

2014年1月18日(土)
於 早稲田大学

トランスを用いたデュアルバンドLNAの トリプルバンドLNAへの拡張

神山雅貴*, 興大樹, 河内智, 高橋伸夫(群馬大学)

馬場清一, 壇徹, 坂田浩司(三洋半導体)

小林春夫, 高井伸和(群馬大学)

アウトライン

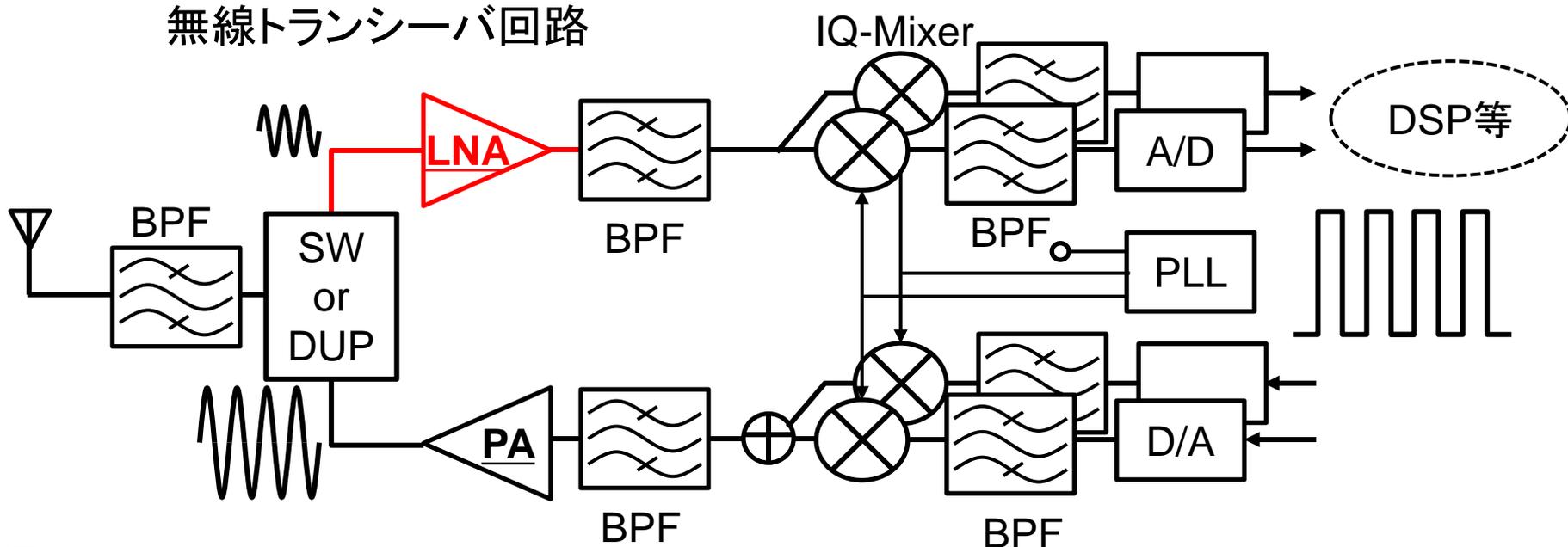
- 研究目的
- Dual Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- Triple-Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- 考察
 - インダクタ・トランスのレイアウト考察
- まとめ

アウトライン

- 研究目的
- Dual Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- Triple-Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- 考察
 - インダクタ・トランスのレイアウト考察
- まとめ

研究目的

無線トランシーバ回路



受信側

低雑音増幅器:Low Noise Amplifier(LNA)

- …後段で処理できるレベルまで、雑音・歪みを付加することなく信号を増幅する (例:集音機、補聴器)

→消費電力は小さいが常に動作(受信信号がいつ来るかわからため)

送信側

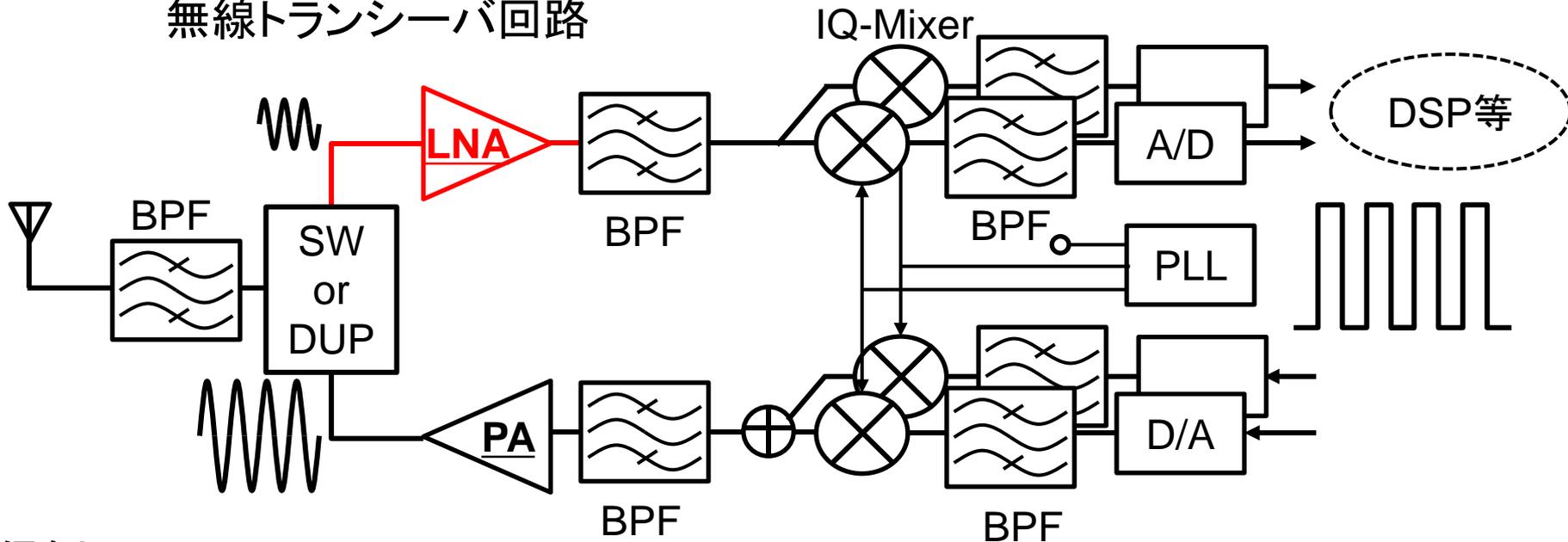
電力増幅器:Power Amplifier(PA)

- …できるだけ大きな電力にして信号をアンテナから送信する(例:拡声器)

→消費電力は大きいを送信時のみ動作

研究目的

無線トランシーバ回路



受信側

低雑音増幅器: **Low Noise Amplifier(LNA)**

・・・後段で処理できるレベルまで、雑音・歪みを付加することなく信号を増幅する

なぜ低雑音で信号を増幅する必要があるのか？

アンテナから受信する信号はとても小さい

小さい信号を増幅する過程での雑音・歪みは後段の処理に比べて影響が大きい

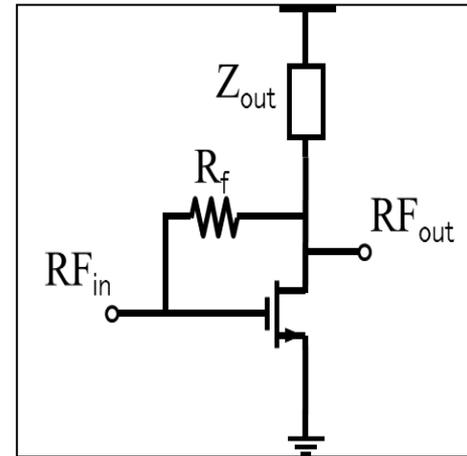
LNAについて

LNA(Low Noise Amplifier)・・・低雑音増幅器

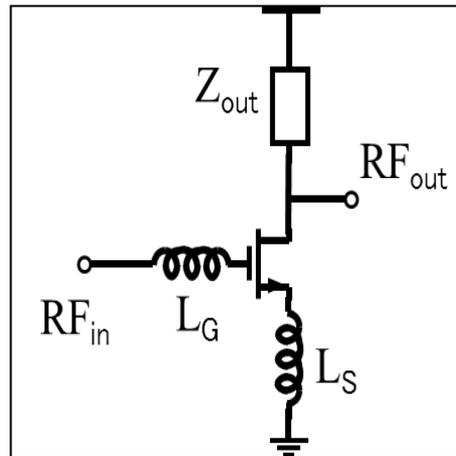
要求性能

- 周波数帯域
- 電力利得(Power Gain)
- 雑音指数(Noise Figure)
- 3次相互変調歪み(IIP3)
- 入力整合
- 消費電力
- 回路面積

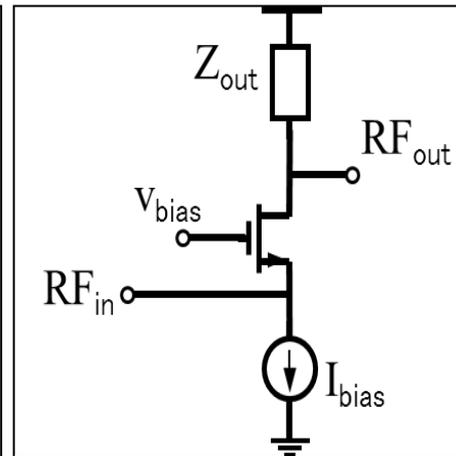
用途に応じていくつかの回路方式がある
(右図は基本的な実現方式)



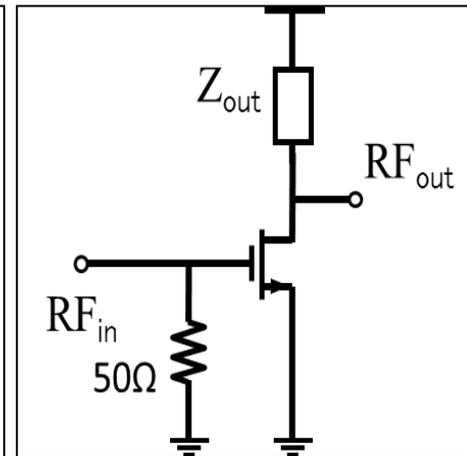
抵抗帰還型LNA



インダクティブソースデ
ジェネレーションをも
つソース接地型LNA

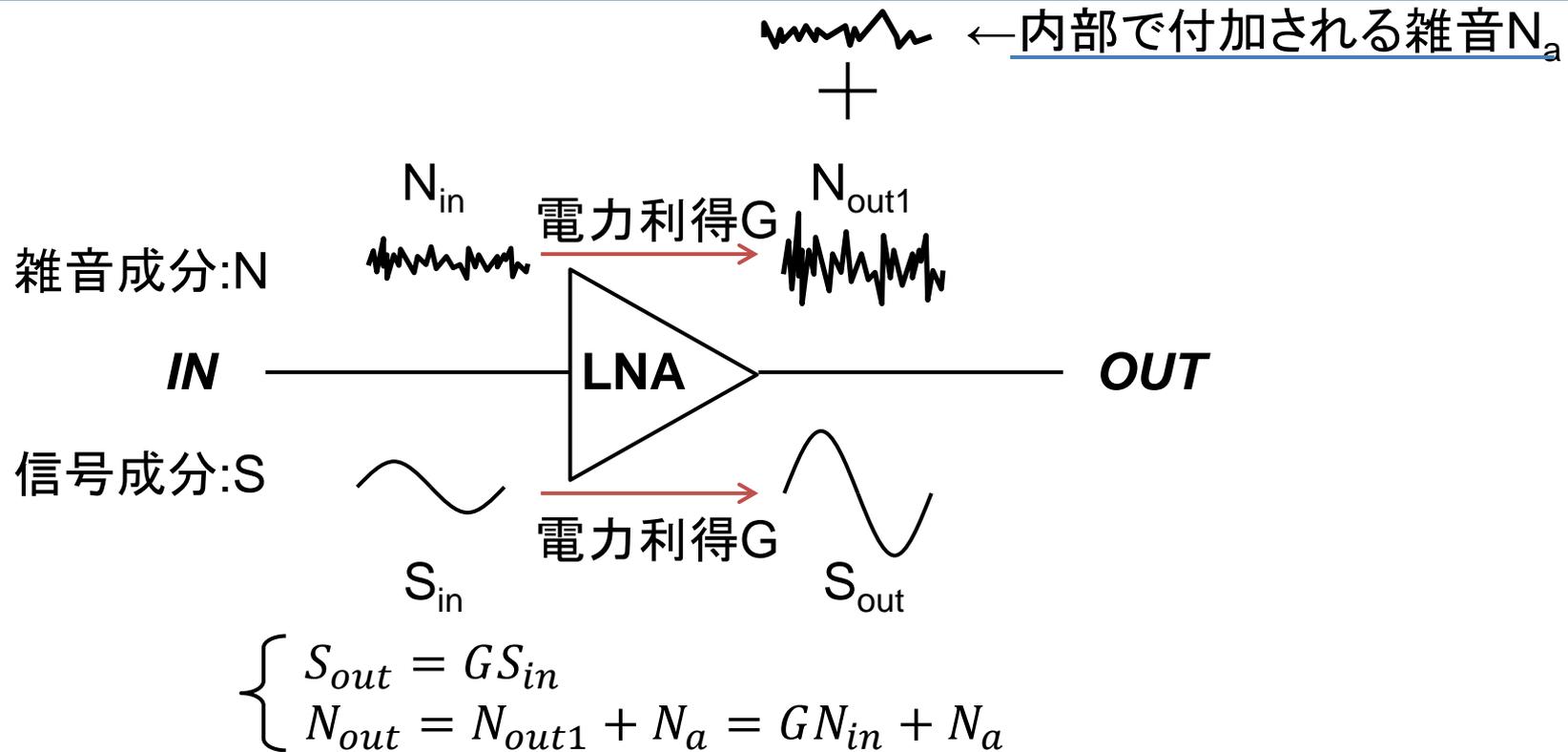


ゲート接地LNA



抵抗終端型LNA

LNAにおける雑音の評価(雑音指数:Noise Factor)



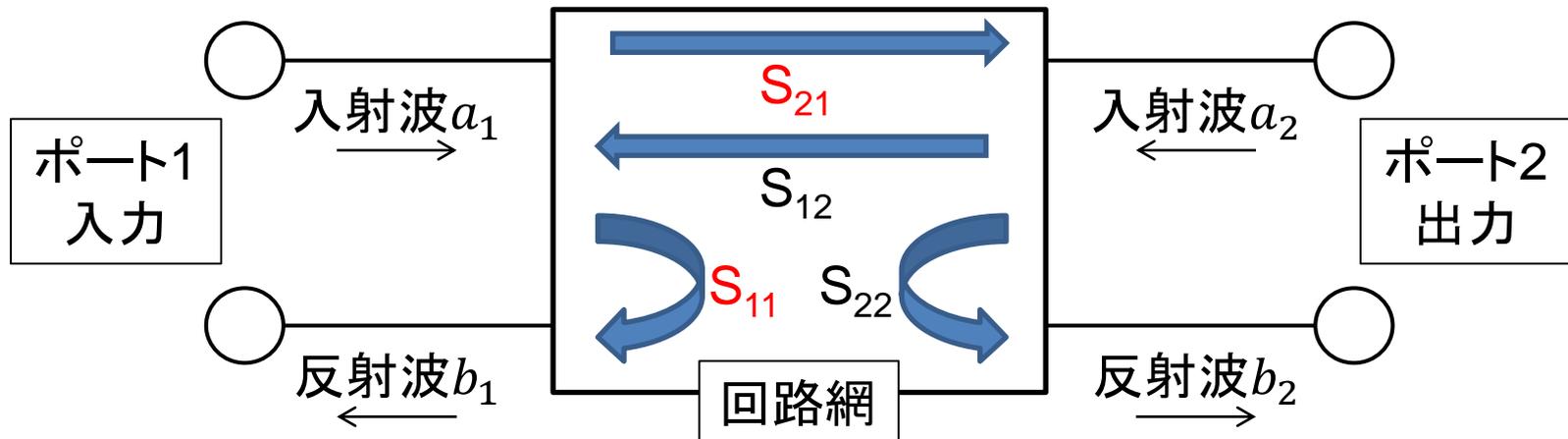
雑音指数:Noise Factor(NF)

$$NF = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} = \frac{S_{in}/N_{in}}{(GS_{in})/N_{out}} = \frac{N_{out}}{GN_{in}} = \frac{GN_{in} + N_a}{GN_{in}} = 1 + \frac{N_a}{GN_{in}}$$

→ NFは小さいほど良い(内部で付加される雑音が小さい)

解析方法

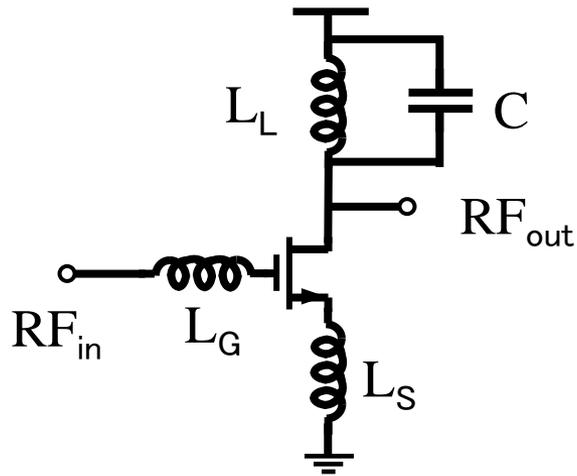
入力整合・電力利得をみるためにLNAの解析では
SP(Scattering Parameter 散乱パラメータ)解析を用いる



SP解析

- S_{11} ・・・入力整合がとれているかを示す
値は小さいほど整合がとれている⇒今回は-15dB程度まで
- S_{21} ・・・電力利得を示す
値は大きいほど利得がある⇒今回は15～20dB程度まで

インダクティブソースディジェネレーションをもつソース接地型LNA

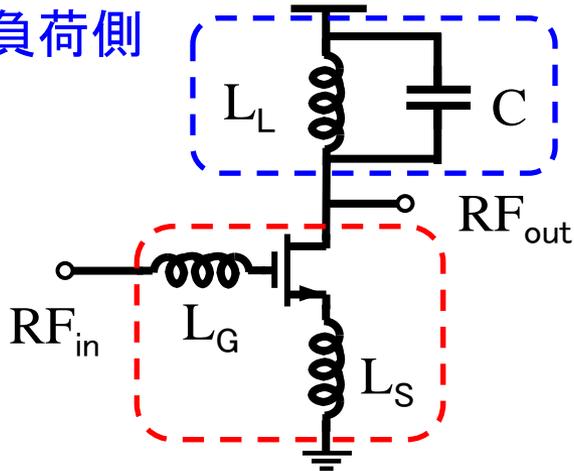


- LNAの基本的な回路の一つ
- 抵抗を用いない
- インダクタンスで整合
⇒抵抗の熱雑音がなくなるため低雑音になる
- 共振周波数でのみ利得がとれる
⇒狭帯域のアンプである

