

トランスを用いたマルチバンド低雑音増幅器の検討

神山 雅貴* 興 大樹 河内 智 馬場 清一 高橋 伸夫 (群馬大学)
 壇 徹 (三洋半導体) 小林 春夫 高井 伸和 (群馬大学)

Multi-Band CMOS LNA Design Using Transformer

Masataka Kamiyama*, Daiki Oki, Satoru Kawauchi, Seiichi Banba, Nobuo Takahashi (Gunma University)
 Toru Dan, Koji Sakata(SANYO Semiconductor Co., Ltd.)
 Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai(Gunma University)

キーワード : CMOS, 低雑音増幅器, デュアルバンド, トリプルバンド, トランス
 (Keywords : CMOS, Low Noise Amplifier, Dual-Band, Triple-Band, Transformer)

1. はじめに

低雑音増幅器(Low Noise Amplifier : LNA) は携帯機器の受信機の初段に位置し、アンテナで受けた微弱な信号を雑音を付加することなく線形に増幅することを目的とした回路である。

現在、無線規格には Bluetooth, WLAN, WiMAX などの規格があり、受信機には多くの異なる無線規格が使用される。無線規格のそれぞれが異なる周波数の帯域を有しているため、受信機は複数の帯域に対応できるマルチバンド性能が必要とされる。従来では LNA を複数用い、これを並列に接続することでマルチバンド性能に対応していたが、この方式には消費電力の増加すること、信号ルートが複数になること、チップ面積が拡大することなどの問題がある。そのため、信号ルートとチップ面積の問題に対して一つの LNA で複数の帯域に対応させることを考える。この論文では文献⁽¹⁾ですでに提案されているトランスを用いたデュアルバンド化技術の理論を拡張し、一つの LNA がトリプルバンドにまで対応できることを検討する。

Spectre シミュレーションには TSMC 社 90nm CMOS の RF モデルパラメータを用いた。

2. デュアルバンド LNA

図 1 に文献⁽¹⁾で提案されているトランスを用いたデュアルバンド LNA 回路を示す。利得を大きくするため $M_1 \cdot M_2$ をカスコード接続している。 M_3 はスイッチとしてのみ動作する。また L_g と L_2 は結合係数 k でトランス結合されている。この回路を負荷側と入力整合をとる側に分けて解析する。

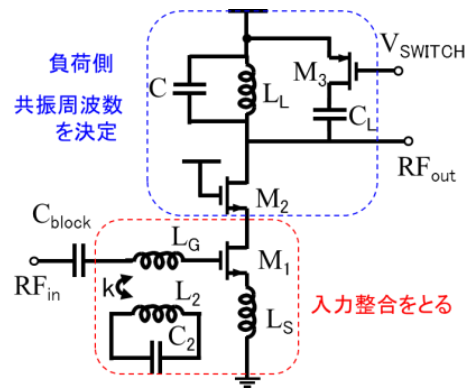


図 1. トランスを用いたデュアルバンド LNA 回路.
 Fig.1. Dual-Band LNA circuit utilizing transformer.

A. LNA 回路の負荷側

V_{SWITCH} の状態により二つのモードが存在する。

V_{SWITCH} が OFF 状態のとき、負荷のインダクタ L_L と並列のキャパシタ C で共振周波数が決定される。

$$f_{Load,OFF} : \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L \cdot C}} \quad (1)$$

次に、 V_{SWITCH} が ON 状態のとき、キャパシタの値が C から $C+C_L$ に変更され、共振周波数も変化する。

$$f_{Load,ON} : \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L \cdot (C + C_L)}} \quad (2)$$

B. LNA 回路の入力整合をとる側

図 2 に図 1 の小信号等価回路を示す。

この小信号等価回路より入力インピーダンス Z_{in} は次のようになる。($M = k\sqrt{L_g L_2}$)

$$Z_{in} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{\omega^3 M^2 C_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} \right\} \quad (3)$$

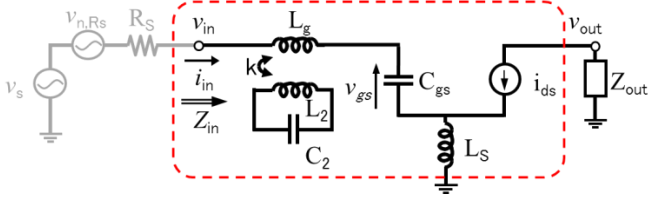


図2. デュアルバンド LNA 回路の小信号等価回路.

