n$ と $I_n$ は簡単に求めることができないことがわかります。しかし、実用上は $V_n$ と $I_n$ の値を図1bのノイズ電圧である $V_{n1}$ と $V_{n2}$ (無負荷測定によって計測することができます)で表すことが可能です。図3のノイズソース、 $V_n$ と $I_n$ と、図1bのノイズソース、 $V_{n1}$ と $V_{n2}$ の関係は、以下の操作により導くことができます。図3に示すノイズのない2端子ネットワークをZパラメータで表すと、以下の式が成立します。

$$V_1 = Z_{11}(I_1 - I_n) + Z_{12}I_2 + V_n = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + (V_n - Z_{11}I_n) \quad (式11)$$

$$V_2 = Z_{21}(I_1 - I_n) + Z_{22}I_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 - Z_{21}I_n \quad (式12)$$

式1と式2を式11と式12と比較すると、以下の式が導かれます。

$$V_{n1} = V_n - Z_{11}I_n \quad (式13)$$

$$V_{n2} = -Z_{21}I_n \quad (式14)$$

この式13と式14を $V_n$ と $I_n$ について解きます。

$$V_n = V_{n1} - \left(\frac{Z_{11}}{Z_{21}}\right)I_{n2} \quad (式15)$$

$$I_n = -\left(\frac{V_{n2}}{Z_{21}}\right) \quad (式16)$$

$V_n$ と $I_n$ について、図2のノイズソース、 $I_{n1}$ と $I_{n2}$ との関係を求めることも可能です。この場合、以下の式を容易に導くことができます。

$$V_n = -\left(\frac{I_{n2}}{Y_{21}}\right) \quad (式17)$$

これらの式が意味するのは、

$$I_n = I_{n1} - \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}}\right)I_{n2} \quad (式18)$$

図4に示すように、ノイズの多い2端子ネットワークのソースは、 $Y_s$ というアドミタンスを持つ電流ソースによって表すことができます。このソースで発生するノイズは、2端子ネットワークで発生するノイズと相関関係を持ちません。そのため、ノイズ電力は、ノイズのないアンプの入力端子における短絡回路電流の2乗平均( $\overline{I_{sc}^2}$ )に比例し、ソースから発生するノイズのみの電力はソース電流の2乗平均( $\overline{I_s^2}$ )に比例します。よって、ノイズ指数Fは次式で表されます。

$$F = \frac{\overline{I_{sc}^2}}{\overline{I_s^2}} \quad (式19)$$

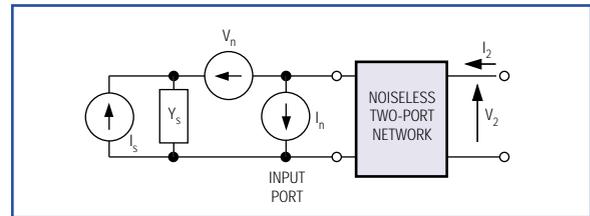


図4. このノイズモデルから、アンプ雑音指数が算出できます。

$I_{sc} = -I_s + I_n + V_n Y_s$ であるため、 $I_{sc}$ の2乗平均は式20で与えられます。

$$\overline{I_{sc}^2} = \overline{(-I_s + I_n + V_n Y_s)^2} = \overline{I_s^2} + \overline{(I_n + V_n Y_s)^2} - 2\overline{I_s(I_n + V_n Y_s)} \quad (式20)$$

ソースで発生するノイズは、2端子ネットワークで発生するノイズと相関関係を持たないことから、

$$\overline{I_s(I_n + V_n Y_s)} = 0 \quad (式21)$$

が成立し、式20は次式のように整理できます。

$$\overline{I_{sc}^2} = \overline{I_s^2} + \overline{(I_n + V_n Y_s)^2} \quad (式22)$$

