

無損失なフィードバック回路網を用いた低雑音増幅器の解析と設計 Theory of 2-port noise parameter transformation by lossless feedback and its application to LNA design

小野 孝祐[†], 天川 修平[†]

Kosuke Ono[†] and Shuhei Amakawa[†]

[†] 広島大学 先端物質科学研究科

1 概要

ミリ波帯 (30 GHz~300 GHz) のような高周波数領域では動作周波数がトランジスタが増幅器として働く限界の周波数に近いと十分な利得を得ることができない。利得を得るための手段として、フィードバック回路網が用いられる。フィードバック回路網を用いたトランジスタの高利得化についての研究はすでに [1-5] 等で報告されている。しかし雑音については見当の余地がある。そこで本研究ではまず無損失なフィードバック回路網 (雑音を発生させない) が 2 ポート増幅器の雑音パラメータをどのように変換するかを変換式として求めた。求めた雑音パラメータの変換式は series-series フィードバック回路網や shunt-shunt フィードバック回路網といった無損失なフィードバック回路網にも対応している。また、雑音パラメータの変換式をもとに低雑音増幅器の設計チャートを作成した。設計チャートには雑音指数と利得のトレードオフが示されており、所望の利得、雑音指数になるような低雑音増幅器の設計を可能にしている。そのときのソースインピーダンス (アドミッタンス) の値を決定できる設計チャートも作成した。

2 序論

ミリ波帯は高速通信への利用が期待されている。しかしミリ波帯のような高周波数領域では、トランジスタが増幅器として機能する最大の周波数 $f_{\max}$ (図 1) に動作周波数が近くなると、十分な利得を得ることができない場合がある。そこで利得を得るための手段として、フィードバック回路網が用いられる。フィードバック回路網を用いた高利得化に関する研究は [1-5] 等で報告されている。しかし、これらの研究では高利得化についてのみ議論されており雑音については議論されていない。利得と雑音はトレードオフの関係にあるため利得を大きくすると雑音も大きくなってしまふ。そのため、利得と同様に雑音についても研究する必要がある。フィードバック回路網が 2 ポート増幅器の雑音パラメータに与える影響については series-series フィードバック回路網や shunt-shunt フィードバック回路網といった特定の無損失フィードバック回路網ではすでに報告されている [6,7]。本研究ではまず無損失なフィードバック回路網が 2 ポート増幅器の雑音特性に与える影響を解析的に求めた。また、その後フィードバック

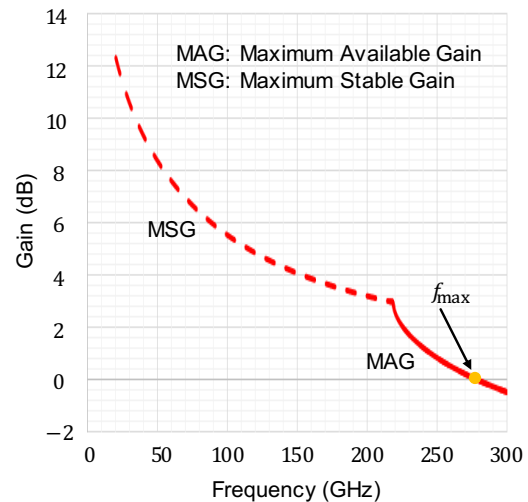


図 1: トランジスタの利得と周波数の関係。トランジスタには増幅器として機能する最大の周波数 $f_{\max}$ が存在する。

ク回路網を使用した低雑音増幅器の設計チャートを作成し、そのチャートを使用した低雑音増幅器の設計法を示した。

3 2 ポート増幅器の雑音パラメータ

図 2 のような雑音のある 2 ポートは図 3 のように入力換算雑音源と雑音のない 2 ポートに分けることができる。図 3 の入力換算雑音源に含まれる雑音電流源と雑音電圧源は少なからず相関している。そこでこの雑音電圧源と雑音電流源を相関のない形式で書き換える。書き換えた回路が図 4 だ。この回路の雑音電圧源と雑音電流源には相関が無い。この図 4 に含まれている雑音電圧源 E_n と雑音電流源 I_{n1} はそれぞれ

$$\langle |E_n|^2 \rangle = 4R_n kT_0 \Delta f$$

$$\langle |I_{n1}|^2 \rangle = 4G_{n1} kT_0 \Delta f$$

を満たす。この雑音電圧源 E_n と雑音電流源 I_{n1} の特性を記述する R_n , G_{n1} , および図 4 中の Y_γ をあわせて雑音パラメータと呼ぶ。 R_n は等価雑音抵抗, G_{n1} は等価雑音コンダクタンス, Y_γ は相関アドミッタンスと呼ばれている。

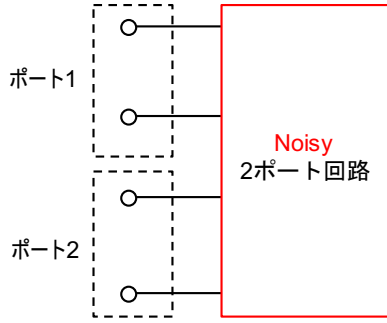


図 2: 雑音を発している 2 ポート.