Fig.2. Small-signal equivalent model of Dual-Band LNA circuit.

整合をとるためには(3)式の実数部を 50Ω 、虚数部を 0 にすればよいことから共振周波数を求める(4)式が成り立つ。

$$\omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{\omega^3 M^2 C_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} = 0 \quad (4)$$

変形を行い、4 次方程式が導ける。

$$\omega^4(L_g k^2 - L_1)C_{gs}L_2C_2 + \omega^2(L_1C_{gs} + L_2C_2) - 1 = 0 \quad (5)$$

この方程式を解くと方程式の解が導ける。

$$\omega = \pm \sqrt{\frac{a^2 + b^2 \mp \sqrt{a^4 + b^4 + a^2 b^2 (4k^2 - 2)}}{2(1 - k^2)}} \quad (6)$$

ただし、 $a = 1/\sqrt{L_1 C_{gs}}$ 、 $b = 1/\sqrt{L_2 C_2}$

(6)式は偶関数の 4 次方程式を解いた解であるため、解は 4 つ存在し原点を中心として負に二つ、正に二つ解があることがわかる。周波数軸上では正の値のみを考えるため、二つの共振周波数で整合がとれることが式の解からわかる。

〈2・1〉 Spectre シミュレーション

図 1 の回路上の素子値を表 1 のように設定しシミュレーションを行い、入力整合特性(S11)、伝送特性(S21)が周波数に対してどのような特性を示すのかを調べた。シミュレーション結果を図 3 に示す。

ここでデュアルバンド LNA において、低い共振周波数を f_{Low} 、高い共振周波数を f_{High} とする。図 3 より、二つの周波数 f_{Low} は約 2.5GHz、 f_{High} は約 5.0GHz で整合が取れている。また f_{Low} の周波数を使用する際は点線の負荷で、 f_{High} の周波数を使用する際は破線の負荷を使用し利得が取れる。

表 1. デュアルバンド LNA 回路の素子値.

Table 1. Dual-Band LNA circuit of element values.

L_G	8.2nH	C_2	700fF	C_{L2}	4pF
L_2	4nH	L_L	1nH	k	0.6
L_S	180pH	C_{L1}	1pF		

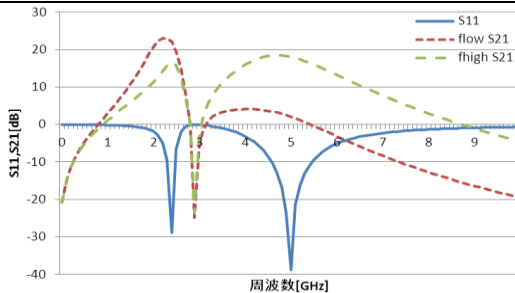
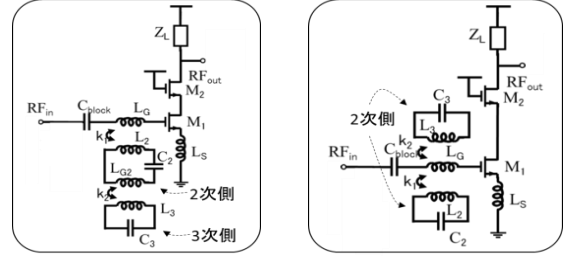


図 3. デュアルバンド LNA のシミュレーション結果.

Fig.3. Simulation of Dual-Band LNA.