インダクティブソースディジェネレーションをもつソース接地型LNA

共振周波数を決定する

負荷側



入力整合をとる

- LNAの基本的な回路の一つ
- 抵抗を用いない
- インダクタンスで整合
⇒抵抗の熱雑音がなくなるため低雑音になる
- 共振周波数でのみ利得がとれる
⇒狭帯域のアンプである

負荷側

負荷のインダクタ L_L と並列のキャパシタ C で共振周波数を決定

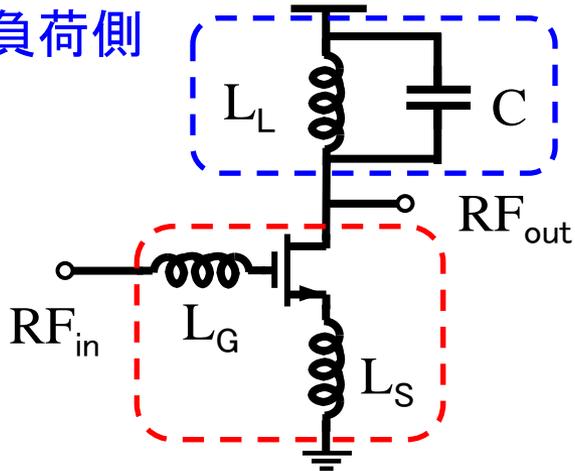
共振周波数を決定する式：
$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_L \cdot C}}$$

共振周波数でのみ利得がとれる

インダクティブソースディジェネレーションをもつソース接地型LNA

共振周波数を決定する

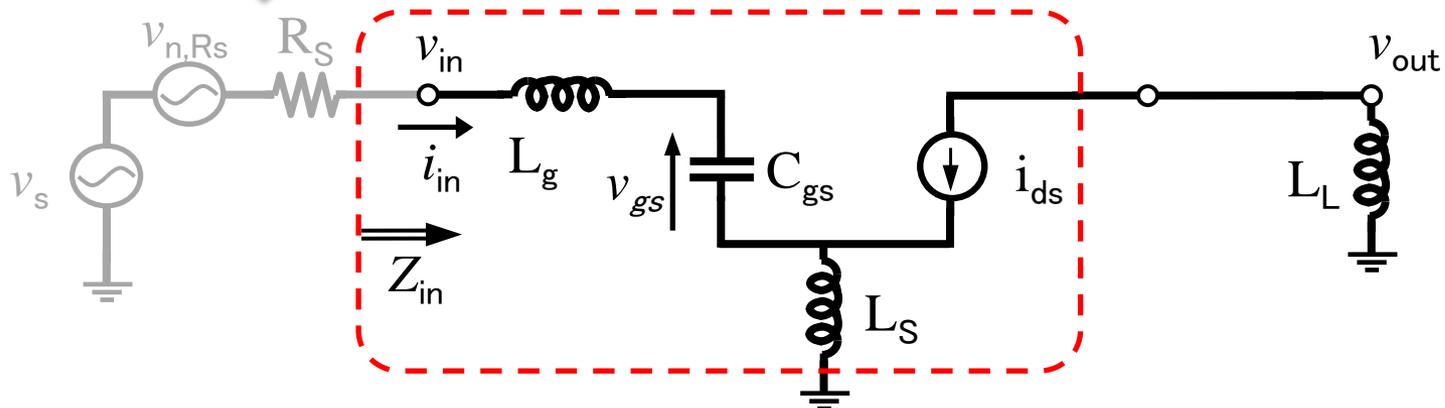
負荷側



入力整合をとる

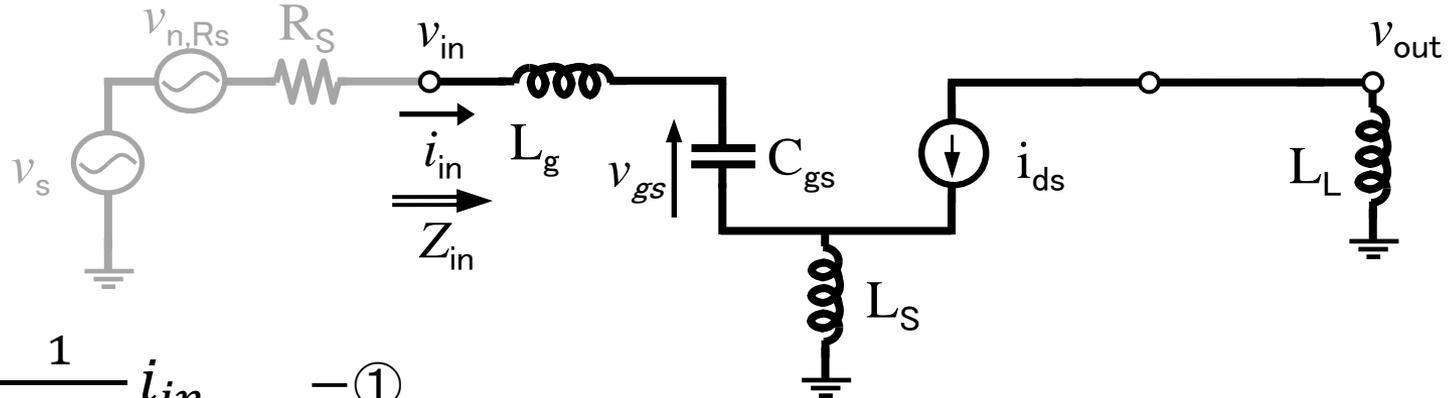


小信号等価回路



- LNAの基本的な回路の一つ
- 抵抗を用いない
- インダクタンスで整合
⇒抵抗の熱雑音がなくなるため低雑音になる
- 共振周波数でのみ利得がとれる
⇒狭帯域のアンプである

インダクティブソースディジェネレーションをもつソース接地型LNA



$$v_{gs} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} i_{in} \quad -①$$

$$i_{ds} = g_m v_{gs} \quad -②$$

$$v_{in} = \left(j\omega L_g + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right) i_{in} + j\omega L_s (i_{in} + i_{ds}) \quad -③$$

①～③式より入力インピーダンス Z_{in} は

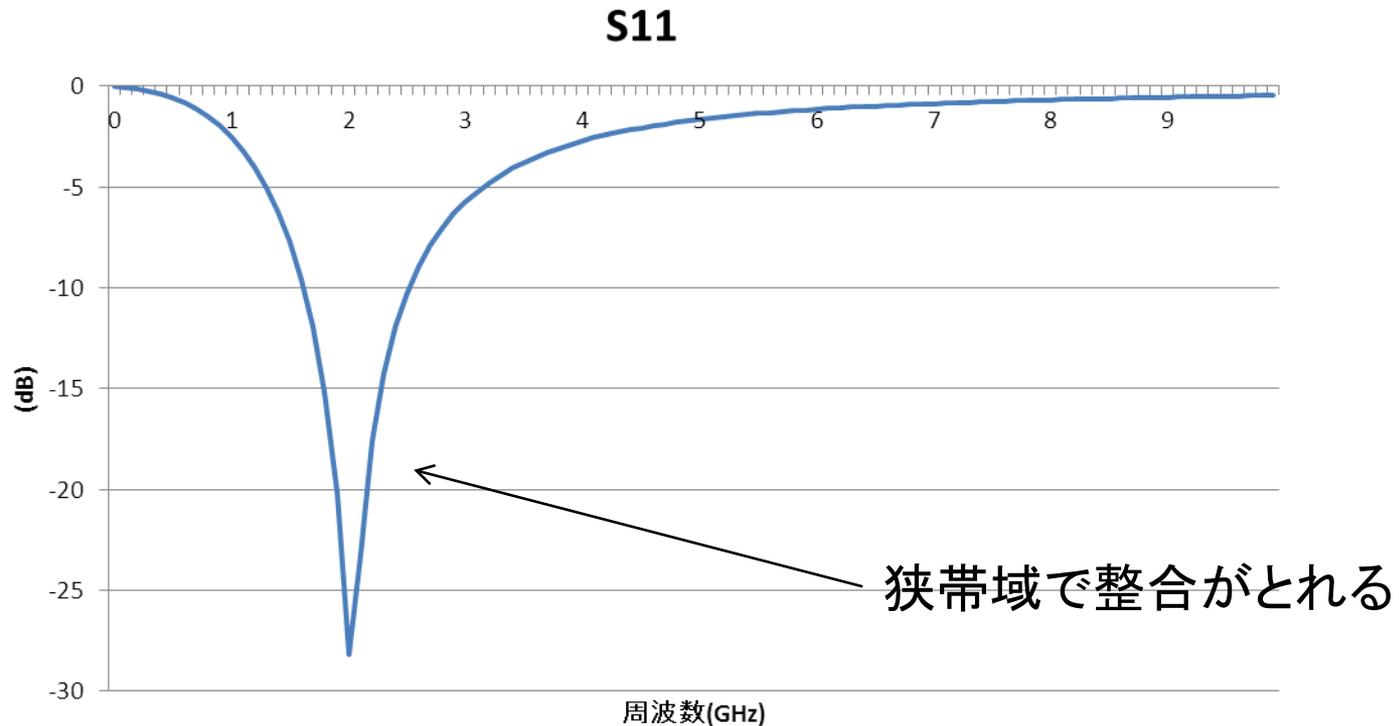
$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right\}$$

実数 $\Rightarrow R_s (50\Omega)$

虚数 $\Rightarrow 0$ 0となる ω が共振周波数

ソース接地型LNAのS11解析

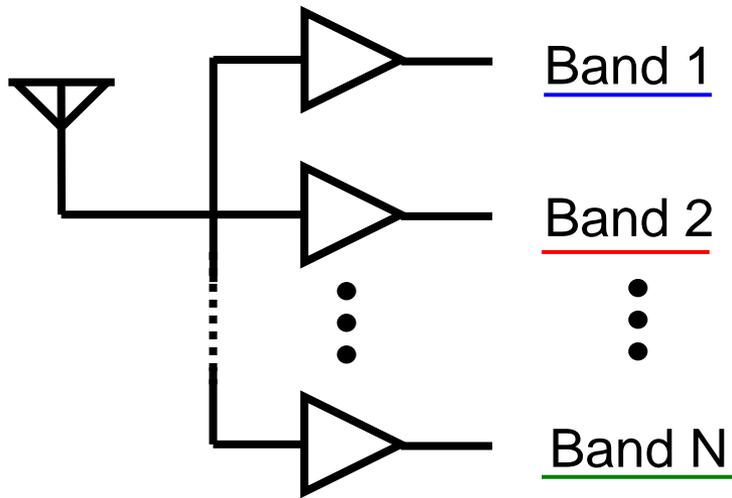
$$\omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{(L_g + L_s)C_{gs}}}$$



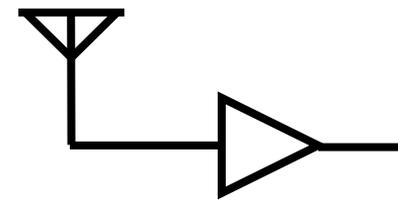
(入力整合) S11解析

複数の帯域をもつLNA

狭帯域を複数もたせるためには

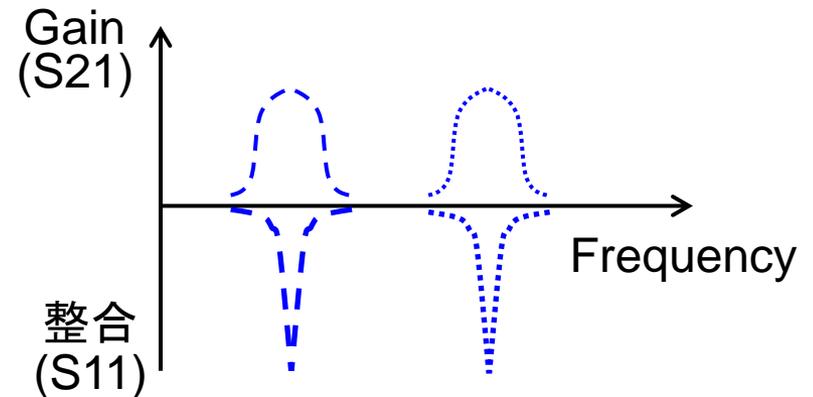
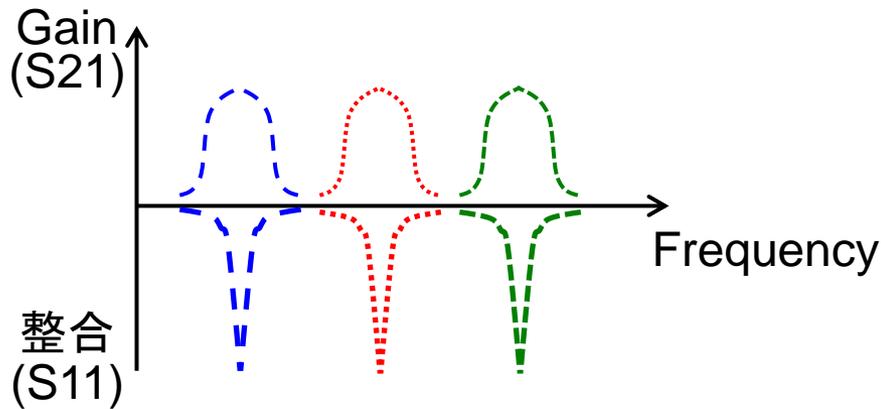


提案



1つで複数の狭帯域をもつLNA

面積の縮小化を図れる



アウトライン

- 研究目的
- Dual Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- Triple-Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- 考察
 - インダクタ・トランスのレイアウト考察
- まとめ

調査論文

目的 狭帯域アンプのマルチバンド化を図る

トランスを用いたLNAのデュアルバンド化技術

- 調査文献

A Dual-Band 2.45/6 GHz CMOS LNA Utilizing a Dual-Resonant Transformer-Based Matching Network

- 著者

Nathan M.Neihart with Iowa University

Jeremy Brown

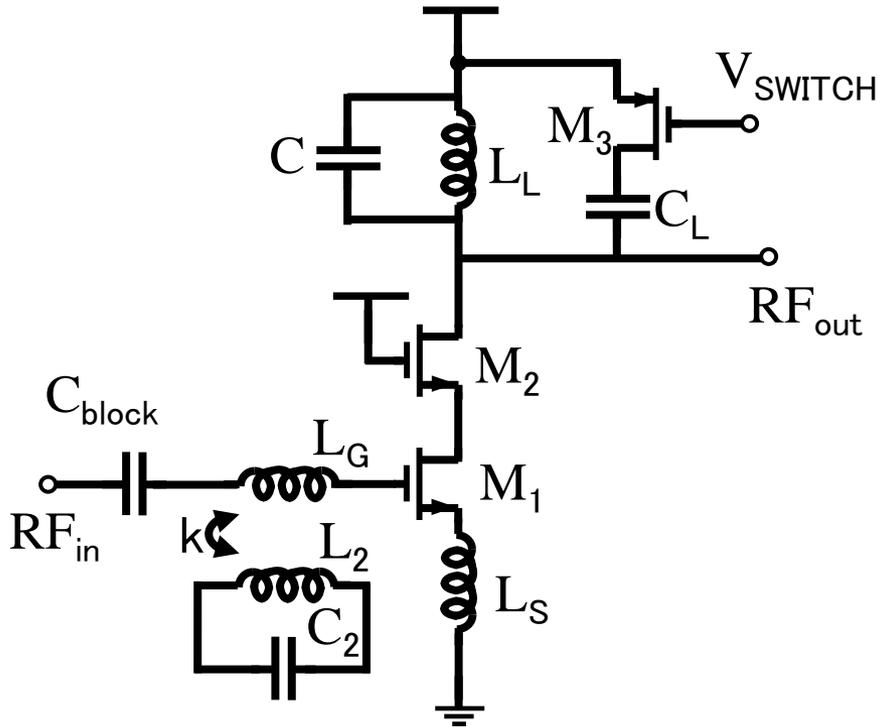
Xiaohua Yu

- 出典

IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS

I :REGULAR PAPERS, Vol.59, NO.8, AUGUST, 2012

論文の提案回路



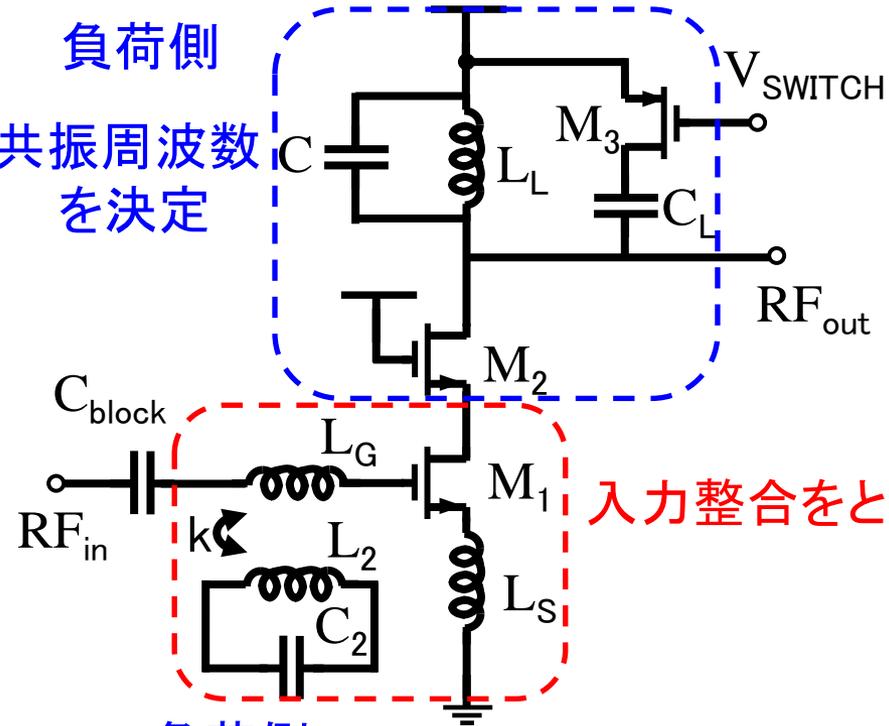
トランスを用いたDual-Band LNA

- L_G と L_2 をトランス結合した回路
- 入力整合側と負荷側の両方で2つの共振周波数をとれる

論文の提案回路

負荷側

共振周波数
を決定



トランスを用いたDual-Band LNA

- L_G と L_2 をトランス結合した回路
- 入力整合側と負荷側の両方で2つの共振周波数をとれる

入力整合をとる

負荷側

スイッチングでキャパシタの値を加算し共振周波数を変更する

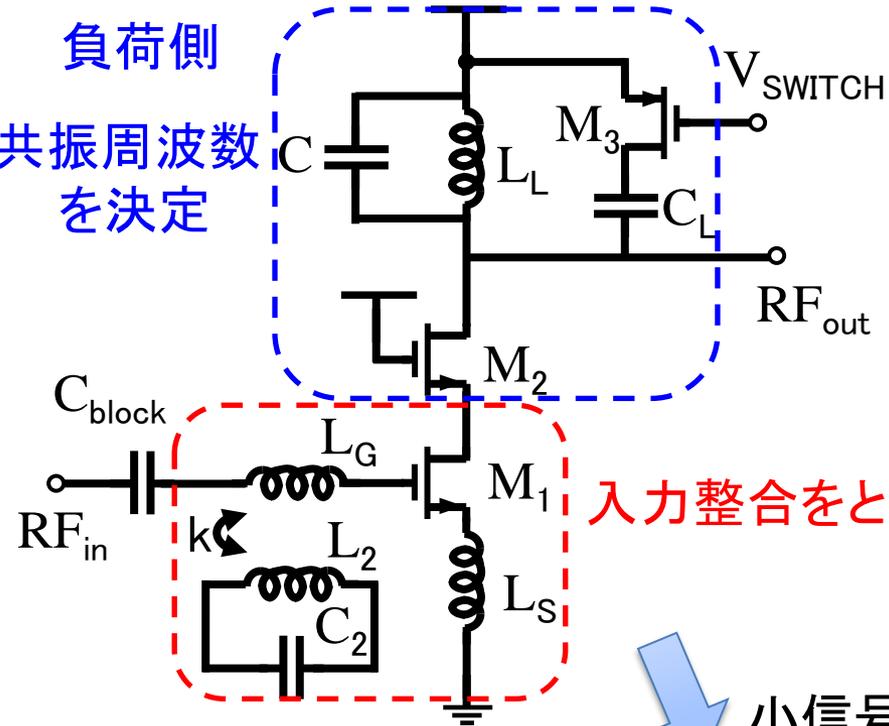
共振周波数を決定する式：

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_L \cdot C}} \xrightarrow{V_{\text{SWITCH}} \text{ ON}} \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L \cdot (C + C_L)}}$$