式20を式19に代入すると、

$$F = 1 + \frac{\overline{(I_n + V_n Y_s)^2}}{\overline{I_s^2}} \quad (式23)$$

が得られます。

一方、 $V_n$ と $I_n$ には何らかの相関関係があります。つまり、 $I_n$ は、 $V_n$ との相関関係がない項( $I_{nu}$ )と $V_n$ と相関関係のある項( $I_{nc}$ )の和として表すことができます。

$$I_n = I_{nu} + I_{nc} \quad (式24)$$

さらに、 $I_{nu}$ と $V_n$ は、以下のように、相関アドミタンス、 $Y_c$ によって関係づけることができます。

$$I_{nc} = Y_c V_n \quad (式25)$$

$Y_c$ は、回路が現実を持つアドミタンスでなく、式25がその定義となります。このアドミタンスを計算するためには、まず、式24を変形し、

$$I_n = I_{nu} + Y_c V_n \quad (式26)$$

とした上で、式26に $V_n^*$ をかけてその平均を取り、 $\overline{I_{nu} V_n^*} = 0$ であることを考慮して、次式を得ます。

$$\overline{I_n V_n^*} = Y_c \overline{V_n^2} \quad \text{又は} \quad Y_c = \frac{\overline{V_n^* I_n}}{\overline{V_n^2}} \quad (式27)$$

式26を式23に代入すると、 $F$ を表す次式が得られます。

$$F = 1 + \frac{(\overline{I_{nu}} + (Y_c + Y_s) \overline{V_n})^2}{\overline{I_s^2}} \quad (式28)$$

ソースで発生するノイズは、ソースのコンダクタンスとの間に次式で表される関係があります。

$$\overline{I_s^2} = 4kT_0 G_s B \quad (式29)$$

ただし、 $G_s = \text{Re}[Y_s]$ です。ノイズ電圧は、等価ノイズ抵抗 $R_n$ を使って表すことができます。

$$\overline{V_n^2} = 4kT_0 R_n B \quad (式30)$$

また、相関関係のないノイズ電流項は、等価ノイズコンダクタンス $G_u$ を使って表すことができます。

$$\overline{I_{nu}^2} = 4kT_0 G_u B \quad (式31)$$

式29と式30、式31を式28に代入し、

$$Y_c = G_c + jB_c \quad (式32)$$

$$Y_s = G_s + jB_s \quad (式33)$$

とすると、次式が得られます。

$$F = 1 + \frac{4kT_0 G_u B + |G_s + jB_s + G_c + jB_c|^2 4kT_0 R_n B}{4kT_0 G_s B} = 1 + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s + G_c)^2 + (B_s + B_c)^2] \quad (式34)$$

$Y_s$ を適切に設定すれば、ノイズ指数を最小限に抑えることができます。式34から、

$$B_s = -B_c \quad (式35)$$

とすれば $F$ を低減できることがわかります。従って、式34から、次式が得られます。

$$F_{B_s = -B_c} = 1 + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} (G_s + G_c)^2 \quad (式36)$$

とすれば、式34に対する $G_s$ の影響を最小にすることができます。

$$\frac{dF_{B_s = -B_c}}{dG_s} = 0 \quad (式37)$$

この時、次式が成立します。

$$\frac{dF_{B_s = -B_c}}{dG_s} = -\frac{G_u}{G_s^2} + R_n \frac{(2G_s(G_s + G_c) - (G_s + G_c)^2)}{G_s^3} = 0 \quad (式38)$$

これを $G_s$ について解くと、

$$G_s = \sqrt{G_c^2 + \frac{G_u}{R_n}} \quad (式39)$$

となります。式39及び35の $G_s$ と $B_s$ から、最小の(最適な)ノイズ指数を与えるソースのアドミタンスが得られます。このソースアドミタンスの最適値は、通常、 $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$ と表されます。つまり、

$$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt} = \sqrt{G_c^2 + \frac{G_u}{R_n}} - jB_c \quad (式40)$$

式36から、最小ノイズ指数である $F_{min}$ が以下の式で求められることがわかります。

$$F_{min} = F \Big|_{Y_s = Y_{opt}} = 1 + \frac{G_u}{G_{opt}} + \frac{R_n}{G_{opt}} (G_{opt} + G_c)^2 \quad (式41)$$

式39を $G_u/G_{opt}$ について解き、結果を式41に代入すると、次式が得られます。

$$F_{min} = 1 + R_n \left( G_{opt} - \frac{G_c^2}{G_{opt}} \right) + \frac{R_n}{G_{opt}} (G_{opt}^2 + 2G_{opt}G_c + G_c^2) = 1 + 2R_n (G_{opt} + G_c) \quad (式42)$$