3. トリプルバンド LNA

従来のトランスを用いたデュアルバンド化技術を展開しトリプルバンド化を考える。提案する回路構成を二つ図 4 に示す。提案回路 1 は、1 次側と 2 次側、2 次側と 3 次側でトランス結合させる構成方式であり、提案回路 2 は、1 次側と 2 次側でトランス結合を二つもつ構成方式である。



(a)提案回路 1.

(b)提案回路 2.

(a) Proposed circuit 1.

(b) Proposed circuit 2.

図 4. トリプルバンド LNA 回路.

Fig.4. Triple-Band LNA circuit.

提案回路 1 の入力インピーダンスをデュアルバンド LNA 回路と同様に計算すると、(7)式になる。($M_1 = k_1\sqrt{L_g L_2}$, $M_2 = k_2\sqrt{L_g L_3}$)

$$Z_{in} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{j\omega^5 M_1^2 C_2 C_3 L_3 - j\omega^3 C_2 M_1^2}{\omega^4 \{C_2 C_3 M_2^2 - C_3 L_3 C_2 (L_2 + L_{g2})\} + \omega^2 \{C_3 L_3 + C_2 (L_2 + L_{g2})\} - 1} \right\} \quad (7)$$

整合をとるために(7)式の虚数部を 0 にすることでトリプルバンドの共振周波数を求める(8)式が導かれる。

$$\omega^6 C_{gs} C_2 C_3 \{ (L_g + L_s)(L_2 + L_{g2})L_3 - (L_g + L_s)k_2^2 L_{g2} L_3 - k_1^2 L_g L_2 L_3 \} + \omega^4 \{ -(L_g + L_s)C_{gs}(L_2 + L_{g2})C_2 - (L_g + L_s)C_{gs}L_3 C_3 - (L_2 + L_{g2})C_2 L_3 C_3 + k_2^2 L_{g2} C_2 L_3 C_3 + k_1^2 L_g C_{gs} L_2 C_2 \} + \omega^2 \{ (L_g + L_s)C_{gs} + (L_2 + L_{g2})C_2 + L_3 C_3 \} - 1 = 0 \quad (8)$$

提案回路 2 も同様に解析し、似たような 6 次方程式を得ることができる ((9)式)。

$$\omega^6 \{ (L_g + L_s)C_{gs}L_2C_2L_3C_3 - k_1^2 L_g C_{gs}L_2C_2L_3C_3 - k_2^2 L_g C_{gs}L_2C_2L_3C_3 \} + \omega^4 \{ -(L_g + L_s)C_{gs}L_2C_2 - L_2C_2L_3C_3 - (L_g + L_s)C_{gs}L_3C_3 + k_1^2 L_g C_{gs}L_2C_2 + k_2^2 L_g C_{gs}L_3C_3 \} + \omega^2 \{ (L_g + L_s)C_{gs} + L_2C_2 + L_3C_3 \} - 1 = 0 \quad (9)$$

図 4 の回路構成をとることで共振周波数を求める式は偶関数の 6 次方程式を得ることができた。このことからデュアルバンドと同様に考えると周波数軸上で正の値で共振周波数が 3 つあることがわかる。

〈3・1〉 Spectre シミュレーション

図 4 提案回路 1 の素子値を表 2 のように設定しシミュレーションを行った。結果を図 5 に示す。

以下、トリプルバンド LNA において、低い共振周波数を f_{Low} 、中間の共振周波数を f_{Mid} 、高い共振周波数を f_{High} とする。図 5 より三つの周波数で整合がとれ、それぞれ点線・破線・長破線の別の負荷を利用することで、整合がとれている周波数で利得がとれていることが確認できる。

表 2. トリプルバンド LNA 回路の素子値.