論文の提案回路

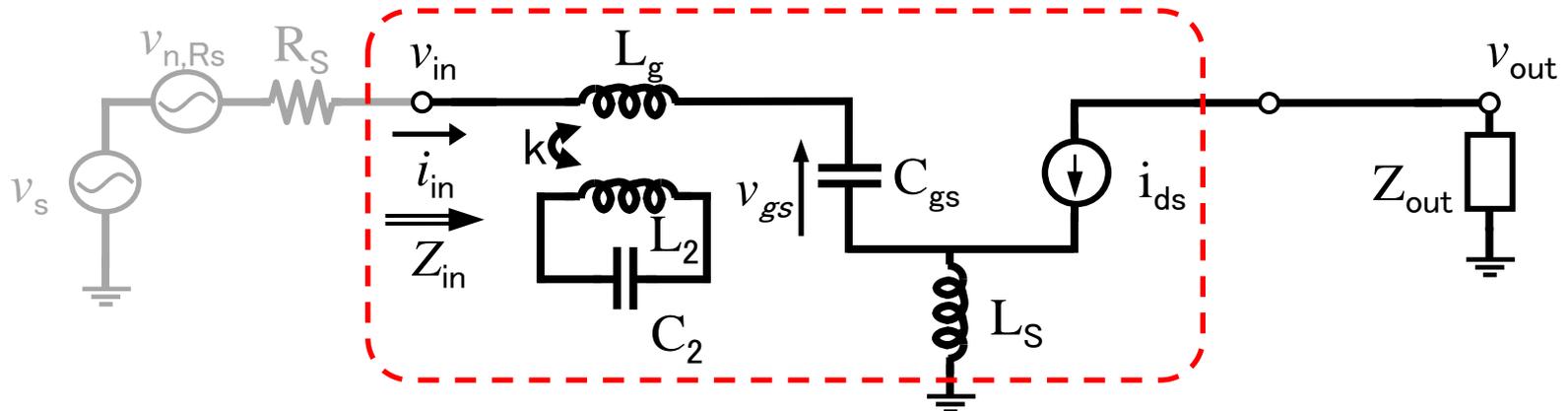
負荷側

共振周波数
を決定



入力整合をとる

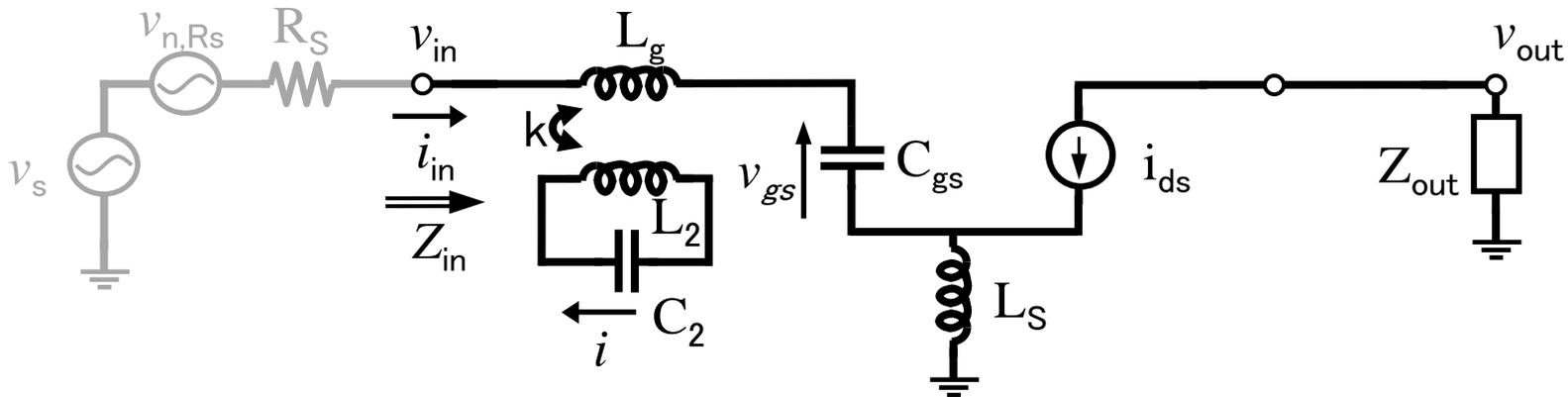
小信号等価回路



トランスを用いたDual-Band LNA

- L_G と L_2 をトランス結合した回路
- 入力整合側と負荷側の両方で2つの共振周波数をとれる

論文の提案回路解析



$$v_{gs} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} i_{in} \quad -①$$

$$i_{ds} = g_m v_{gs} \quad -②$$

$$\text{ただし } M = k\sqrt{L_g L_2}$$

$$v_{in} = \left(j\omega L_g + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \underline{j\omega M \frac{i}{i_{in}}} \right) i_{in} + j\omega L_s (i_{in} + i_{ds}) \quad -③$$

$$0 = j\omega L_2 i + \frac{1}{j\omega C_2} i + j\omega M i_{in} \Rightarrow i = \frac{\omega^2 C_2 M}{1 - \omega^2 C_2 L_2} i_{in} \quad -④$$

トランス2次側の電流式

論文の提案回路解析

①～④式より入力インピーダンス Z_{in} を求めると

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

実数 $\Rightarrow R_s (50\Omega)$

虚数 $\Rightarrow 0$ 0となる ω が共振周波数

共振周波数を求めるためには以下の式での ω を求めればよい

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

論文の提案回路解析

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

整理して

$$\omega^4 (L_G k^2 - L_1) C_{gs} L_2 C_2 + \omega^2 (L_1 C_{gs} + L_2 C_2) - 1 = 0$$

\swarrow $L_G \approx L_1$ で $L_1(k^2 - 1)$ に近似する

$\omega^2 = W$ で 解の公式より

$$W = (\omega^2)$$

$$= \frac{L_1 C_{gs} + L_2 C_2 \mp \sqrt{(L_1 C_{gs})^2 + (L_2 C_2)^2 + L_1 C_{gs} L_2 C_2 (4k^2 - 2)}}{2L_1 C_{gs} L_2 C_2 (1 - k^2)}$$

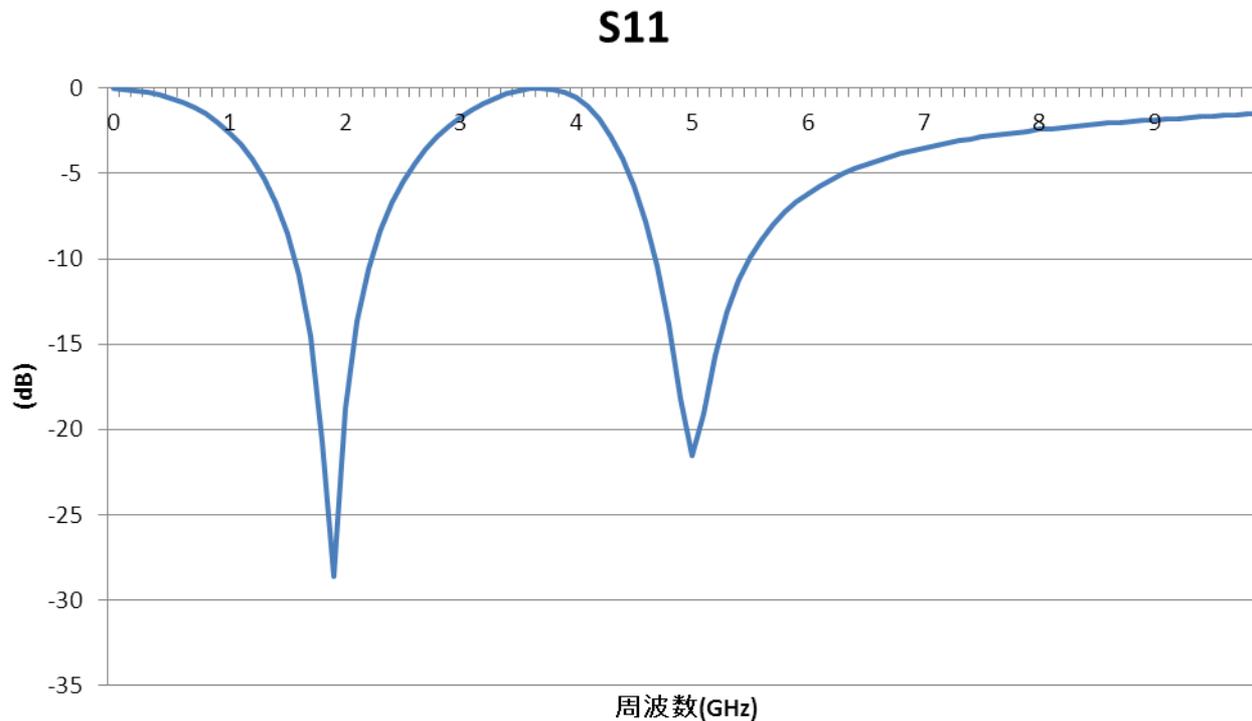
$$a = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{gs}}}, \quad b = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \text{ とおいて}$$

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

論文の提案回路解析

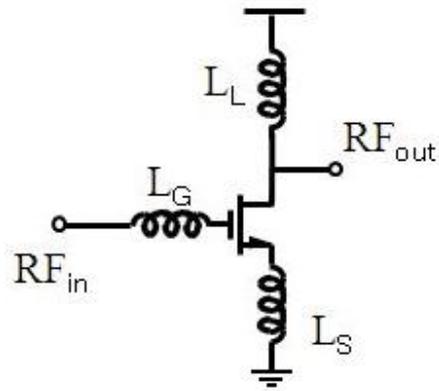
$$W = (\omega^2) = \frac{a^2 + b^2 \mp \sqrt{a^4 + b^4 + a^2 b^2 (4k^2 - 2)}}{2(1 - k^2)}$$

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



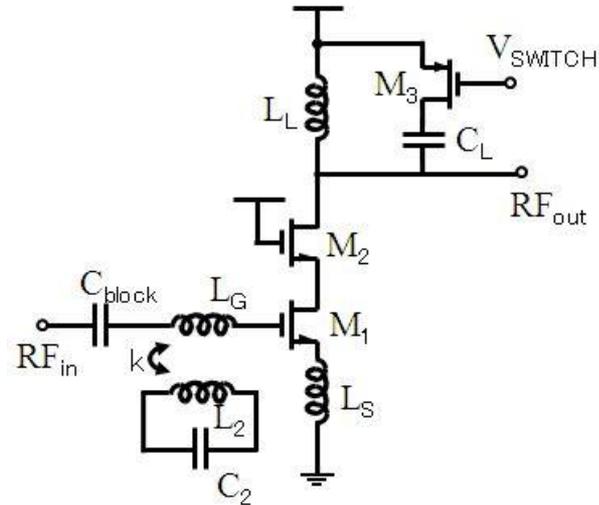
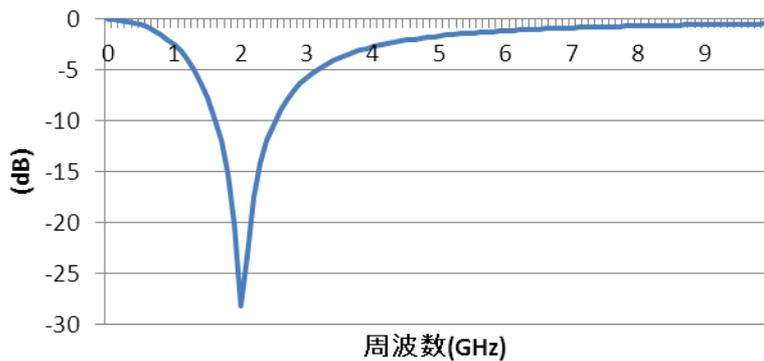
(入力整合) S11解析

特性比較



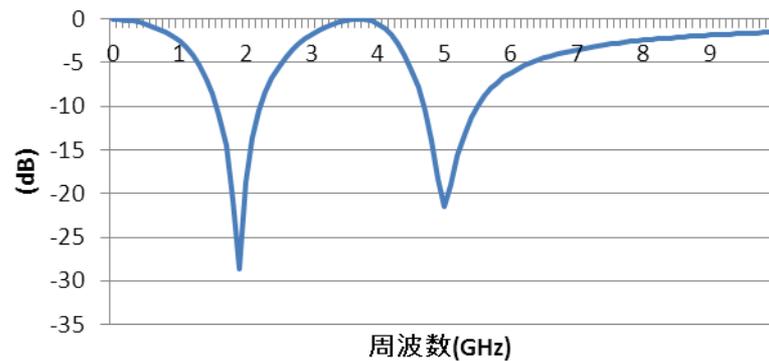
$$Z_{in} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right\}$$

S11

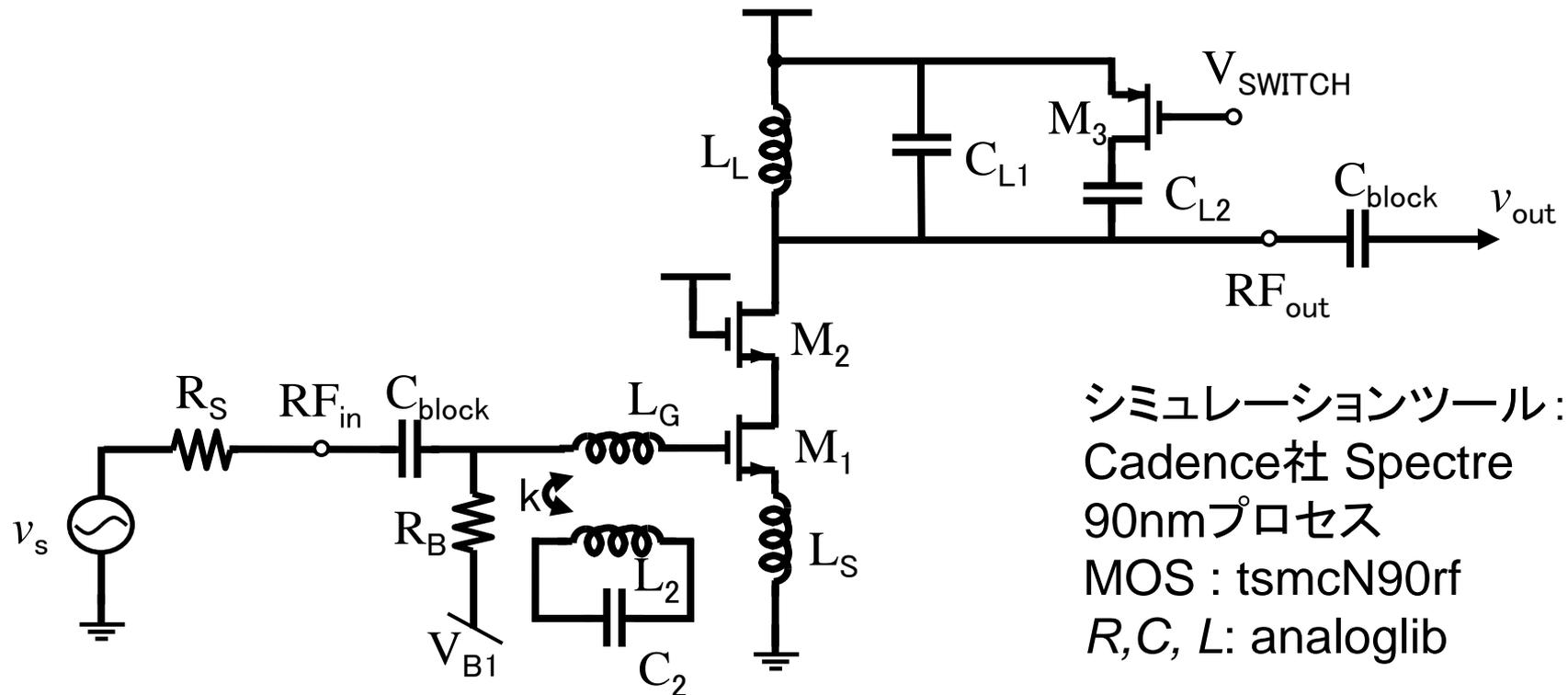


$$Z_{in} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{\omega^3 M^2 C_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} \right\}$$