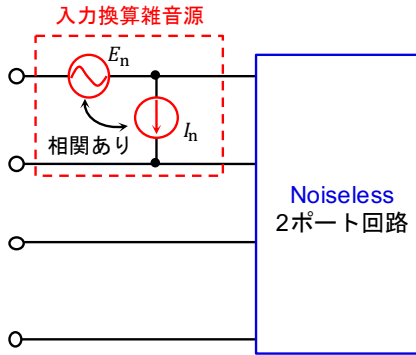


図 3: 図 2 の noisy 2 ポートを入力換算雑音源（相関あり）と noiseless 2 ポートに分けた回路.

4 無損失フィードバック回路網による雑音パラメータの変換式

本研究ではフィードバック増幅器を図 5 のように入力端子対と出力端子対を片側に持ってきた回路で考える. 図 5 中のトランジスタは雑音を発しているので, フィードバック増幅器としても雑音を発している. 図 5 の回路において無損失なフィードバック回路網による雑音パラメータの変換式を求める手順を示す.

1. 図 5 中の noisy トランジスタを雑音源 (1) と noiseless トランジスタに分離する (図 6(a)).
2. 図 5 中の noisy フィードバック増幅器を雑音源 (2) と noiseless フィードバック増幅器に分離する (図 6(b)).
3. 雑音源 (1) と雑音源 (2) の関係式を求める.
4. 雑音パラメータの変換式を求める.

図 6(a) の入力換算雑音源と図 6(b) の入力換算雑音源の違いは無損失フィードバック回路網の有無によるものだ.

この手順で実際に雑音パラメータの変換式を求める. 図 5 中のフィードバック回路網の ABCD パラメータを F , トランジスタの Z パラメータを Z とする. このとき F , Z はそれぞれ 4×4 , 2×2 の正方行列になって

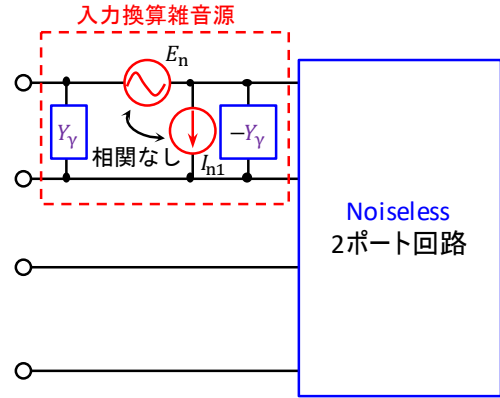


図 4: 図 3 中の入力換算雑音源（相関あり）を入力換算雑音源（相関なし）に等価的に変換した回路.

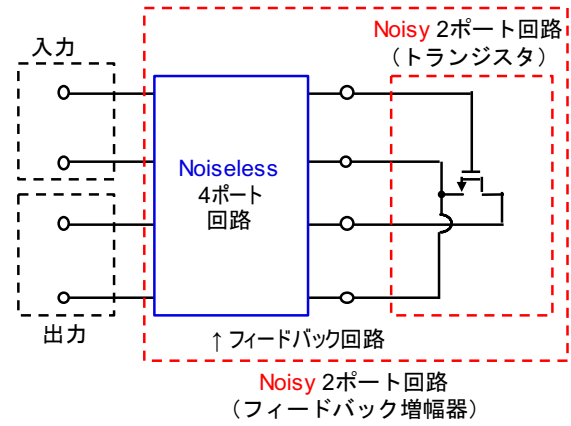


図 5: 無損失フィードバック回路網 (4 ポート) とトランジスタ.