式42を使うと、式34は以下のように書き換えられます。

$$F = F_{min} - 2R_n (G_c + G_{opt}) + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s + G_c)^2 + (B_s - B_{opt})^2] \quad (式43)$$

式39を $G_u$ について解き、結果を式43に代入・整理すると、 $F$ を表す式は以下のように簡単になります。

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left[ (G_s - G_{\text{opt}})^2 + (B_s - B_{\text{opt}})^2 \right] \quad (\text{式44})$$

式44から、 $F$ は、 $Y_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}$ と $F_{\min}$ に依存することがわかります。これらの値が求められれば、任意のソースアドミタンス $Y_s$ に対して、そのノイズ指数 $F$ を求めることが可能になります。上式はまた、以下のように書くこともできます。

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |y_s - y_{\text{opt}}|^2 = F_{\min} + \frac{m}{\text{Real}(y_s)} |Y_s - Y_{\text{opt}}|^2 \quad (\text{式45})$$

ただし、 $m = R_n/Z_0$ は正規化ノイズ抵抗、 $y_s = Y_s Z_0$ は正規化ソースアドミタンスとします。よって、

$$y_s = \frac{Y_s}{Y_0} = \frac{G_s + jB_s}{Y_0} = g_s + jb_s \quad (\text{式46})$$

$y_{\text{opt}}$ を最適ソースアドミタンスを正規化した値で次式が表されます。

$$y_{\text{opt}} = \frac{Y_{\text{opt}}}{Y_0} = \frac{G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}}{Y_0} = g_{\text{opt}} + jb_{\text{opt}} \quad (\text{式47})$$

$y_s$ と $y_{\text{opt}}$ というアドミタンスは、反射係数を使って以下のように表現することができます。

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \longleftrightarrow \Gamma_s = \frac{1 - y_s}{1 + y_s}$$

$$y_{\text{opt}} = \frac{1 - \Gamma_{\text{opt}}}{1 + \Gamma_{\text{opt}}} \longleftrightarrow \Gamma_{\text{opt}} = \frac{1 - y_{\text{opt}}}{1 + y_{\text{opt}}} \quad (\text{式48})$$

反射係数を使って $y_s$ と $y_{\text{opt}}$ を表現すると、ノイズ指数(式45)を反射係数の関数として求められるようになります。こうして得られる表現形式は、工業用LNAアプリケーション向きです。理由は、Sパラメータと最適反射係数 $G_{\text{opt}}$ に対する周波数の関係としてLNA特性を示すデータシートが多いからです。

$$F = F_{\min} + 4r_n \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (\text{式49})$$

ノイズ指数(式49の $F$ )を円の関数として表現すると、スミスチャートを利用して、あるアプリケーションにおけるノイズ指数を最適化するマッチング回路定数を求めることができます。

$$\frac{F - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)}$$

$$N = \frac{F - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 \quad \text{とおくと} \quad N = \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)}$$

$$N = \frac{|\Gamma_s|^2 - 2\Gamma_s \Gamma_{\text{opt}} + |\Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)}$$

$$N(1 - |\Gamma_s|^2) = |\Gamma_s|^2 - 2\Gamma_s \Gamma_{\text{opt}} + |\Gamma_{\text{opt}}|^2$$

$$(1 + N)|\Gamma_s|^2 = N + 2\Gamma_s \Gamma_{\text{opt}} - |\Gamma_{\text{opt}}|^2$$

$$|\Gamma_s|^2 = \frac{N}{(1 + N)} + \frac{2\Gamma_s \Gamma_{\text{opt}}}{(1 + N)} - \frac{|\Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 + N)}$$

$$|\Gamma_s|^2 - \frac{2\Gamma_s \Gamma_{\text{opt}}}{(1 + N)} + \frac{|\Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 + N)^2} - \frac{|\Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 + N)^2} = \frac{N}{(1 + N)} - \frac{|\Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 + N)}$$

$$\left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_{\text{opt}}}{(1 + N)} \right|^2 = \frac{1}{(1 + N)^2} \left[ N^2 + N(1 - |\Gamma_{\text{opt}}|^2) \right]$$

(式50)