S11



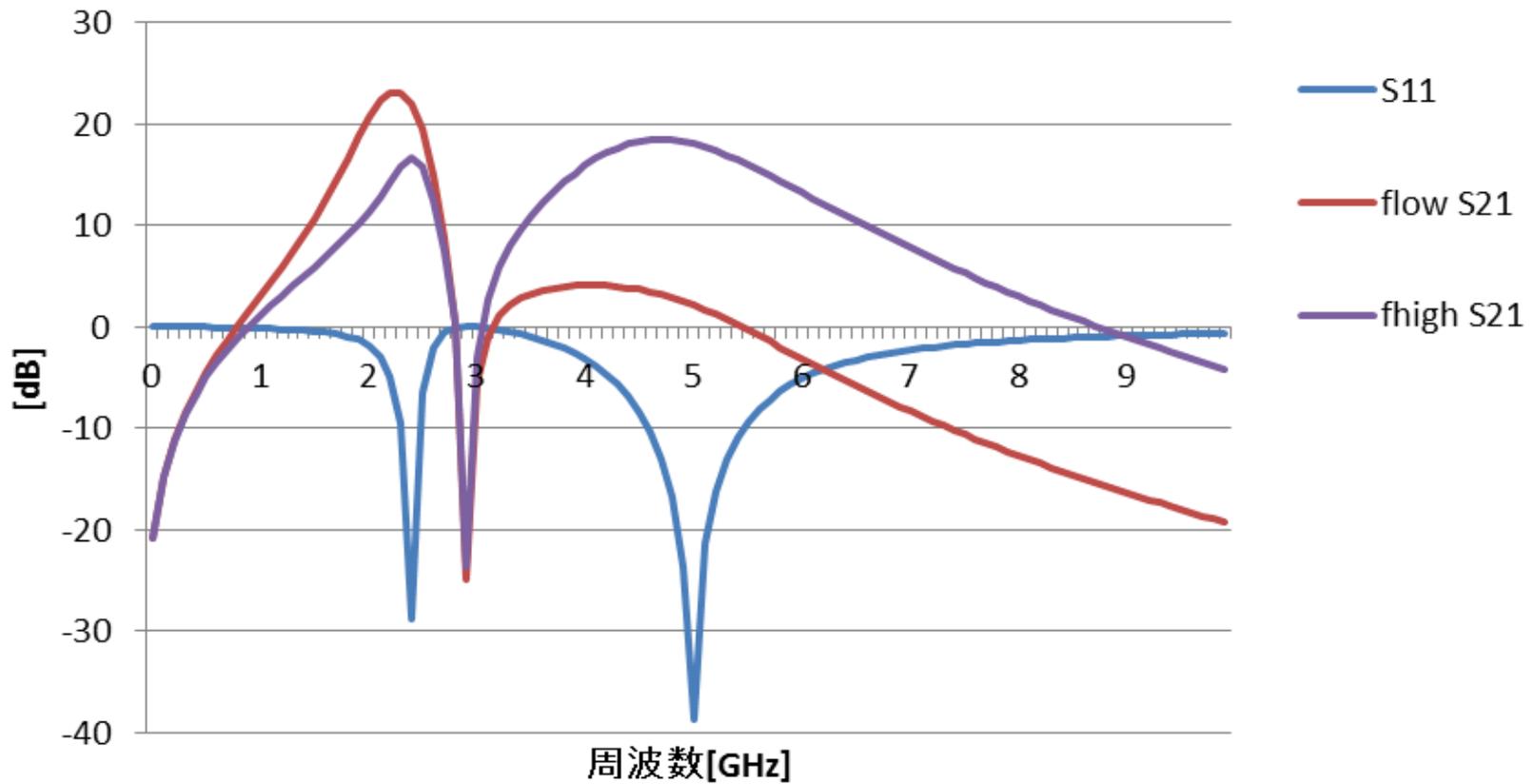
シミュレーション回路



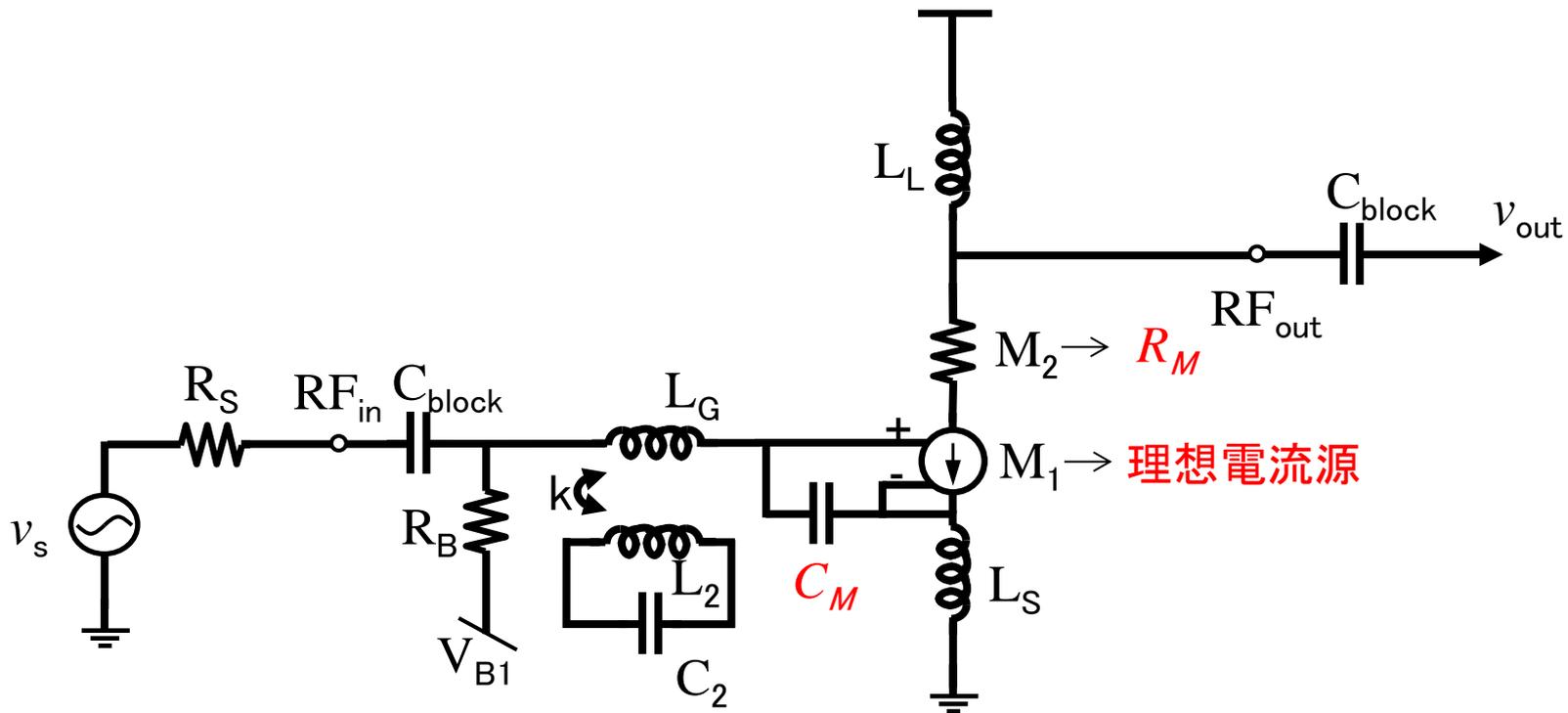
| | | | | |
|---------------------------|----------------------|---------------------------|-------------------|-----------------------|
| $R_B = 100\text{k}\Omega$ | $L_G = 8.2\text{nH}$ | M_1 | M_2 | $L_L = 1\text{nH}$ |
| $V_B = 0.6\text{V}$ | $L_2 = 4\text{nH}$ | $W=160\mu\text{m}$ | $W=30\mu\text{m}$ | $C_{L1} = 1\text{pF}$ |
| $C_{block} = 1\text{nF}$ | $L_S = 180\text{pH}$ | $L=100\text{nm}$ | $L=100\text{nm}$ | $C_{L2} = 4\text{pF}$ |
| $k = 0.6$ | $C_2 = 700\text{fF}$ | $C_{gs} = 129.4\text{fF}$ | | |

シミュレーション結果 SP解析

sp解析

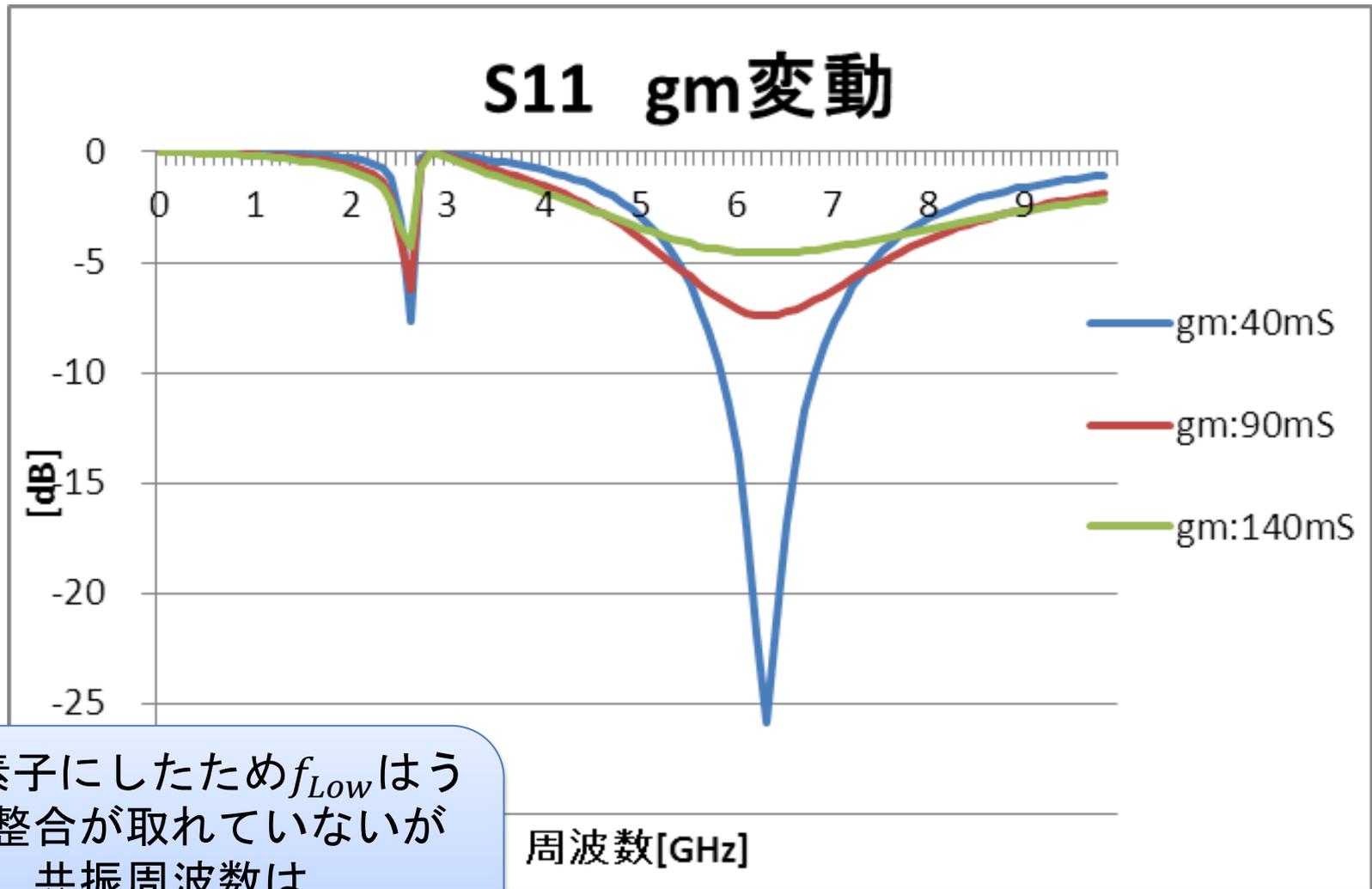


全部理想素子でのシミュレーション



| | | | |
|---------------------------|----------------------|----------------------|--------------------|
| $R_B = 100\text{k}\Omega$ | $L_G = 8.2\text{nH}$ | $R_M = 103\Omega$ | $L_L = 1\text{nH}$ |
| $V_B = 0.6\text{V}$ | $L_2 = 4\text{nH}$ | $C_M = 514\text{fF}$ | |
| $C_{block} = 1\text{nF}$ | $L_S = 180\text{pH}$ | ↖ C_{gs} 分として挿入した | |
| $k = 0.6$ | $C_2 = 700\text{fF}$ | | |

理想素子シミュレーション結果



理想素子にしたため f_{Low} はうまく整合が取れていないが
共振周波数は

$$f_{Low} = 2.7 \text{ GHz}$$

$$f_{High} = 6.4 \text{ GHz}$$

共振周波数の理論値

共振周波数を求める式 ($Im(Z_{in}) = 0$)