いる.

$$F = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}, \quad Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$$

これらの回路パラメータを用いると雑音パラメータの変換式は,

$$\begin{aligned} R'_n &= |X_{11} + X_{12}Y_\gamma|^2 R_n + |X_{12}|^2 G_{n1} \\ Y'_\gamma &= (X_{21} + X_{22}Y_\gamma)(X_{11} + X_{12}Y_\gamma)^* \frac{R_n}{R'_n} \\ &\quad + X_{12}^* X_{22} \frac{G_{n1}}{R'_n} \\ G'_{n1} &= |X_{21} + X_{22}Y_\gamma|^2 R_n + |X_{22}|^2 G_{n1} - |Y'_\gamma|^2 R'_n \end{aligned}$$

と求められる. このとき行列 X は,

$$\begin{aligned} X &= \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} \\ &= (M_1 - Z'M_2)^{-1} (A - Z'C) (M_1 - ZM_2). \end{aligned}$$

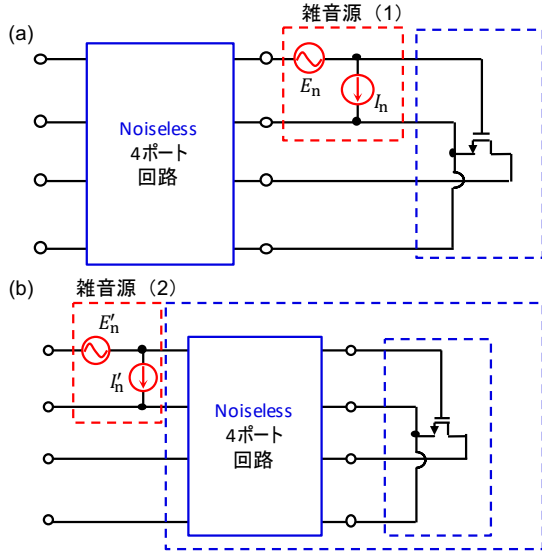


図 6: (a) 図 5 中の noisy トランジスタを雑音源 (1) と noiseless トランジスタで記述した回路. (b) 図 5 中の noisy フィードバック増幅器を雑音源 (2) と noiseless フィードバック増幅器で記述した回路.

また,

$$M_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

本研究で求めた雑音パラメータの変換式を series-series フィードバック回路網や shunt-shunt フィードバック回路網といった構成で実際に計算したところ参考研究 [6] や [7] の計算結果と一致した.

5 雑音パラメータの変換式を用いた設計チャートの作成

雑音パラメータの変換式を使って実際のフィードバック回路網を使用した低雑音増幅器の設計法を考える. 低雑音増幅器の設計手順をここに示す.

1. フィードバック回路網の型を決定する.
2. 雑音パラメータの変換式を利用して設計チャートを作成する.
3. 設計チャートを利用して所望の利得, 雑音指数になるようフィードバック回路網の素子値を決める.
4. 入出力の整合回路を設計する.

4 章で求めた変換式は手順 2, 3, 4 で使用する. 本研究では無損失フィードバック回路網の例として図 7 のようにトランスフィードバック回路網と series-series フィードバック回路網を用いた回路を使用して設計チャートの作成を行った. この回路は先行研究 [3] で有効な回路構成であることが報告されている.

雑音パラメータの変換式を利用して作成した設計チャートが図 8 と図 9 である. 二つの設計チャートはどちら

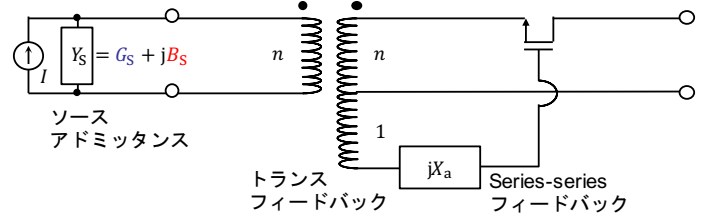


図 7: トランスフィードバック回路網と series-series フィードバック回路網を組み合わせたフィードバック増幅器.

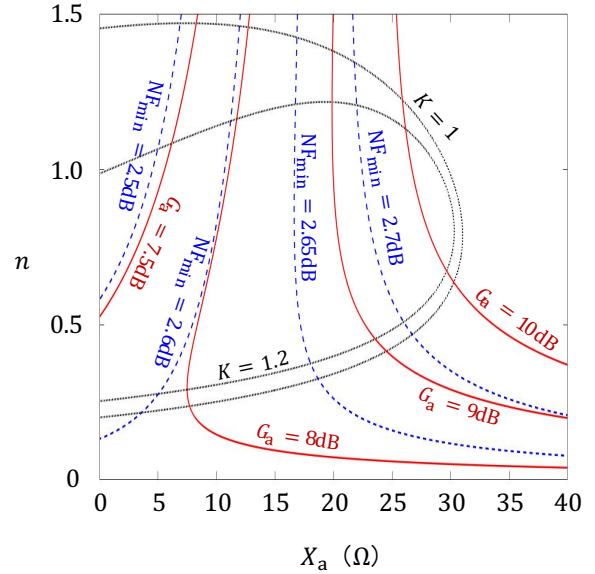


図 8: 図 7 に記されている増幅器の利得と雑音指数の関係を示した設計チャート. 黒い点線は安定係数 K の等高線, 赤い実線は associated gain G_a の等高線, 青い破線は最小雑音指数 NF_{min} の等高線を示す.