LNA入力側のマッチングでは、スミスチャート上に以下のノイズ指数円を描きます。

$$\text{中心} : O_N = \frac{\Gamma_{\text{opt}}}{(1 + N)} \left( N = \frac{F - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 \right)$$

(式51)

$$\text{半径} : R_N = \frac{1}{(1 + N)} \sqrt{N^2 + N(1 - |\Gamma_{\text{opt}}|^2)}$$

(式52)

式51と式52を使ってスミスチャート上にノイズ指数円を描くと、LNAのノイズ性能を目に見える形で確認できます。このような方法で、チューニングの結果、実際のノイズ性能がどの程度になるかを見積もることが可能です。

## ノイズ指数を最適化する設計の進め方

2端子ネットワークでは、ノイズ指数によって、ネットワークを流れる信号に追加されるノイズ量を知ることができます。現実の回路では、出力の信号対雑音比(SNR)は入力の値よりも劣化します。ただし、設計段階において、動作点とソース抵抗を適切に設定できれば、各2端子ネットワークで追加されるノイズを最小限に抑えることができます。

すでに、LNAごとに(実は、2端子ネットワークごとに)最適雑音指数というものが存在することを示しました。LNAメーカーの多くは、最適ソース抵抗をデータシートに掲載しています。当社は、MAX2656をはじめとするLNAのデータシートに、最適ソース反射係数を載せています。

アンプのノイズ指数を最低に抑えるためには、まず、使用するデバイスのノイズ指数がもっとも小さくなるソース抵抗とバイアスを(実験あるいはデータシートから)求めます。次に、安定度を損なわない形で、実際の回路におけるソースインピーダンスが最適値と同じに「見える」ようにします。ローレット安定係数(K)が1未満となる回路では(Kは、アンプの安定度を示す性能指数です)、ソースと負荷の反射係数を慎重に選ぶ必要があります。不安定領域は、安定度円を描いてみれば正確に把握できます。

ソースインピーダンスを最適化したら、次は、LNA出力を適切に終端処理できるように最適負荷反射係数( $\Gamma_L$ )を求めます。

$$\Gamma_L = \left[ S_{22} + \frac{S_{21}\Gamma_s S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right]^*, \quad (\text{式53})$$

ただし、 $\Gamma_s$ は、ノイズ指数を最小にするソース反射係数です。(上式についているアスタリスクは、複素量 $\Gamma_L$ の共役を意味します)。

## 応用例

ここまで説明した、LNAのノイズ性能を最適化する理論の実例として、MAX2656(図5)を取り上げましょう。MAX2656は、可変IP3(第3次インターセプトポイント)を持ちます。また、PCS電話用として設計されており、ゲインをロジック制御で選択可能で(高ゲインモードでは14.5dB、低ゲインモードでは0.8dB)、最適ノイズ指数

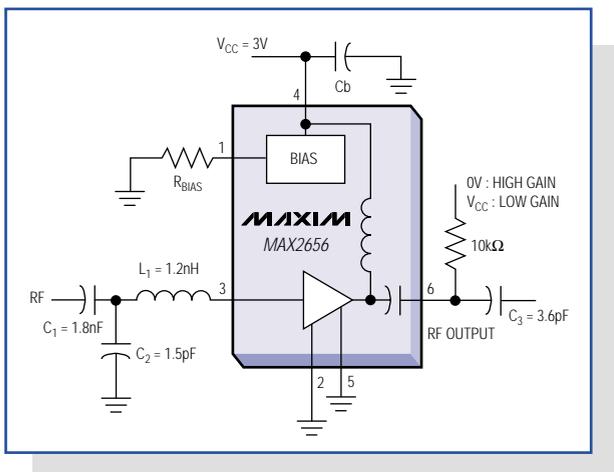


図5. 入力マッチングネットワークの回路定数を含むMAX2656(LNA)の動作回路例です。

は1.9dBです(バイアス抵抗、 $R_{BIAS}$ によります)。MAX2655/MAX2656のIP3は、外付けバイアス抵抗( $R_{BIAS}$ )一つで調整できるため、供給電流を各アプリケーションに最適な値に調整することができます。