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

素子値を代入して

$$L_G = 8.2\text{nH} \quad C_2 = 700\text{fF} \quad W = \omega^2$$

$$L_1 = 8.3\text{nH} \quad C_{gs} = 129.4\text{fF}$$

$$L_2 = 4\text{nH} \quad k = 0.6$$

2次方程式

$$\rightarrow W^2(-19.8 \times 10^{-43}) + W(3.9 \times 10^{-21}) - 1 = 0$$

ω について解き $\omega = 2\pi f$ の関係式から f を求めると

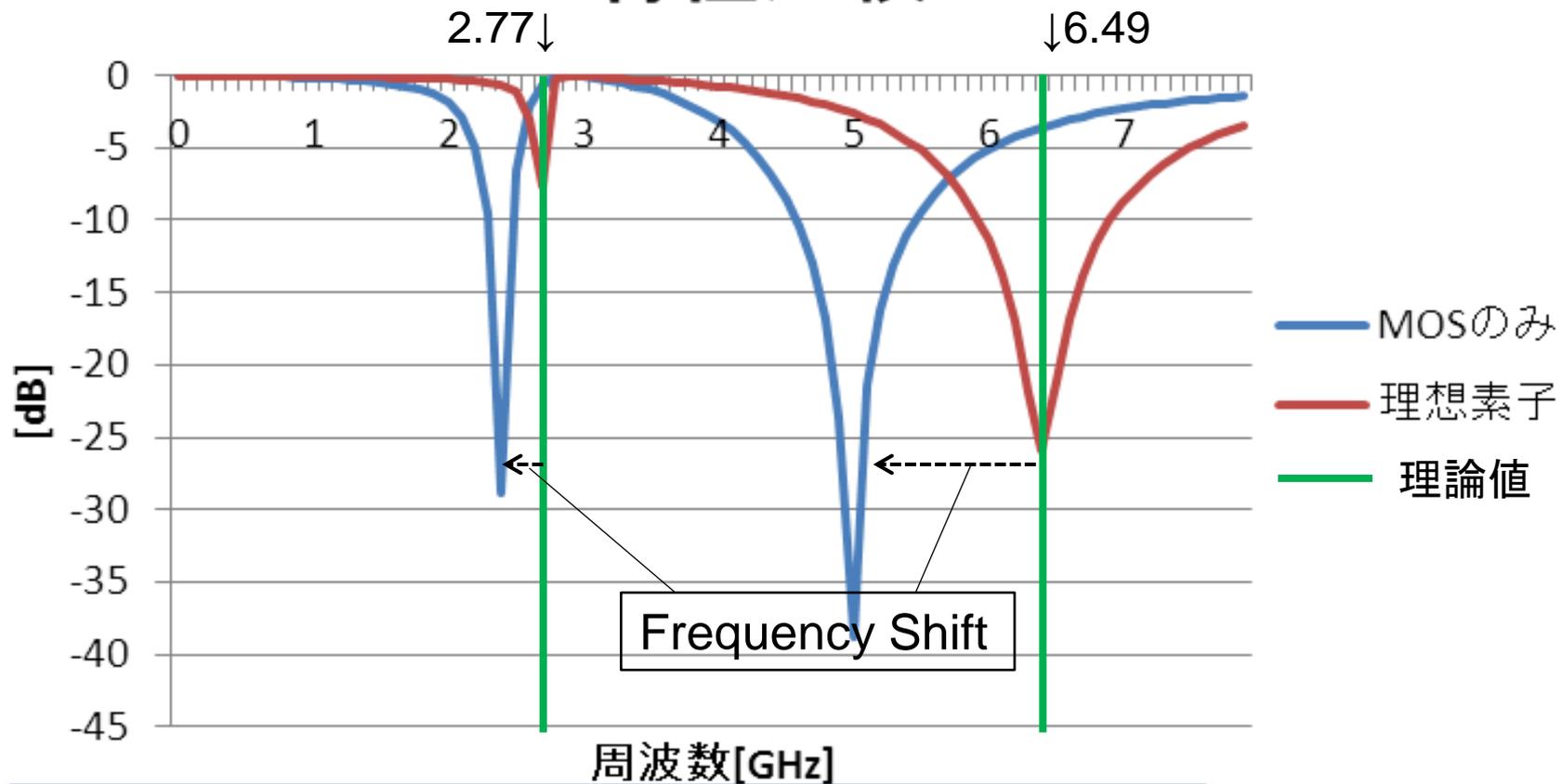
$$f_{Low} = 2.77 \text{ GHz}$$

$$f_{High} = 6.49 \text{ GHz}$$

← 今回の素子値での理論値

理論値・理想素子・MOSのみTSMC比較

特性比較

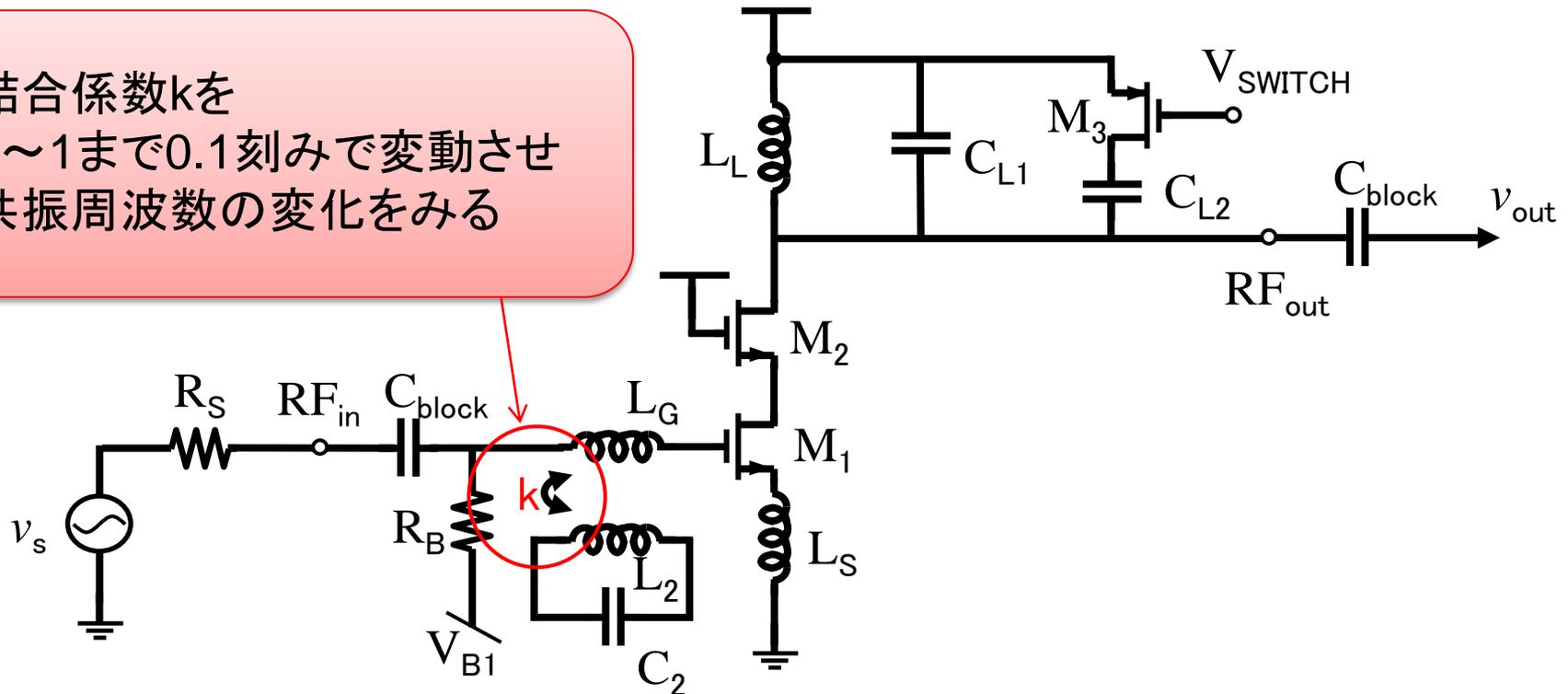


考察

実素子では寄生のキャパシタなどにより共振周波数が変化し周波数のシフトがみられるのだと考えられる

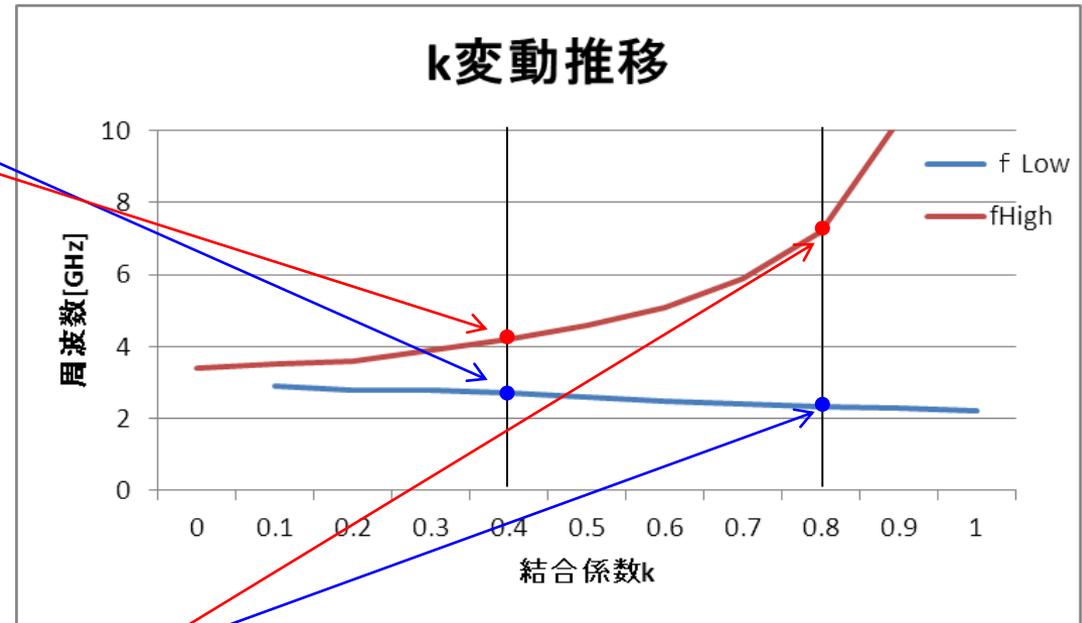
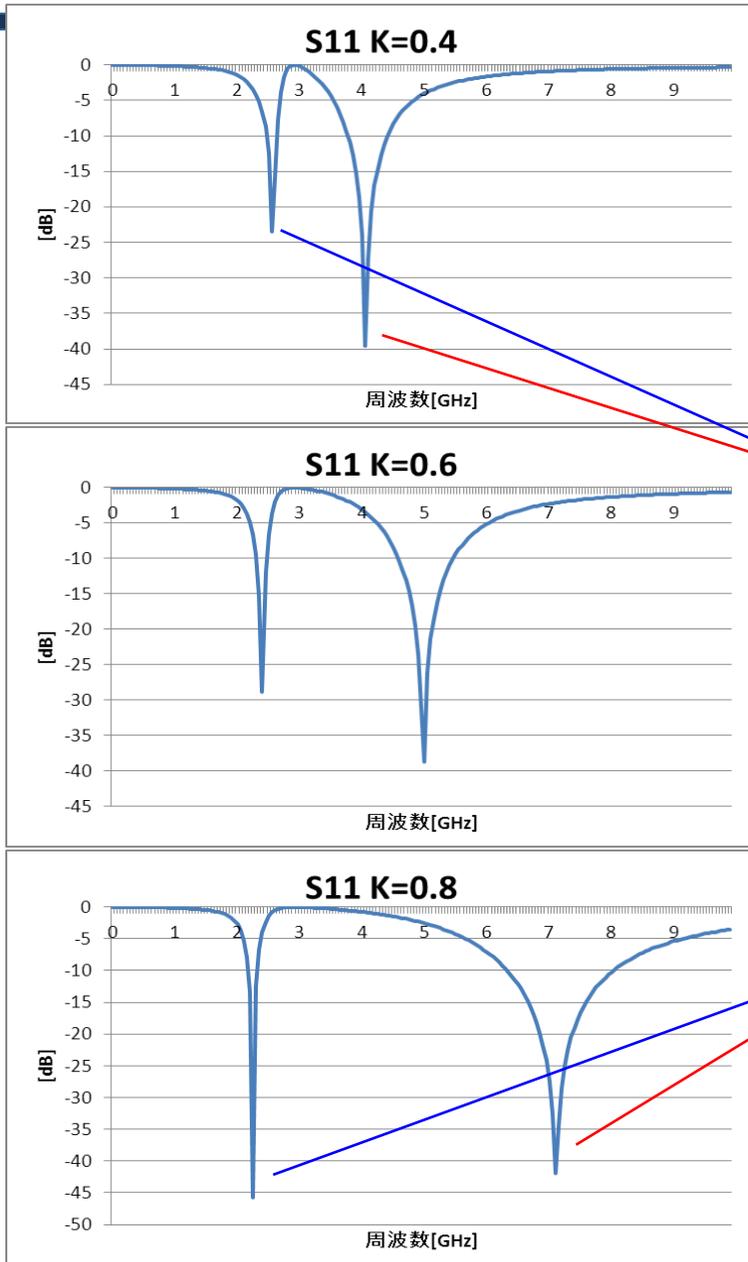
結合係数k変動 シミュレーション

結合係数kを
0~1まで0.1刻みで変動させ
共振周波数の変化をみる



| | | | | |
|---------------------------|----------------------|---------------------------|-------------------|-----------------------|
| $R_B = 100\text{k}\Omega$ | $L_G = 8.2\text{nH}$ | M_1 | M_2 | $L_L = 1\text{nH}$ |
| $V_B = 0.6\text{V}$ | $L_2 = 4\text{nH}$ | $W=160\mu\text{m}$ | $W=30\mu\text{m}$ | $C_{L1} = 1\text{pF}$ |
| $C_{block} = 1\text{nF}$ | $L_S = 180\text{pH}$ | $L=100\text{nm}$ | $L=100\text{nm}$ | $C_{L2} = 4\text{pF}$ |
| | $C_2 = 700\text{fF}$ | $C_{gs} = 129.4\text{fF}$ | | |

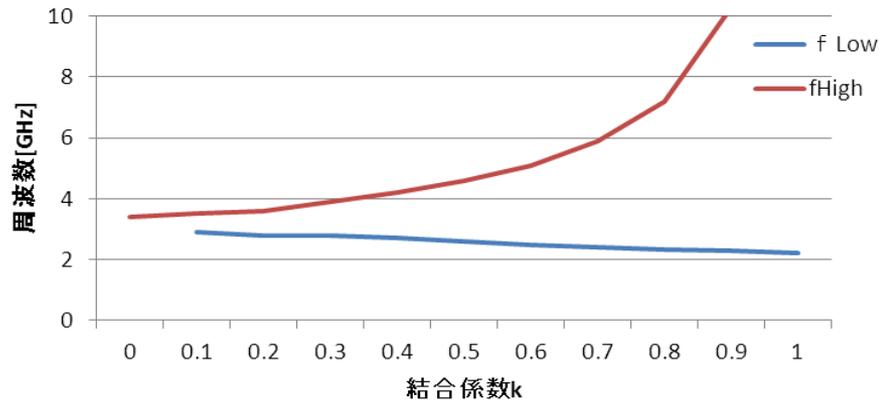
結合係数k変動グラフ



MOSのみTSMCで構成した回路の
結合係数kの変動グラフ

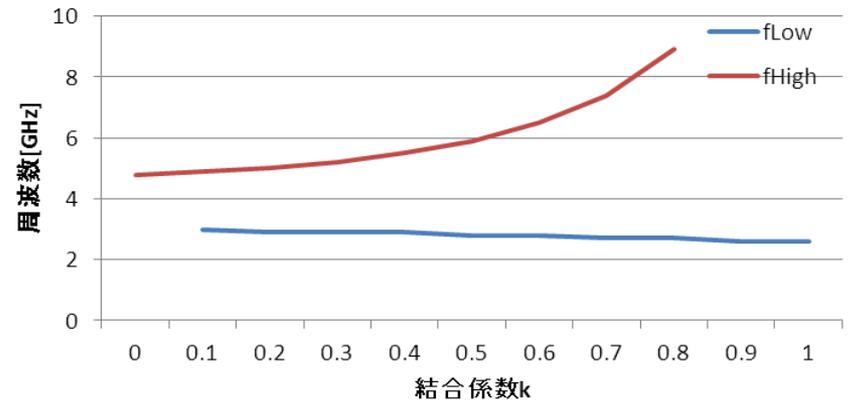
結合係数k変動させる

k変動推移



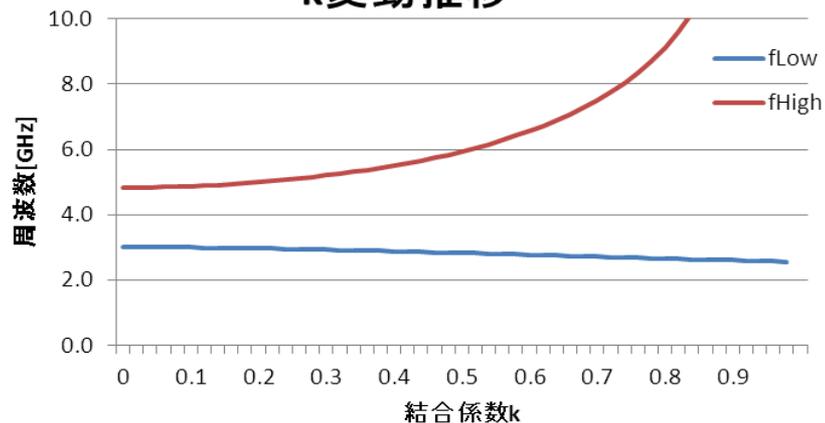
MOSのみTSMCで構成した回路

k変動推移



理想素子で構成した回路

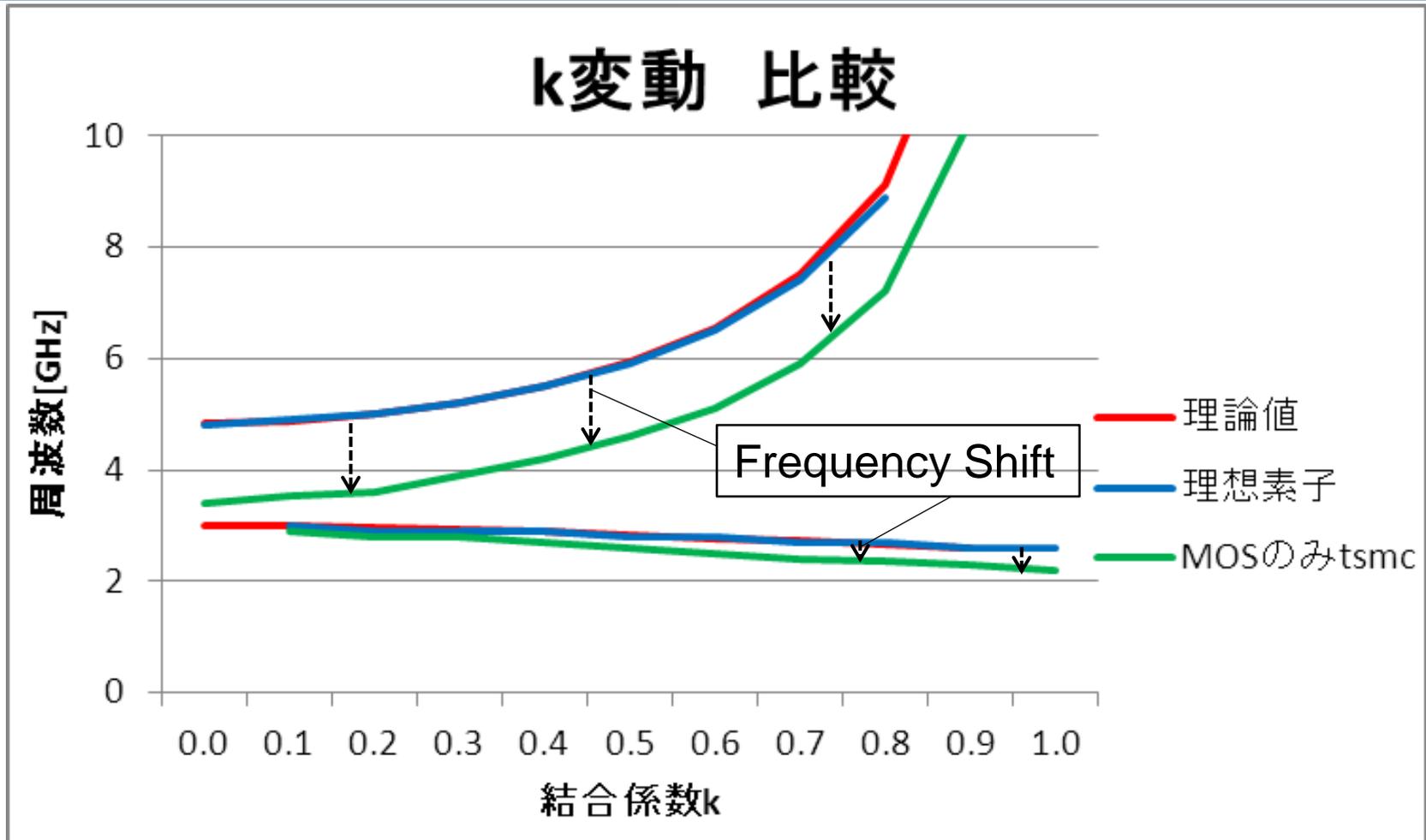
k変動推移



理論値

- ・ 素子値にもよるが
2つの共振周波数のとれる値
には制限がある
(線上以外の共振周波数は
とれない)

結合係数k変動 比較



理論値と理想素子は一致
 MOSのみTSMCのグラフは理論値に比べ
 f_{High} が約2 GHz小さくなるようにシフトしている

NF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周波数に応じた抵抗成分がみられる

インダクタのQ値の式

$$Q = \frac{2\pi fL}{R}$$



$$R = \frac{2\pi fL}{Q}$$

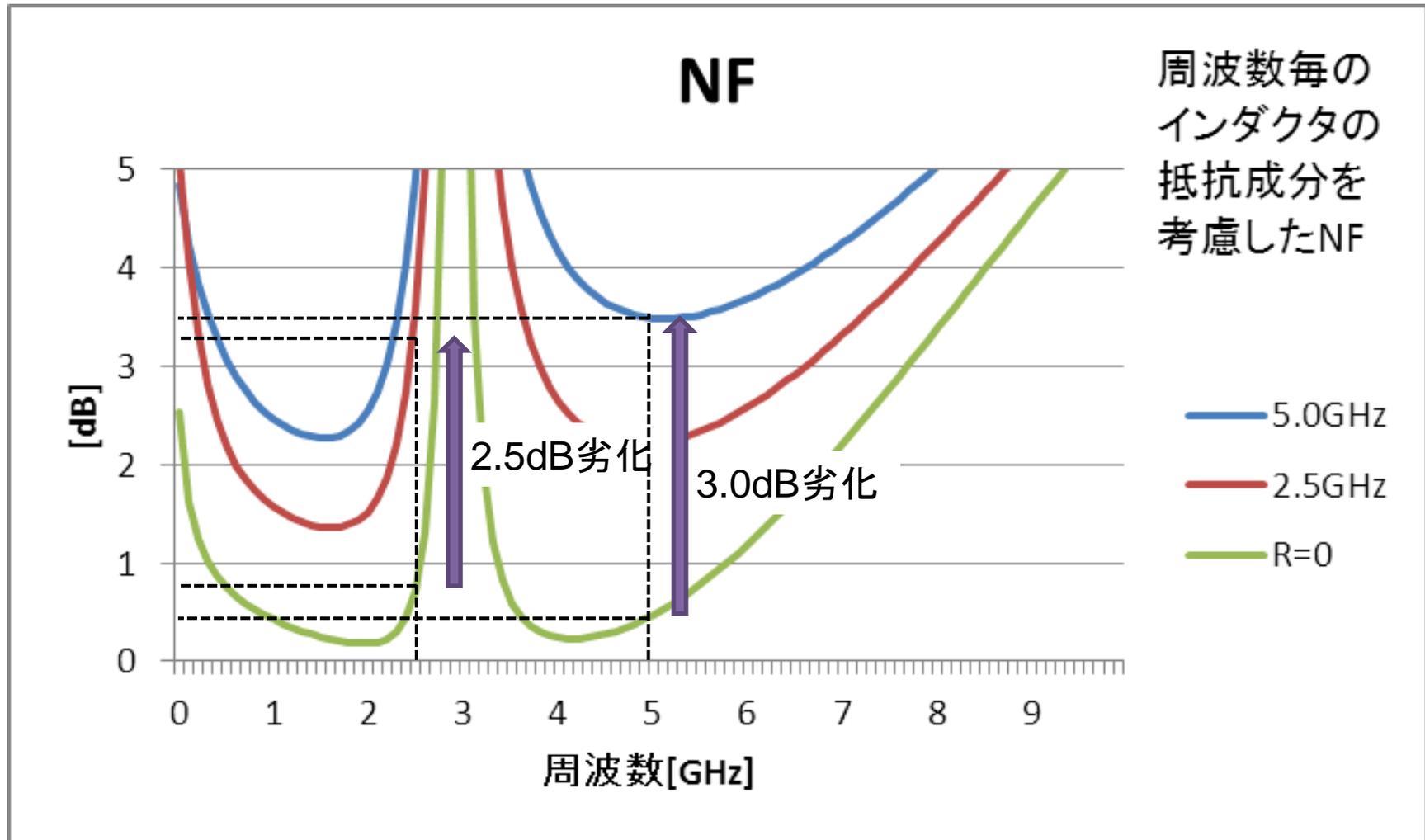
インダクタ+寄生抵抗



この式より高周波でのインダクタの抵抗成分が計算できる
Dual-Bandでは二つの共振周波数の値を代入する(今回 $f = 2.5\text{GHz}, 5\text{GHz}$)
Qの値を入れインダクタの抵抗成分を計算する($Q = 10$)
回路上のインダクタに抵抗を入れシミュレーションを行う