L_G	8.2nH	L_S	200pH	C_{L1}	1pF
L_2	4nH	C_2	300fF	C_{L2}	2pF
L_{g2}	4nH	C_3	660fF	C_{L3}	2pF
L_3	4nH	L_L	1nH	k_1, k_2	0.6

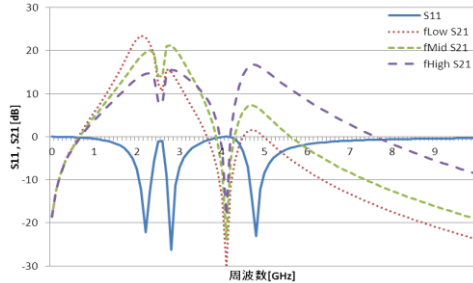


図 5. トリプルバンド LNA のシミュレーション結果.
Fig.5. Simulation results of triple-band LNA.

理論値を計算する。(8)式にシミュレーションを行った素子値(表 2)を代入し理論値を計算すると、 $f_{Low} = 2.59\text{GHz}$ 、 $f_{Mid} = 3.50\text{GHz}$ 、 $f_{High} = 5.41\text{GHz}$ と計算できる。

また、MOS が実際の素子のときと理想素子であったときの違いを調べるために MOS を理想素子にしたときの入力整合特性(S11)のシミュレーションも行った。

MOS が実素子の場合と理論値と理想素子での整合特性(S11)のシミュレーション結果を、図 6 に示す。図 6 から、理論値と理想素子の共振周波数は f_{Low} 、 f_{Mid} 、 f_{High} どれも一致していることが確認できる。一方、MOS が実素子の場合には理論値等と比較して周波数のシフトがあることが確認できる。

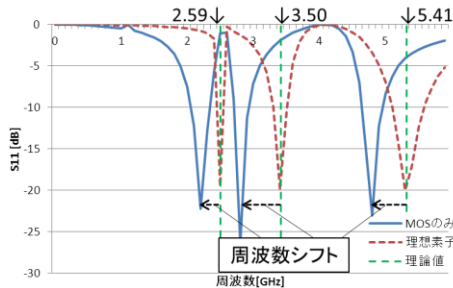


図 6. 実素子・理論値・理想素子の特性比較.
Fig.6. Characteristics comparison for actual elements, theoretical values, and ideal elements.

〈3・2〉結合係数 k 変動シミュレーション

図 4 提案回路 1 の回路の結合係数 k を 0~1 で 0.1 刻み変化させ、結合係数 k により共振周波数がどのように変化するかを調べた。トリプルバンド LNA の回路にはトランスが二つ存在するため、 k_1 を変動するとき k_2 は固定し、 k_2 を変動させるとき k_1 を固定する。このシミュレーションも実素子・理論値・理想素子で行った。結果を図 7 に示す。

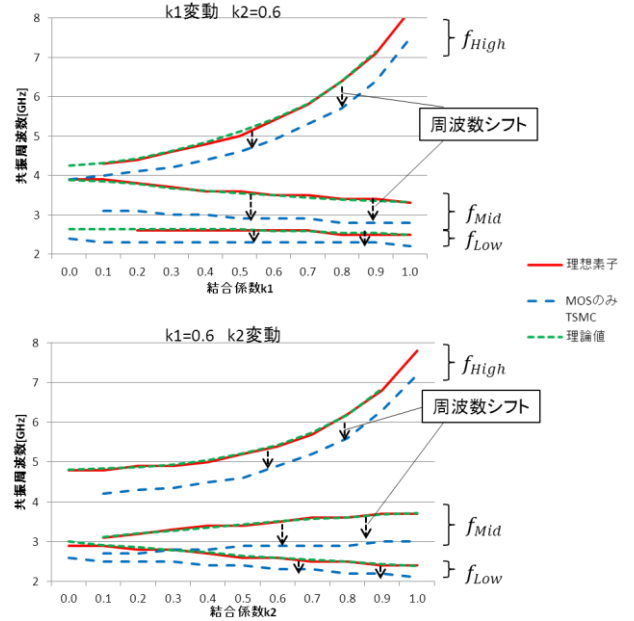


図 7. 結合係数 k 変動シミュレーション.
Fig.7. Simulation results for coupling coefficient.