図5に示すアプリケーションは、MAX2656 LNAをPCS周波数である1960MHz、ノイズ指数2dB(設計条件)という条件で動作させるものです。終端抵抗は50Ωです。一方、MAX2656データシートに記載されているように、ノイズ指数を最小にする最適バイアス抵抗( $R_{BIAS}$ )は715Ωです。ノイズ指数を最小にする最適ソース反射係数、 $\Gamma_{opt}$ は、動作周波数が1960MHzのアプリケーションでは( $F_{min} = 1.79\text{dB}$ )、

$$\Gamma_{opt} = 0.130/124.48^\circ \quad (\text{式54})$$

ノイズ等価抵抗 $R_N = 43.2336\Omega$ となるソースインピーダンスの時、ノイズ指数は最小になります。

MAX2656 LNAを1960MHzで動作させた時、Sパラメータは以下のようになります(振幅/位相)。

- $S_{11} = 0.588/-118.67^\circ$
- $S_{21} = 4.12/149.05^\circ$
- $S_{12} = 0.03/-167.86^\circ$
- $S_{22} = 0.275/-66.353^\circ$

安定係数は $K = 2.684$ で、あらゆる条件で安定動作するため、この設計をベースに進めて良いことがわかります。図5には、入力マッチングネットワークの設計値を記載してあります。まず、入力マッチング用スミスチャート(青で表示)に、設計仕様で定められた2dB定ノイズ指数円を描きます(図6)。参考に、2.5dB、3dB、3.5dBというノイズ指数に対応する定ノイズ指数円も、点線で描いてあります。

便宜上、ソース反射係数が $\Gamma_s = 0.3/150^\circ$ となる点を2dB定ノイズ指数円上で選びます。正規化された50Ωというソース抵抗を $\Gamma_s$ に変換するためには、2つの数値が必要です。一つは $\Gamma_s A$ という弧で(インピーダンスチャート上で時計方向に軌跡を描く)直列接続したインダクタンスLの値を与えます。もう一つはBOという弧で(アドミタンスチャート上で時計方向に軌跡を描く)シャントコンデンサ $C_1$ の値を与えます。

プロット上で計測すると $\Gamma_s A$ 弧の値は0.3単位なので、 $Z = 50 \times 0.3 = 15\Omega$ となります。よって、 $L_1 = 15/\omega = 15/(2\pi f) = 15/[2\pi \times (1.96 \times 10^9)] = 1.218\text{nH}$ 、これを四捨五入して1.2nHが得られます。BO弧をプロット上で計測すると0.9単位なので、 $1/Y = Z = 50/0.9 = 55.55\Omega$ となります。よって、 $C_2 = 1/(55.55 \times \omega) = 1/(55.55 \times 2\pi f) = 1/[55.55 \times 2\pi \times (1.96 \times 10^9)] = 1.46\text{pF}$ 、これを四捨五入して1.5pFが得られます。