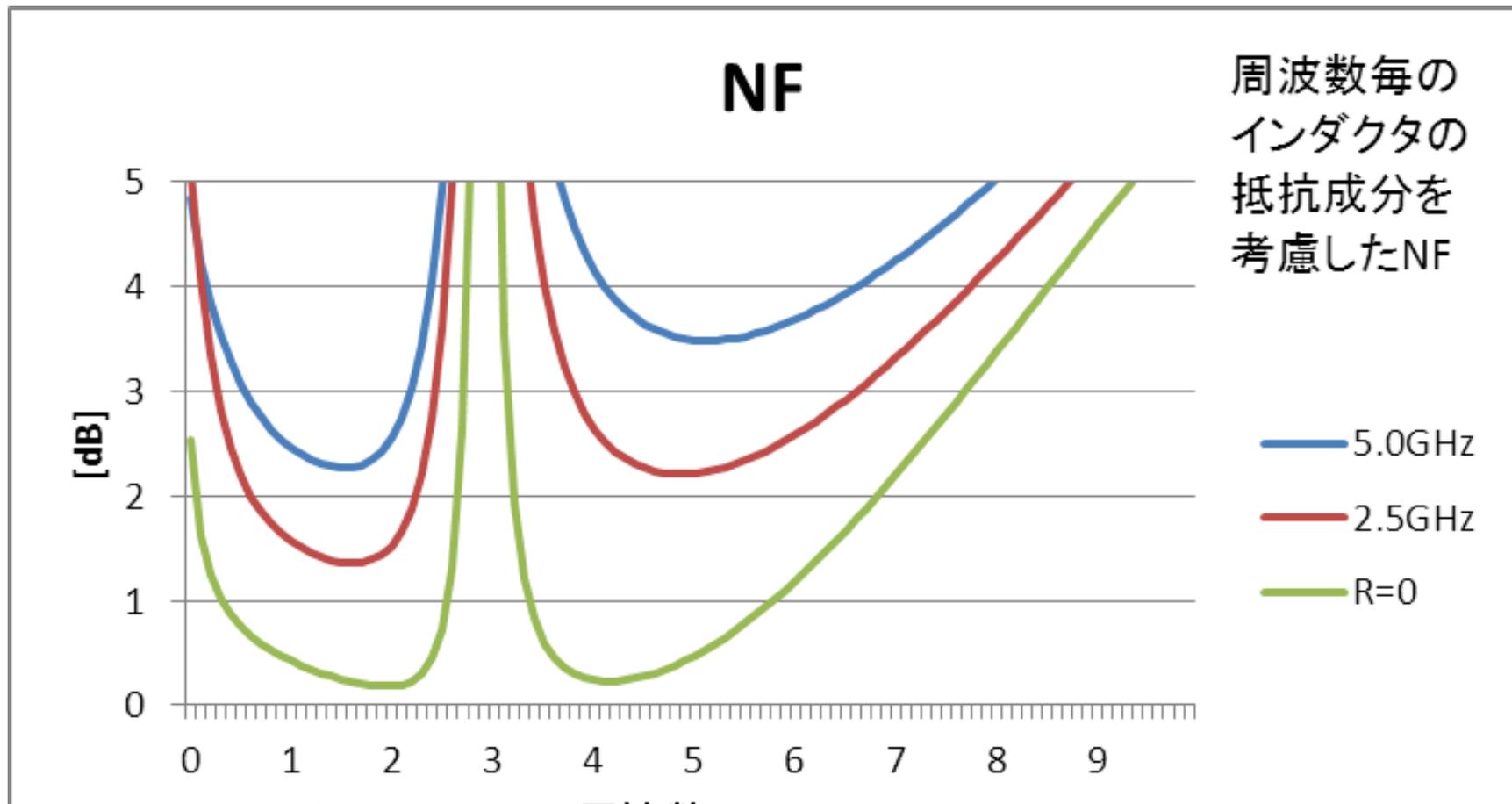
- 抵抗成分を含めたインダクタでのシミュレーションでNFがどれだけ劣化したか比較する

NFシミュレーション



- ・NFは値が小さいほどLNAの内部での雑音成分が小さい

NF(Noise Factor)シミュレーション

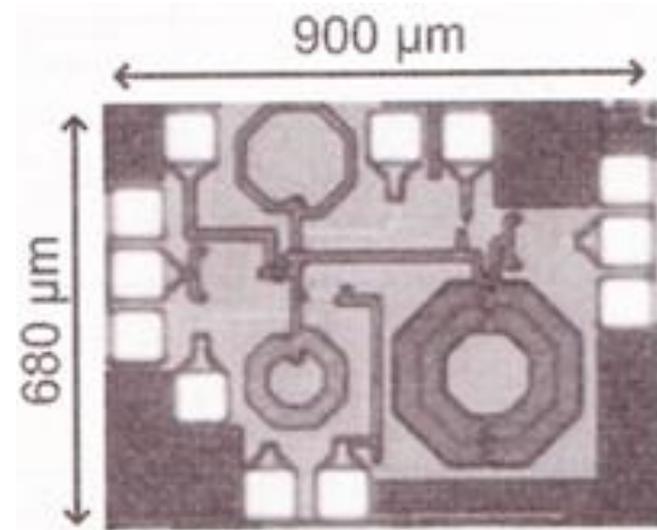
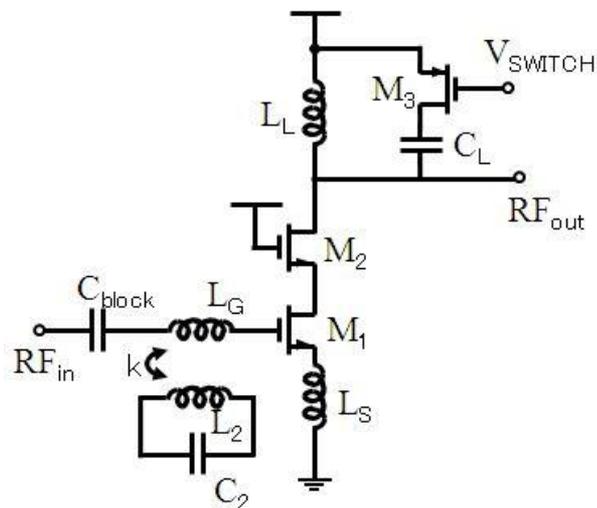


- インダクタの抵抗成分を少なくする設計
- Q値を良くする設計・レイアウト
- Q値が10以上のRF専用のプロセスを用いること

が必要

Dual-Band LNA まとめ

- LNAの入力側にトランスを用い共振周波数を二つにできることを示した
- 提案回路Dual-Band LNAの共振周波数を求める式を解析した
- 理論値と理想素子での結果の値を一致させた
- 理想素子と実素子のFrequency Shift を設計時にどうするかという問題



論文中では上図のように実装している

アウトライン

- 研究目的
- Dual Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- Triple-Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- 考察
 - インダクタ・トランスのレイアウト考察
- まとめ

Triple-Band化を考える

トランス0個のLNAの入カインピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right\}$$

$=$ 2次方程式(共振周波数1つ)

トランス1個のLNAの入カインピーダンス Z_{in} は

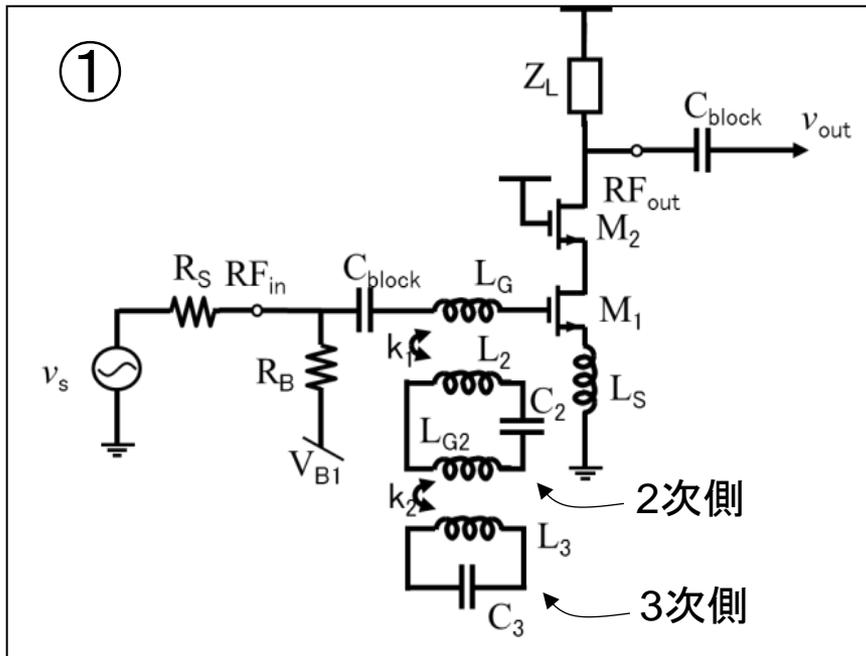
$$Z_{in} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{\omega^3 M^2 C_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} \right\}$$

$=$ 4次方程式(共振周波数2つ)

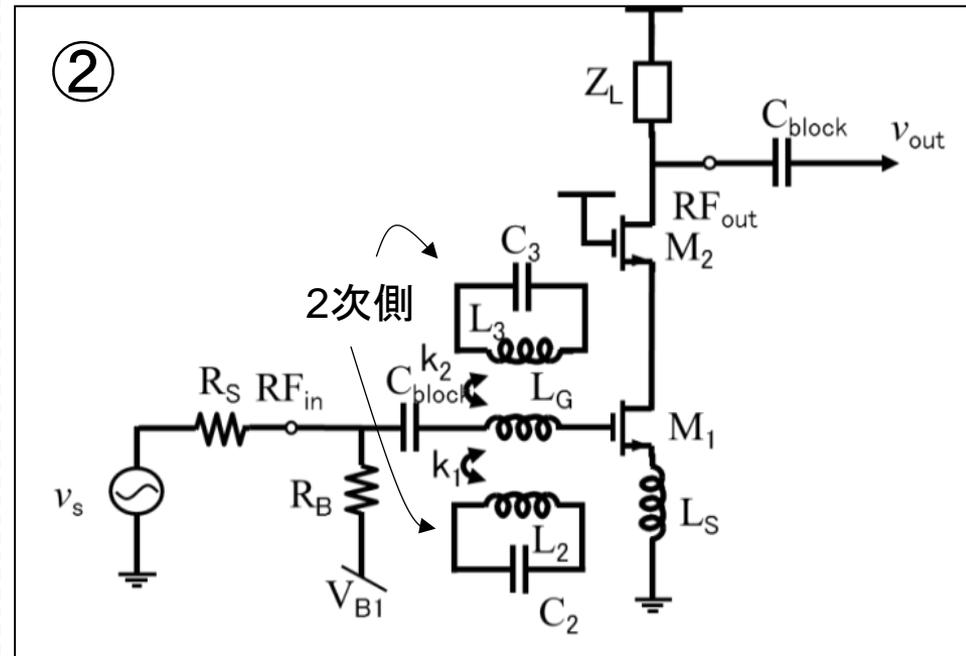
トランス2個のLNAの共振周波数を求める式は
6次方程式(共振周波数3つ)になるのではないか

Triple-Band LNAの実現方法

Triple-Bandが実現できた回路構成は①②である



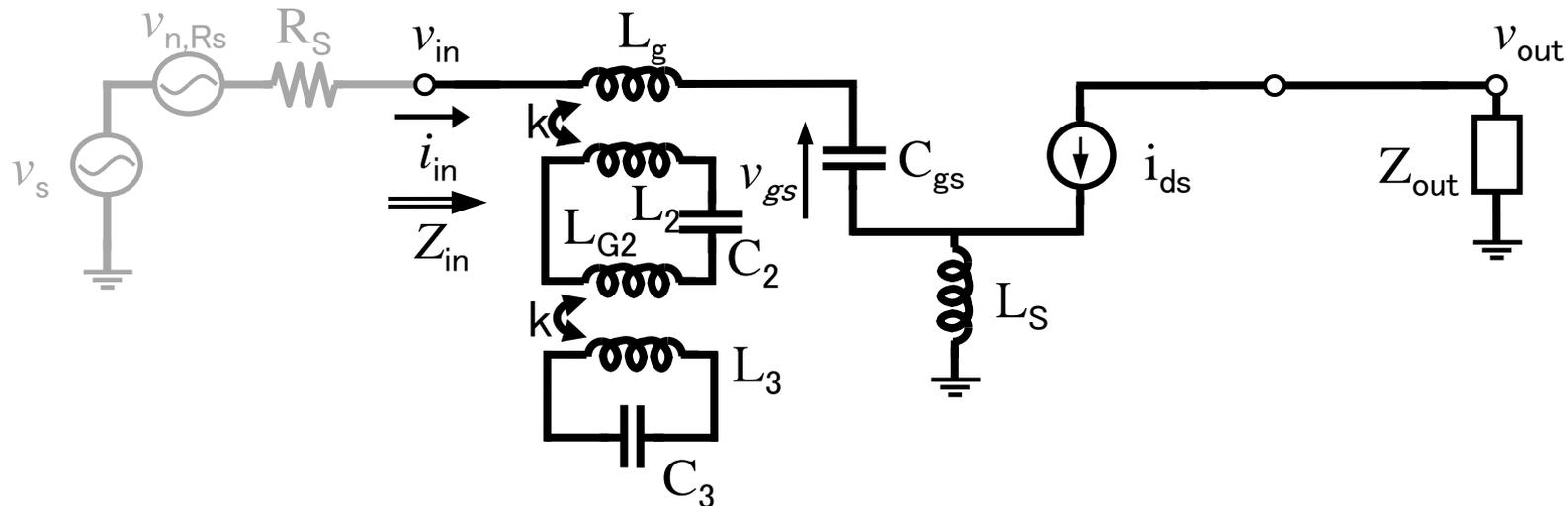
- L_G と L_2 をトランス結合
- L_{G2} と L_3 をトランス結合
- 2次側を経て3次側に結合させる構成方式



- L_G と L_2 をトランス結合
- L_G と L_3 をトランス結合
- 1次側と2次側でのトランス結合を二つ使う構成方式

Triple-Band LNA①の解析

トランス結合を拡張した小信号等価回路



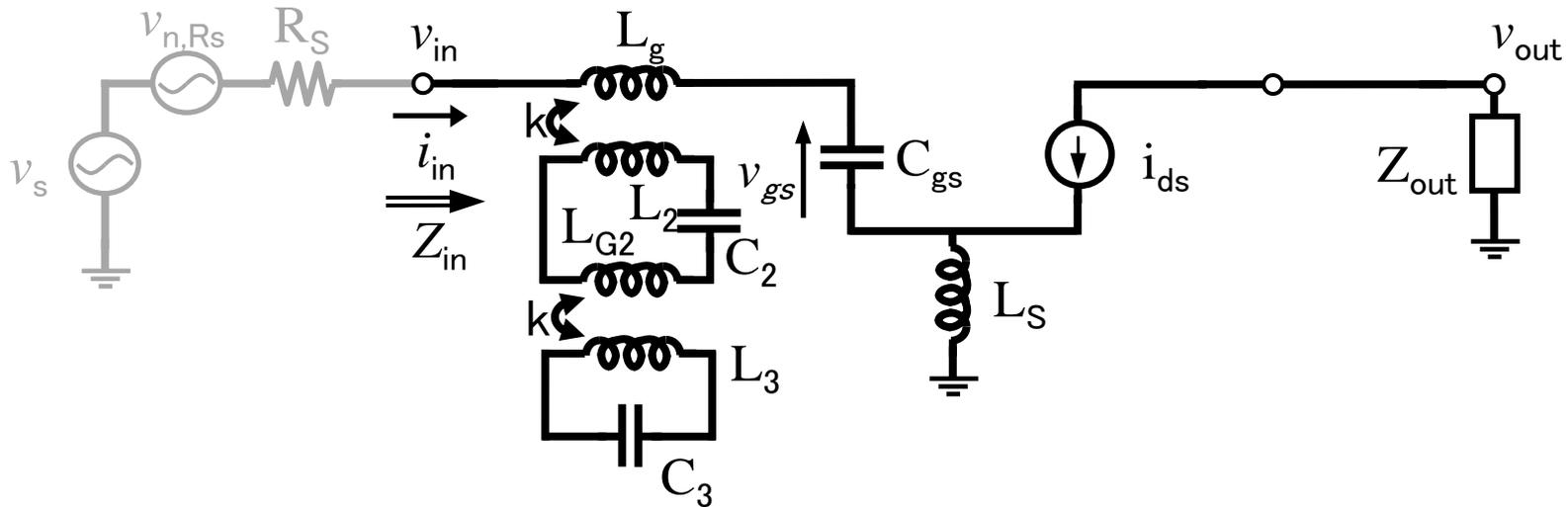
入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left\{ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right. \\ \left. + \frac{j\omega^5 M_1^2 C_2 C_3 L_3 - j\omega^3 C_2 M_1^2}{\omega^4 \{C_2 C_3 M_2^2 - C_3 L_3 C_2 (L_2 + L_{g2})\} + \omega^2 \{C_3 L_3 + C_2 (L_2 + L_{g2})\} - 1} \right\} = 0$$