図 7 の MOS のみ TSMC グラフは、 k_1 の変動が k_2 の変動のように、また k_2 の変動が k_1 の変動のように入れ替えたものである。理論値と理想素子での結果は一致している。MOS のみ TSMC グラフを入れ替えてみることで、実素子のグラフは理論値のカーブに対して同じような形で周波数が小さくなるようにシフトしていることが確認できる。

〈3・3〉雑音指数(Noise Figure)シミュレーション

高周波回路での実際のインダクタには抵抗成分がみられることからインダクタの Q 値の式 ((10)式) よりインダクタの抵抗成分を計算し、図 4 提案回路 1 の回路の全てのインダクタに抵抗成分を付加し (図 8)、雑音成分による劣化を NF シミュレーションで確かめた($Q=10$)。結果を図 9 に示す。

$$R = \frac{2\pi fL}{Q} \quad (10)$$

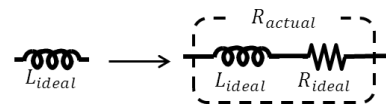


図 8. 理想素子の実素子への変換.

Fig.8. Conversion to actual elements from ideal elements.

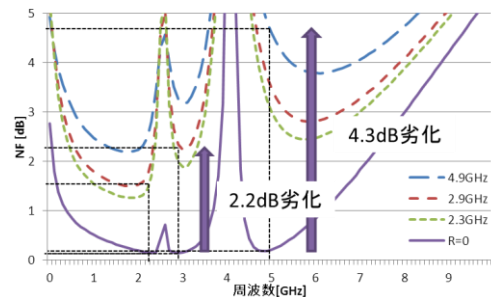


図 9. NF シミュレーション結果.

Fig.9. Simulation results for noise figure.

NF は値が小さいほど雑音成分が少ない。図 9 からインダクタに抵抗成分を付加すると NF が大きく劣化することが確認できる。このことからインダクタの抵抗成分を少なくする設計や Q 値が 10 以上の高周波用のプロセスを用いるなどで劣化量を少なくすることが必要であると考察できる。

4. トリプルバンド LNA のレイアウト考察

NF シミュレーションより、雑音による信号の劣化を防ぐためには Q 値を高くすることが必要であることがわかる。チップ上でトランスを実現する場合、Q 値を高くするには配線が太いチップ上の一番上の層を使用することになる。そのためトランスの実現方法には工夫が必要になる。今回トリプルバンド用のトランスのレイアウト方法を二つ考えた。図 10 に二つのトランスのレイアウト図を示す。

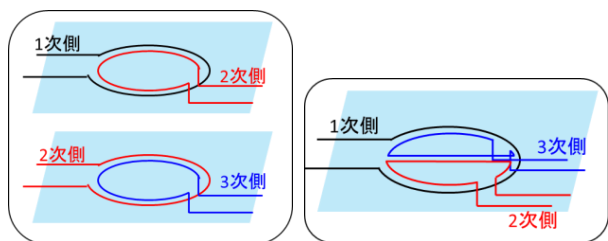


図 10. トランスのレイアウト図.

Fig.10. Two layout methods of the transformer.

図 10 左側は、トランスの結合をしっかりと二つ作るレイアウト方法で、この方法を用いるとトランスはチップ上の最上層で作成することができるが、面積は大きくなる。図 10 右側は 1 次側に対して 2,3 次側を同時に結合させるレイアウト方法で、この方法を用いるとトランスは最上層に作成でき面積も小さくすることができる。問題としては結合係数が小さくないと実現できないことがある。