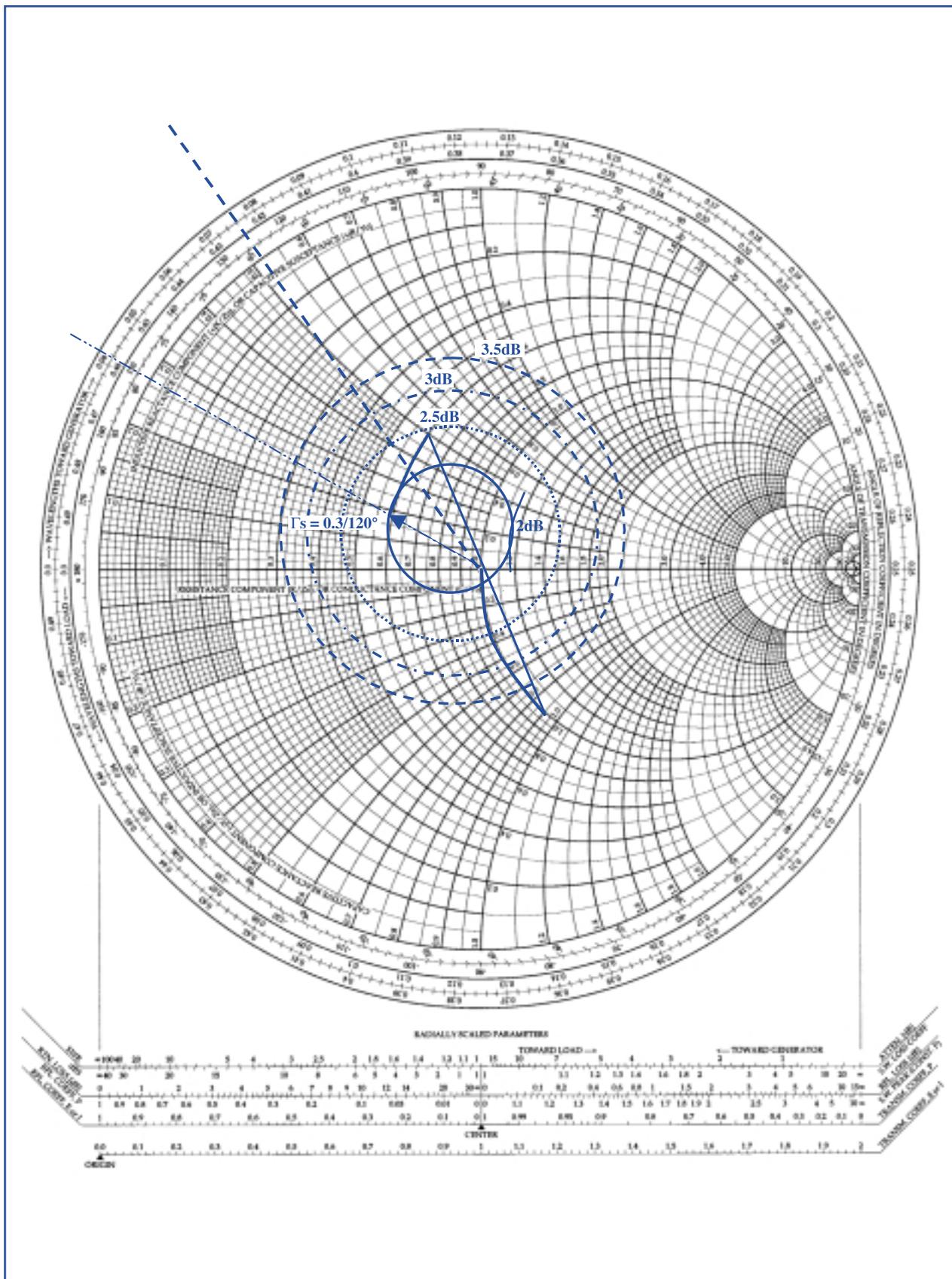


図6. スミスチャート上に実線で描かれた円は、入力マッチングネットワークを接続したMAX2656 PCS LNAにおいて望ましい(最適)ノイズ指数である2dBを表します。