とも縦軸にトランスフィードバック回路網の巻き数比 n , 横軸に series-series フィードバック回路網のリアクタンス X_a を使用している.

図 8 には associated gain の等高線, 最小雑音指数の等高線, 安定係数の等高線が描かれている. 右側に行くほど associated gain は大きくなっているが最小雑音指数も大きくなってしまふ. また, 左側に行くほど最小雑音指数は小さくなっているが associated gain も小さくなってしまふ. このことから利得と雑音指数のトレードオフが見て取れる.

図 8 のチャートを使用すると, 所望の利得, 雑音指数になるために必要な素子の組み合わせを求めることができる. しかし, 図 8 だけではソースアドミッタンスの値を求めることができないため, 図 9 のチャートを使用して図 8 でもとめた素子の値から信号源アドミッタンスの値を求めることができる.

6 結論

本研究では無損失なフィードバック回路網による雑音パラメータの変換式を導出した. また, 導出した雑

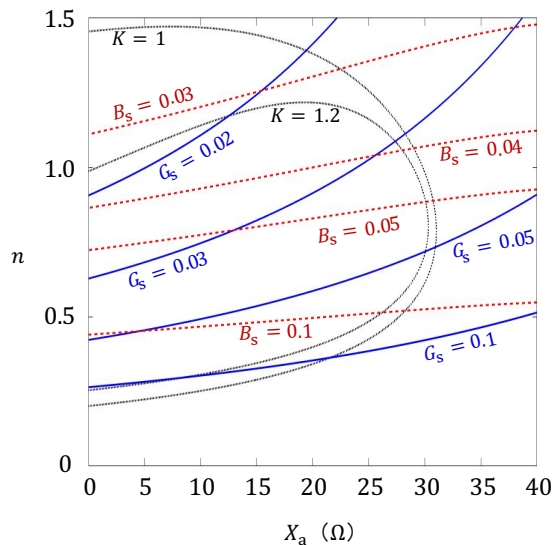


図 9: 図7 中のソースアドミッタンス Y_s を決定する設計チャート。青い実線はソースコンダクタンス G_s の等高線、赤い破線はソースサセプタンス B_s の等高線を示す。

音パラメータの変換式を使って、トランスフィードバック回路網と series-series フィードバック回路網を組み合わせた構成のフィードバック回路網を持つ増幅器の設計チャートを作成した。この設計チャートを使用することで所望の利得と雑音指数になる素子値の決定ができることを示した。同時に必要なソースアドミッタンスの値も決定することができることを示した。課題としては帯域幅を広くすることについての考察を行う。必要がある。また、チップ試作を行い、今回示した設計法の有用性（実際の素子決定に使用できるか等）を検証することも考えている。最後に、今回は無損失という条件で考えたので、有損失な場合についても今後考察を行う。

参考文献

- [1] A. Singhakowinta and A. R. Boothroyd, “Gain capability of two-port amplifiers,” *Int. J. Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 549–560, Nov. 1966.
- [2] S. Amakawa, “Theory of gain and stability of small-signal amplifiers with lossless reciprocal feedback,” *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1184–1186, Mar. 2014.
- [3] S. Amakawa and Y. Ito, “Graphical approach to analysis and design of gain-boosted near- $f_{\max}$ feedback amplifiers,” *European Microwave Conference*, pp. 1039–1042, Oct. 2016.
- [4] H. Bameri and O. Momeni, “A high-gain mm-wave amplifier design: An analytical approach to power gain boosting,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 2, pp. 357–370, Feb. 2017.
- [5] Z. Wang and P. Heydari, “A study of operating condition and design methods to achieve the upper limit of power gain in amplifiers at near- $f_{\max}$ frequencies,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 64, no. 2, pp. 261–271, Feb. 2017.
- [6] S. Iversen, “The effect of feedback on noise figure,” *Proceeding of the IEEE*, vol. 63, no. 3, pp. 540–542, Mar. 1975.
- [7] J. Engberg, “Simultaneous input power match and noise optimization using feedback,” *European Microwave Conference*, pp. 385–389, Sep. 1974.