ここで、提案回路 1・2 で f_{High} を 5GHz 程度まで達成したときの素子値を表 3 に示す。表 3 より、提案回路 2 で 5GHz の共振周波数を出す場合、提案回路 1 に比べてインダクタ成分を少なくでき、結合係数も小さくできる。また、図 11 に提案回路 1,2 の結合係数変動グラフを示す。図 11 は、 f_{High} を約 5~6GHz と高い値まで出した時に変動させる結合係数がどの程度かを示すグラフである。提案回路 1 では、高い共振周波数を出すには結合係数を 0.6~0.9 と大きな値にしなくてはいけないことが読み取れる。一方、提案回路 2 では、高い共振周波数を出す際に結合係数は 0.3~0.5 と小さい値でいいことが読み取れる。

表 3 と図 11 から、提案回路 1 で高い共振周波数を出すためには、多くのインダクタ成分と高い結合係数が必要となる。そのためトランスのレイアウトには、図 10 の左側のレイアウトが適用される。一方、提案回路 2 は、インダクタ成分も小さく、結合係数が低い値で高い共振周波数が出せるため、トランスのレイアウトには、図 10 の右側のレイアウトが適用させることができる。そのため、提案回路 2 を用いることで面積を小さくより高周波に対応できる。

表 3. 提案回路の素子値比較.

Table 3. Element value comparison of proposed circuit.

	提案回路 1	提案回路 2
L_G	8.2nH	4nH
L_2	4nH	3nH
L_{g2}	4nH	—
L_3	4nH	5nH
$k1, k2$	0.6	0.4

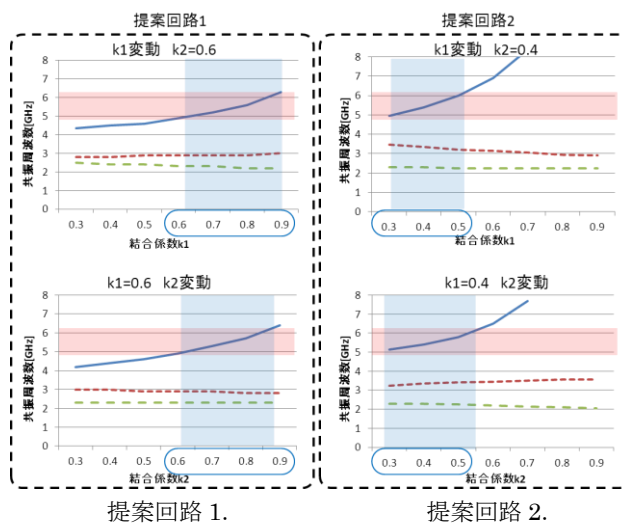


図 11. 提案回路 1, 2 の結合係数変動グラフ.

Fig.11. Coupling coefficient for circuits 1,2.

5. まとめ

従来のトランスを用いてデュアルバンドを実現する LNA 回路をもとに、トランスをさらに増やすことでトリプルバンドに拡張した LNA 回路を 2 つ検討し、それらの回路の解析を行った。提案した二つのトリプルバンド実現法のうちの一つの方法は面積を小さく、より高周波に対応できることをトランスのレイアウトを考えることで示した。トランスのレイアウトは実際に実現できるか電磁界解析を行い確かめる必要がある。設計時に周波数のシフトを修正する技術やトランスの実現が可能かどうかの電磁界解析は今後の課題である。

文 献

- (1) Nathan M.Neihart, Jeremy Brown, Xiaohua Yu: "A Dual-Band 2.45/6 GHz CMOS LNA Utilizing a Dual-Resonant Transformer-Based Matching Network," IEEE, Circuits And Systems I, vol.59, no.8, pp1743-1751, August 2012.
- (2) 浅田邦博・松澤昭: 「アナログ RF CMOS 集積回路設計 応用編」, 培風館, p166-174, (2011-2)
- (3) 山村英徳: 「トロイダル・コア活用百科」, CQ 出版社, p118-126, (2007)
- (4) 鈴木茂夫: 「わかりやすい高周波技術入門」, 日刊工業新聞社, p146-151, (2007)