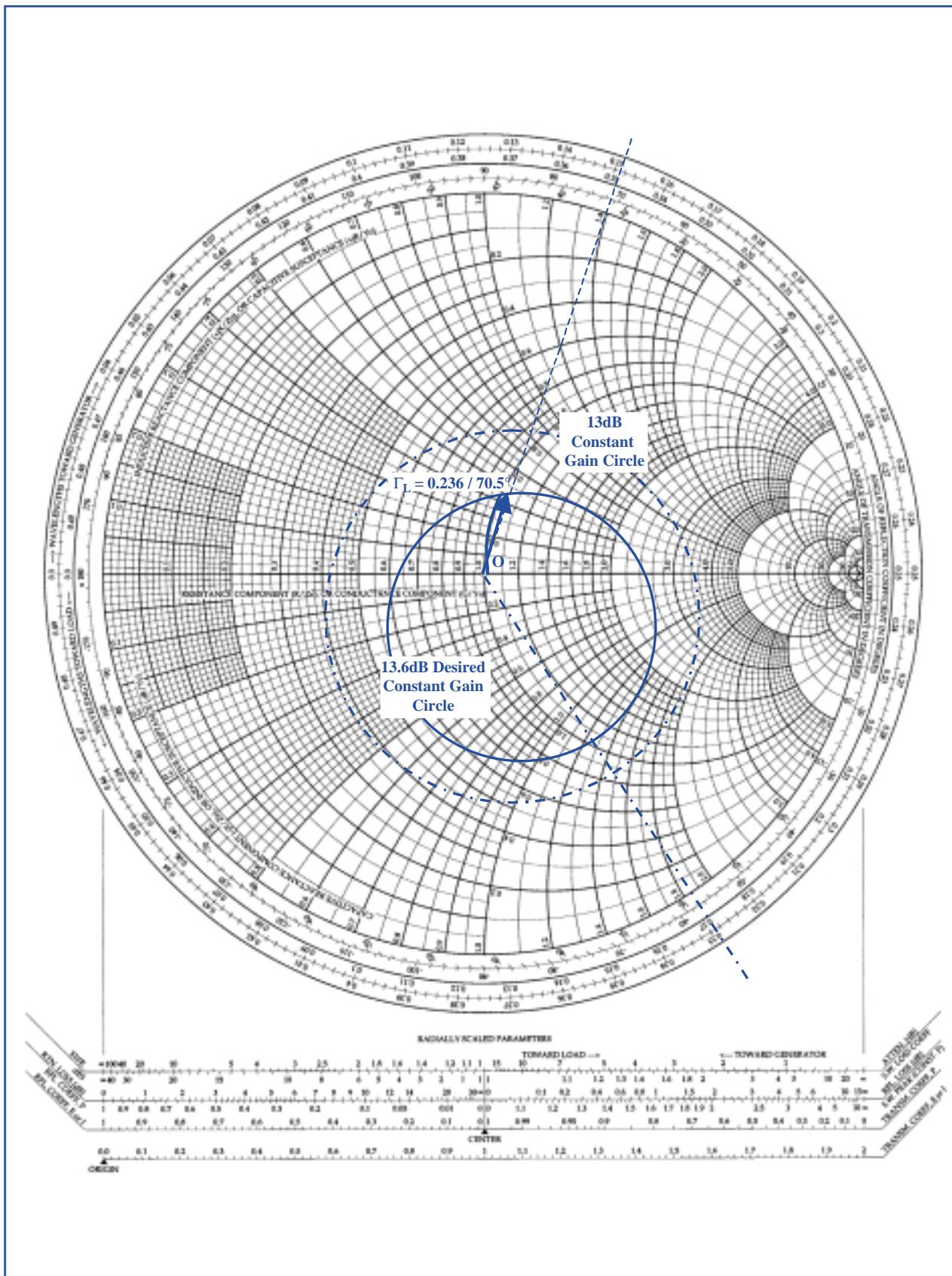


図7. 望ましい(最適)ノイズ指数である2dBとなるように、MAX2656 PCS LNAに出力マッチングを行います。

$C_1$ は単にDC成分を遮断するカップリングコンデンサであり、入力マッチングとは無関係です。上記の $\Gamma_S$ から、LNAの端末処理を適切に行うために必要な負荷反射係数が計算できます。

$$\Gamma_L = \left[ S_{22} + \frac{S_{21}\Gamma_S S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right]^* = 0.236 / 70.5^\circ \quad (\text{式55})$$

この値と正規化した負荷抵抗値をプロットしたのが図7ですが、この図から、50 という負荷を $\Gamma_L$ に変換する方法がわかります。今回の例では、コンデンサー一つを直列に挿入するだけで、必要なインピーダンス変換が行えます。

$O\Gamma_L$ 弧から(インピーダンスチャート上で反時計方向に軌跡を描く)、直列に挿入するコンデンサ、 $C_3$ の容量がわかります。 $O\Gamma_L$ 弧をプロット上で計測すると0.45単位なので、 $Z = 50 \times 0.45 = 22.5$  となります。よって、 $C_3 = 1 / (22.5 \times \omega) = 1 / (22.5 \times 2\pi f) = 1 / [22.5 \times 2\pi \times (1.96 \times 10^9)] = 3.608\text{pF}$ 、これを四捨五入して3.6pFが得られます。

## まとめ

記事で詳説した計算により、図5に示すLNAのノイズ性能を最適化するマッチング回路定数を求めることができました。もちろん、低コストアプリケーションでノイズ性能を最適化しなくてもよい場合には、 $C_3$ を省略し、MAX2656を直接50 Ω負荷に接続してもかまいません。

## 参考文献

1. Gonzalez, Guillermo; Microwave Transistor Amplifiers, Analysis & Design; Second Edition, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey 07458.
2. Bowick, Chris; RF Circuit Designs; Howard W. Sams & Co. Inc., a publishing subsidiary of ITT.