共振周波数を求めるため $Im(Z_{in}) = 0$ を解く

Triple-Band LNA①の解析

トランス結合を拡張した小信号等価回路



$M_1 = k_1 \sqrt{L_g L_2}$, $M_2 = k_2 \sqrt{L_{g2} L_3}$ を代入し、次数毎にまとめると

$$\begin{aligned} & \omega^6 C_{gs} C_2 C_3 \{ (L_g + L_s)(L_2 + L_{g2})L_3 - (L_g + L_s)k_2^2 L_{g2} L_3 - k_1^2 L_g L_2 L_3 \} \\ & + \omega^4 \{ -(L_g + L_s)C_{gs}(L_2 + L_{g2})C_2 - (L_g + L_s)C_{gs}L_3C_3 - (L_2 + L_{g2})C_2L_3C_3 \\ & \qquad \qquad \qquad + k_2^2 L_{g2} C_2 L_3 C_3 + k_1^2 L_g C_{gs} L_2 C_2 \} \\ & + \omega^2 \{ (L_g + L_s)C_{gs} + (L_2 + L_{g2})C_2 + L_3 C_3 \} - 1 = 0 \end{aligned}$$

共振周波数を求める式は6次方程式(共振周波数3つ)

②の回路解析

共振周波数を求める式は ($Im(Z_{in}) = 0$ から)

$$\omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_{gs}} + \frac{\omega^3 M_1^2 C_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} + \frac{\omega^3 M_2^2 C_3}{1 - \omega^2 L_3 C_3} = 0$$

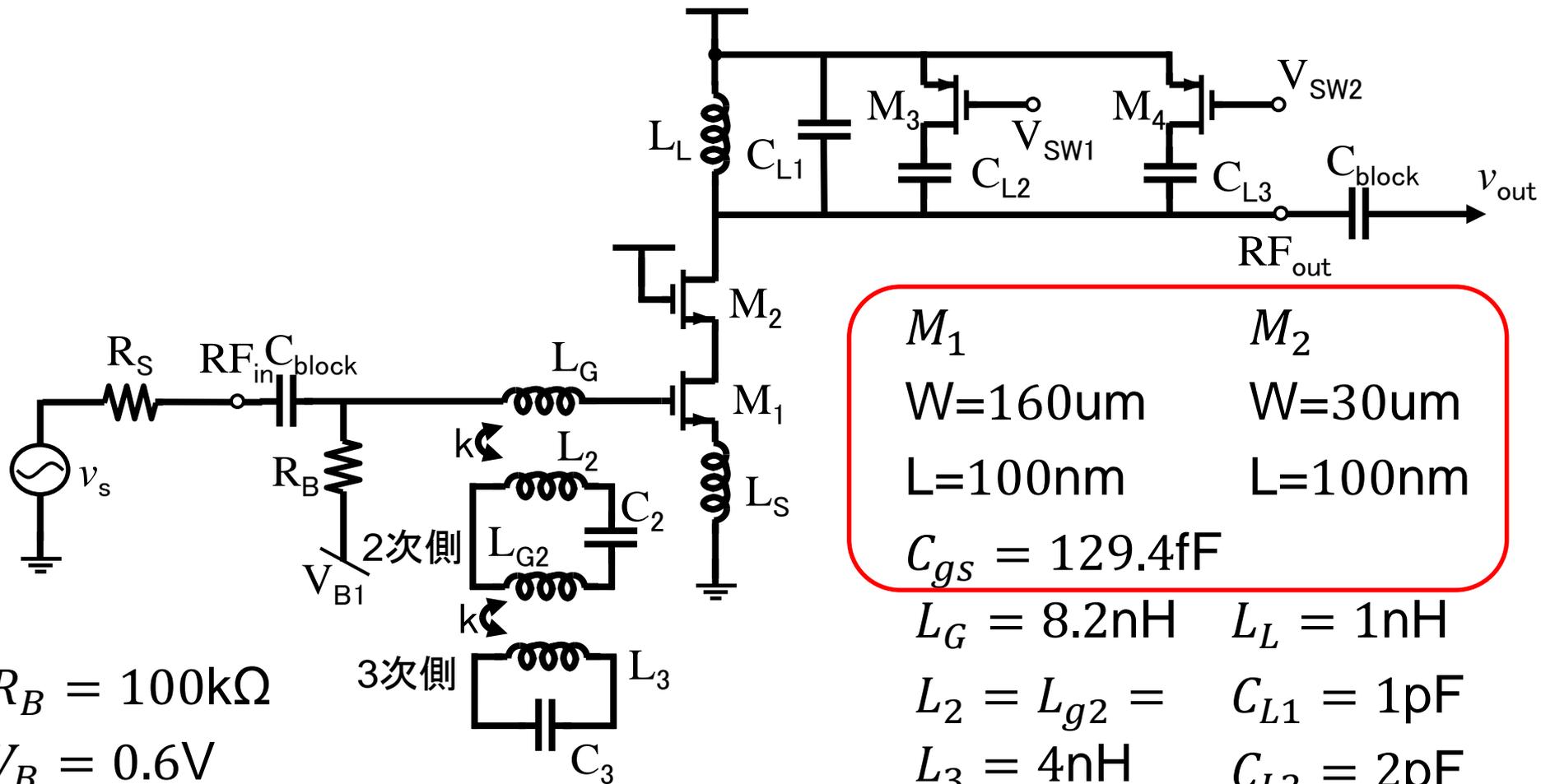


$$\begin{aligned} & \omega^6 \{ (L_g + L_s) C_{gs} L_2 C_2 L_3 C_3 - k_1^2 L_g C_{gs} L_2 C_2 L_3 C_3 - k_2^2 L_g C_{gs} L_2 C_2 L_3 C_3 \} \\ & + \omega^4 \{ -(L_g + L_s) C_{gs} L_2 C_2 - L_2 C_2 L_3 C_3 - (L_g + L_s) C_{gs} L_3 C_3 \\ & \qquad \qquad \qquad + k_1^2 L_g C_{gs} L_2 C_2 + k_2^2 L_g C_{gs} L_3 C_3 \} \\ & + \omega^2 \{ (L_g + L_s) C_{gs} + L_2 C_2 + L_3 C_3 \} - 1 = 0 \end{aligned}$$

共振周波数を求める式は6次方程式(共振周波数3つ)

①の回路と同様に解析できほぼ同様な式になる

シミュレーション回路



$$R_B = 100\text{k}\Omega$$

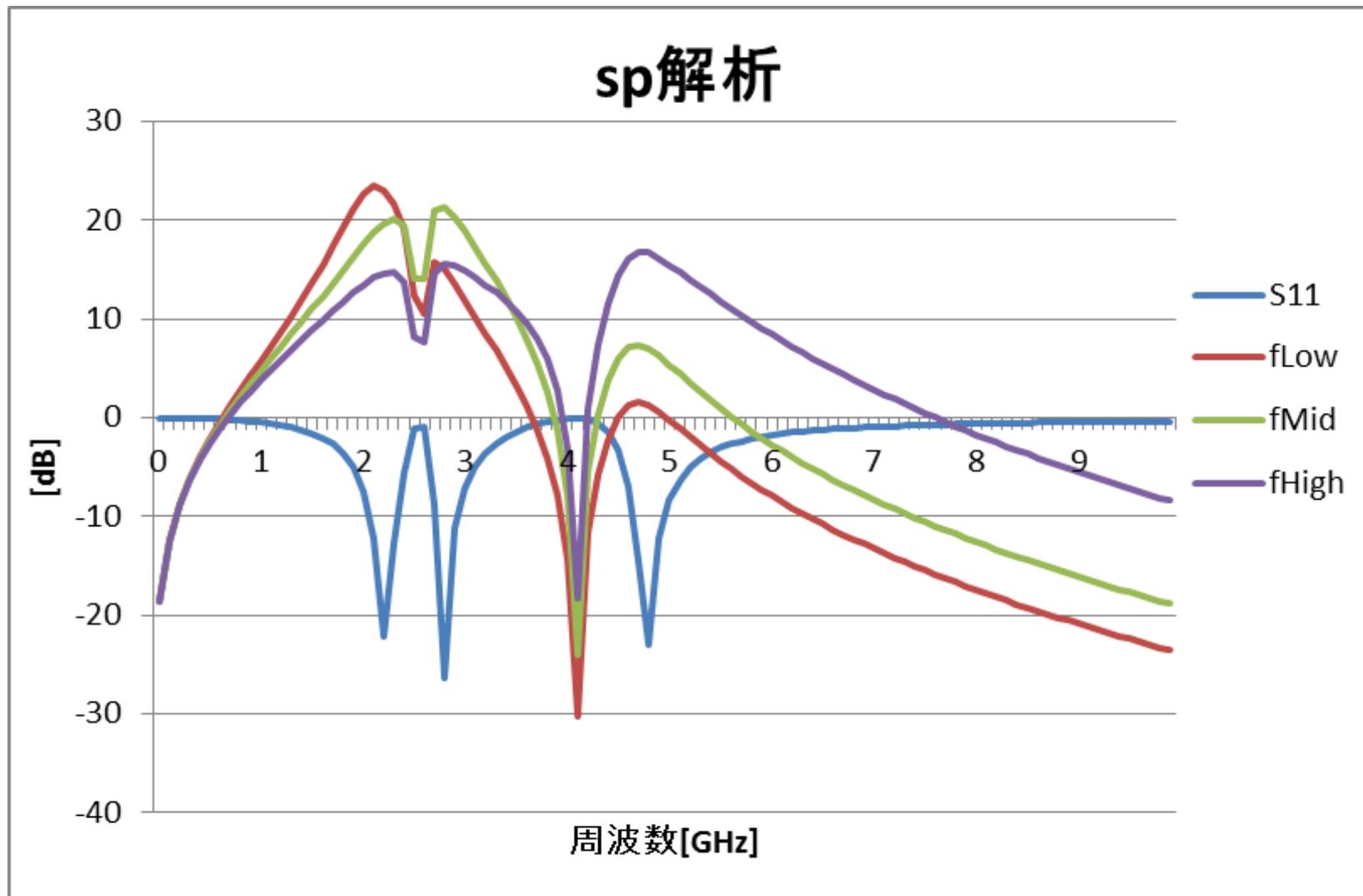
$$V_B = 0.6\text{V}$$

$$C_{block} = 1\text{nF}$$

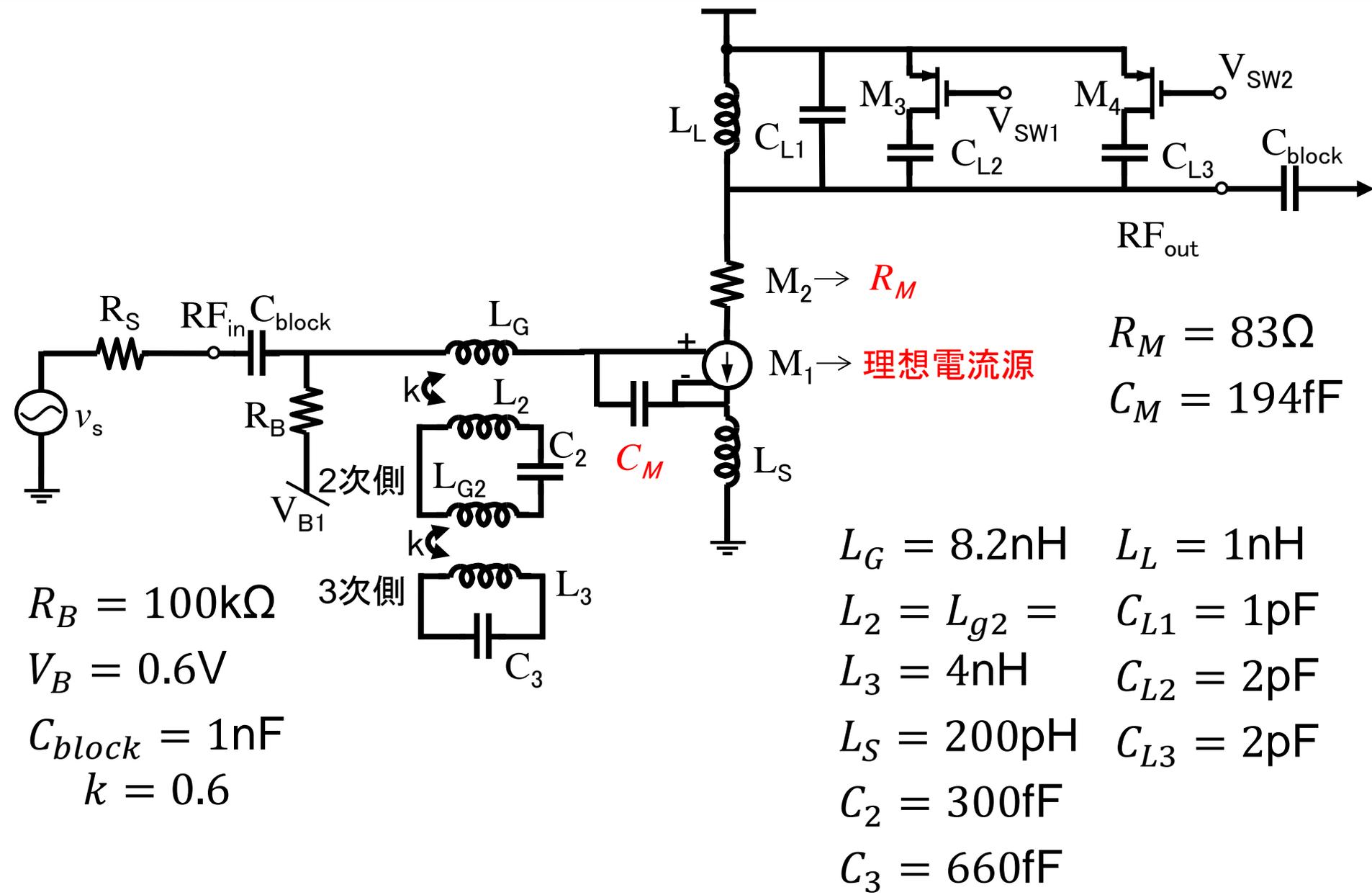
$$k = 0.6$$

 M_1
 $W=160\mu\text{m}$
 $L=100\text{nm}$
 $C_{gs} = 129.4\text{fF}$
 $L_G = 8.2\text{nH}$
 $L_2 = L_{g2} =$
 $L_3 = 4\text{nH}$
 $L_S = 200\text{pH}$
 $C_2 = 300\text{fF}$
 $C_3 = 660\text{fF}$
 M_2
 $W=30\mu\text{m}$
 $L=100\text{nm}$
 $L_L = 1\text{nH}$
 $C_{L1} = 1\text{pF}$
 $C_{L2} = 2\text{pF}$
 $C_{L3} = 2\text{pF}$

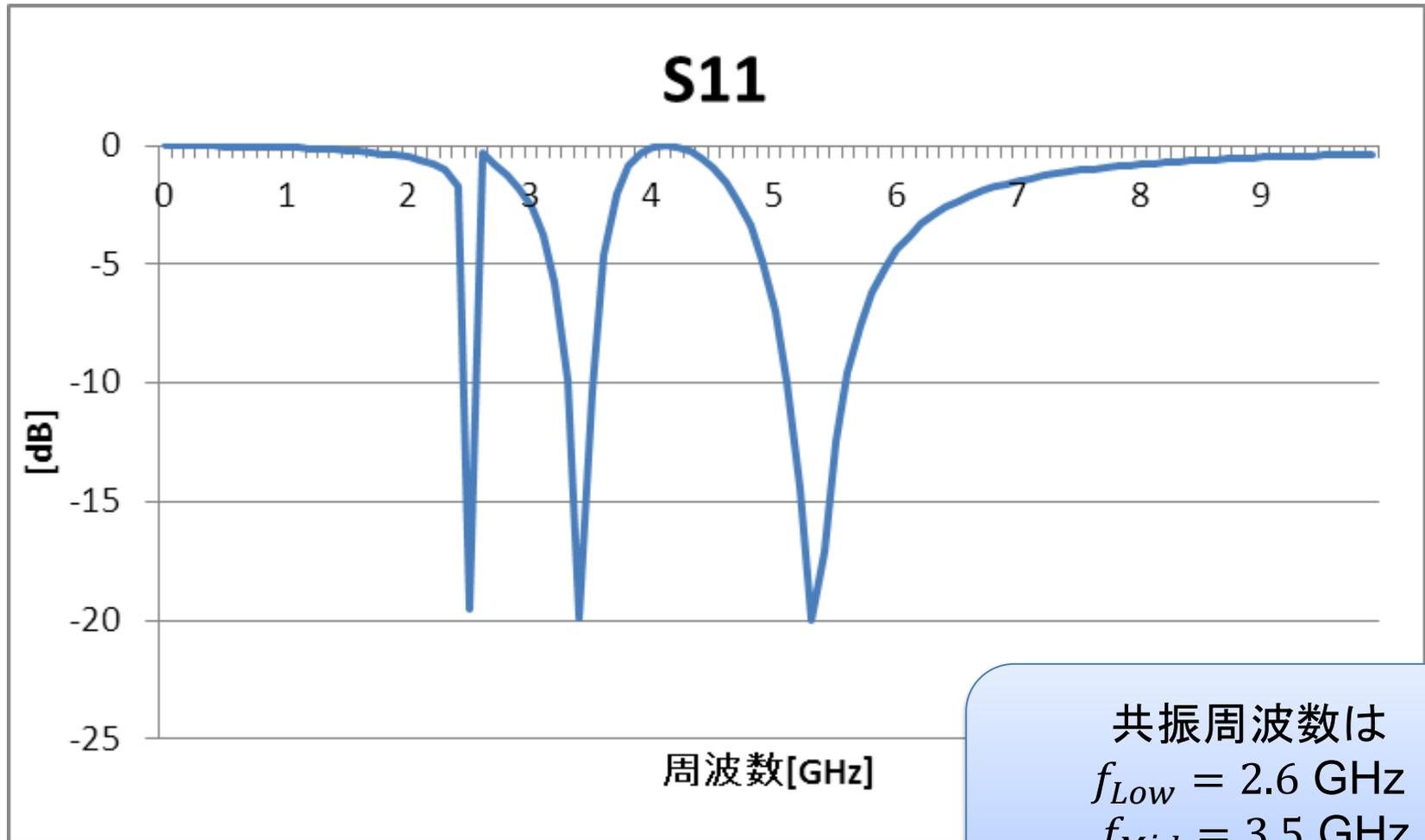
シミュレーション結果 SP解析



全部理想素子でのシミュレーション



理想素子シミュレーション結果



共振周波数の理論値

共振周波数を求める6次方程式に素子値を代入して

$$L_G = 8.2\text{nH} \quad L_2 = L_{g2} = L_3 = 4\text{nH} \quad L_S = 200\text{pH}$$

$$C_{gs} = 194\text{fF} \quad C_2 = 300\text{fF} \quad C_3 = 660\text{fF}$$

$$k_1 = k_2 = 0.6$$

3次方程式

$$\begin{aligned} \rightarrow W^3(6.66 \times 10^{-63}) + W^2(-12.7 \times 10^{-42}) \\ + W(6.67 \times 10^{-21}) - 1 = 0 \end{aligned}$$

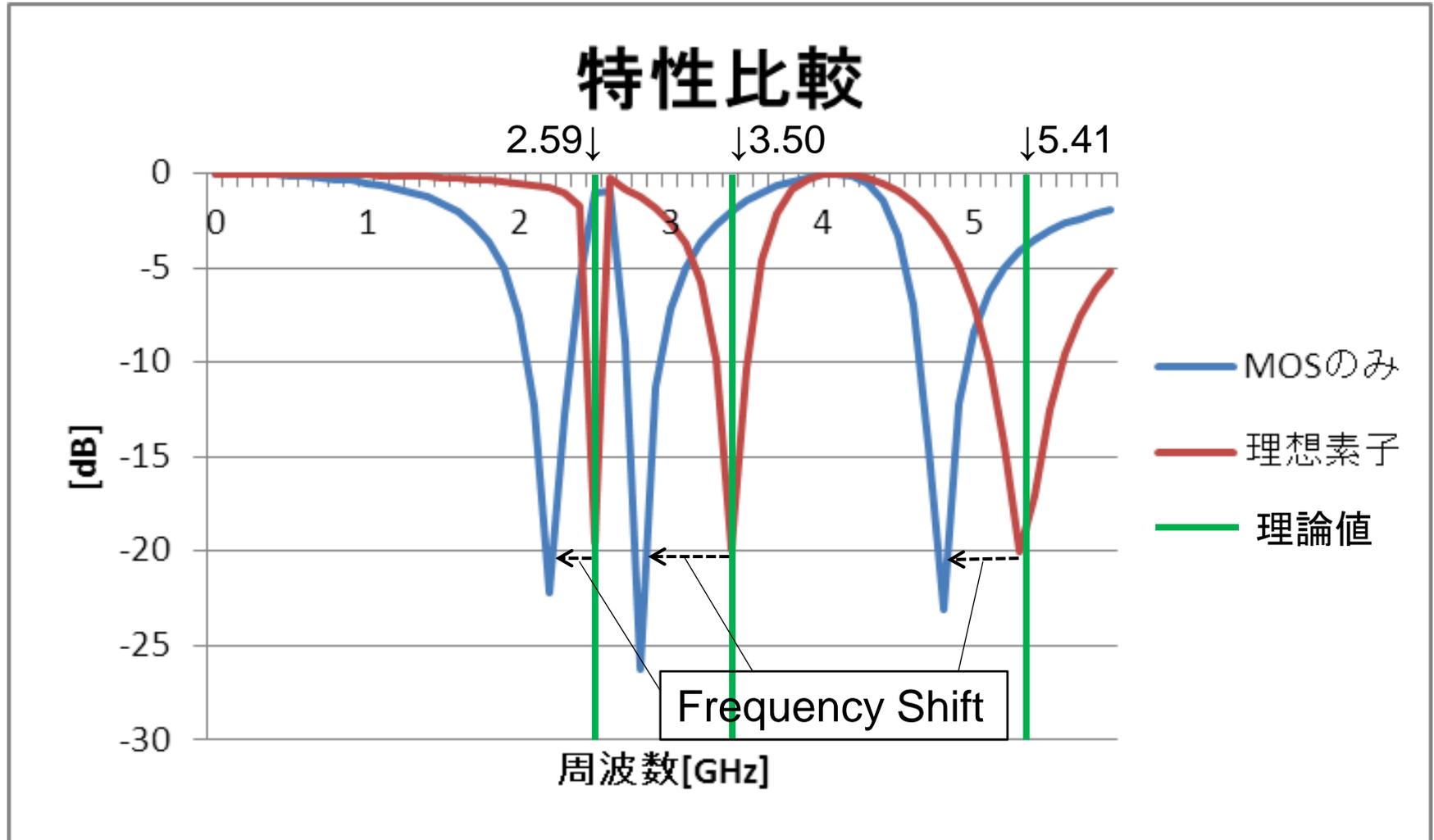
ω について解き $\omega = 2\pi f$ の関係式から f を求めると

$$f_{Low} = 2.59 \text{ GHz}$$

$$f_{Mid} = 3.50 \text{ GHz} \quad \leftarrow \text{今回の素子値での理論値}$$

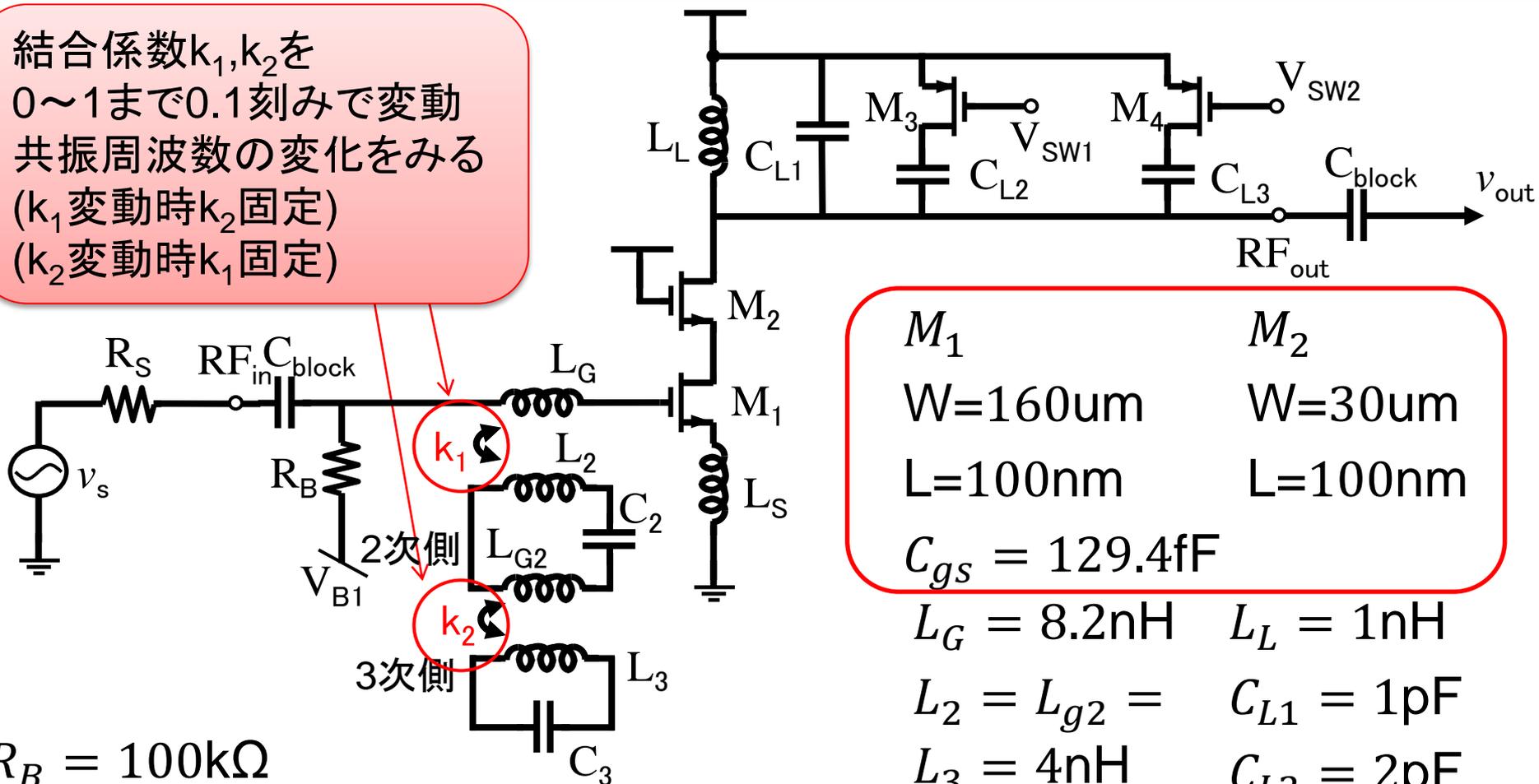
$$f_{High} = 5.41 \text{ GHz}$$

理論値・理想素子・MOSのみTSMC比較



結合係数k変動 シミュレーション

結合係数 k_1, k_2 を
0~1まで0.1刻みで変動
共振周波数の変化をみる
(k_1 変動時 k_2 固定)
(k_2 変動時 k_1 固定)



$$R_B = 100\text{k}\Omega$$

$$V_B = 0.6\text{V}$$

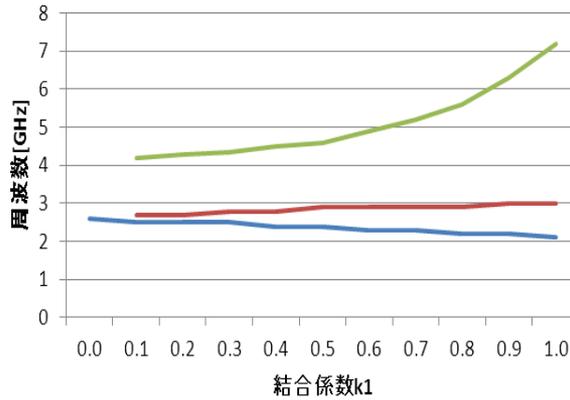
$$C_{block} = 1\text{nF}$$

| | |
|---------------------------|-----------------------|
| M_1 | M_2 |
| $W=160\mu\text{m}$ | $W=30\mu\text{m}$ |
| $L=100\text{nm}$ | $L=100\text{nm}$ |
| $C_{gs} = 129.4\text{fF}$ | |
| $L_G = 8.2\text{nH}$ | $L_L = 1\text{nH}$ |
| $L_2 = L_{g2} =$ | $C_{L1} = 1\text{pF}$ |
| $L_3 = 4\text{nH}$ | $C_{L2} = 2\text{pF}$ |
| $L_S = 200\text{pH}$ | $C_{L3} = 2\text{pF}$ |
| $C_2 = 300\text{fF}$ | |
| $C_3 = 660\text{fF}$ | |

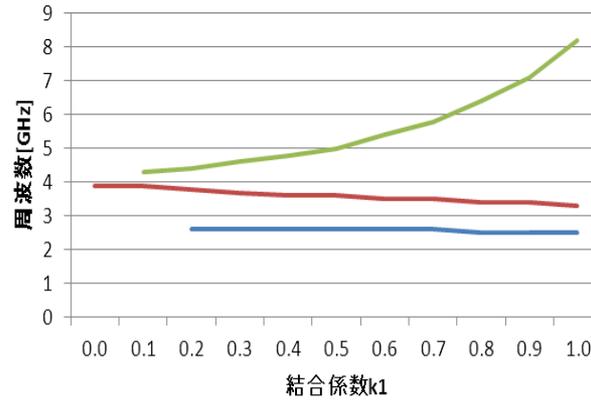
理論値・理想素子・MOSのみTSMCのk変動比較



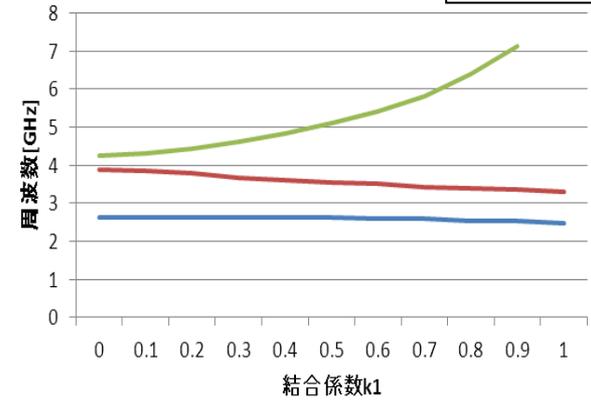
k1変動 k2=0.6



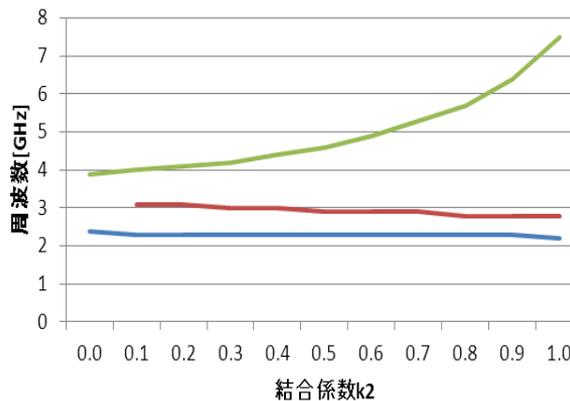
k1変動 k2=0.6



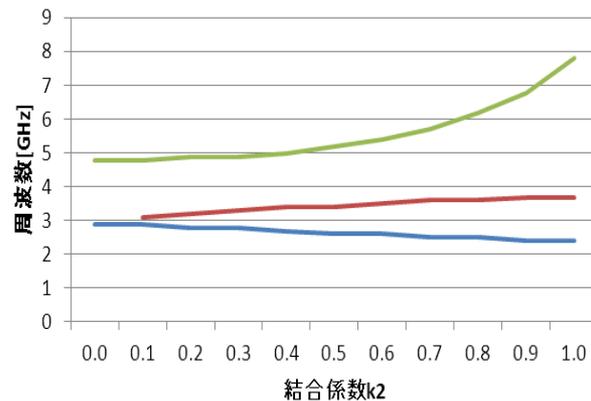
k1変動 k2=0.6



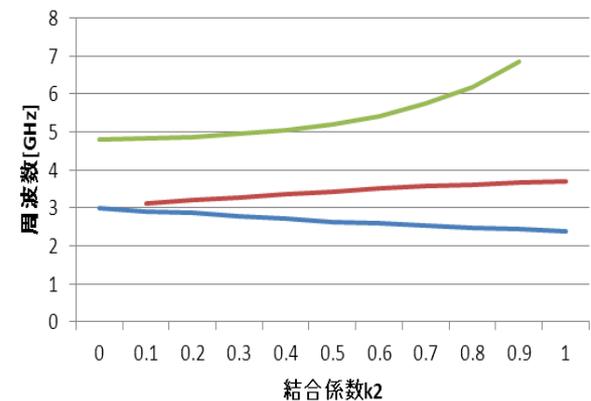
k1=0.6 k2変動



k1=0.6 k2変動



k1=0.6 k2変動

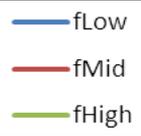


MOSのみTSMC構成

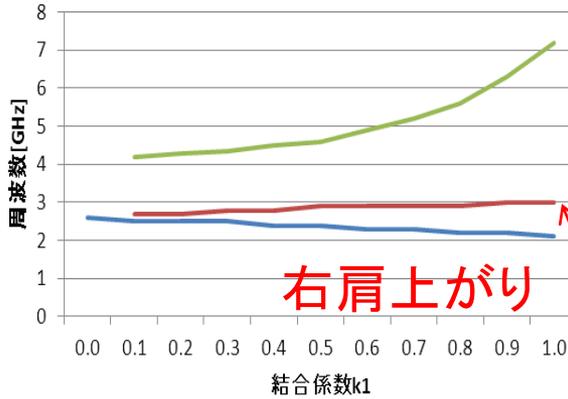
理想素子

理論値

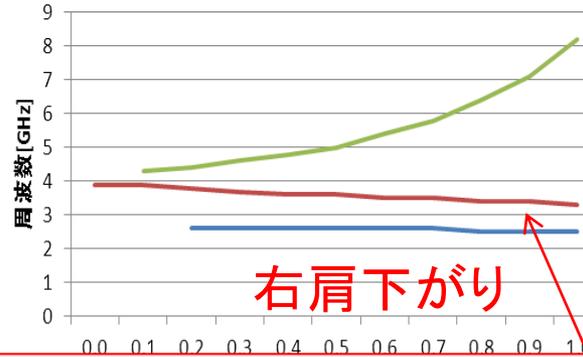
理論値・理想素子・MOSのみTSMCのk変動比較



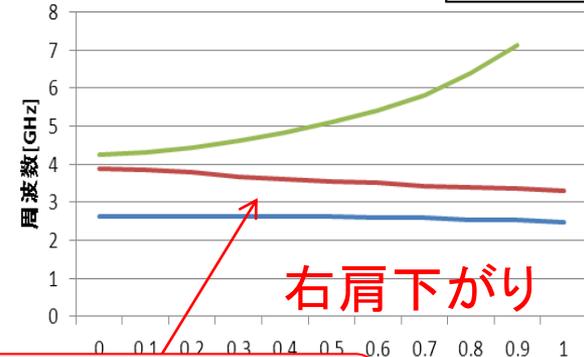
k1変動 k2=0.6



k1変動 k2=0.6



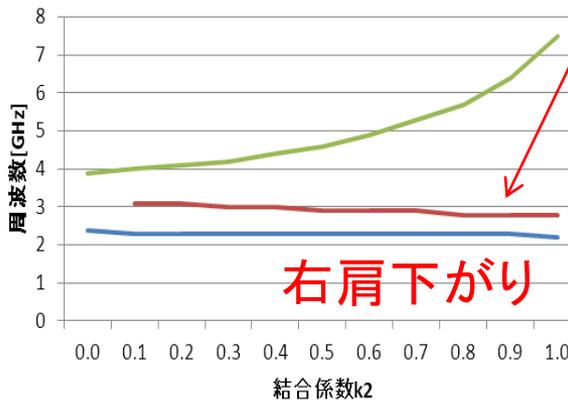
k1変動 k2=0.6



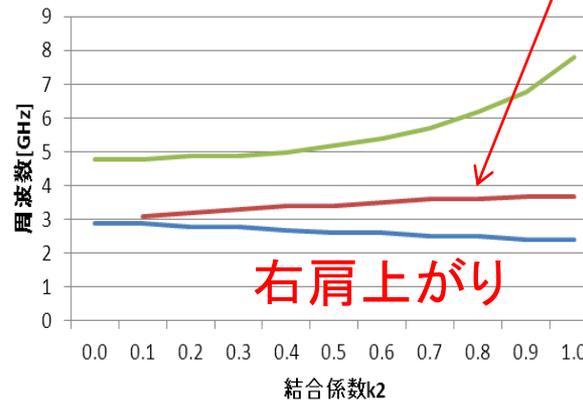
f_{Mid} のk変動推移の特性

MOSのみTSMC構成⇔理想素子・理論値

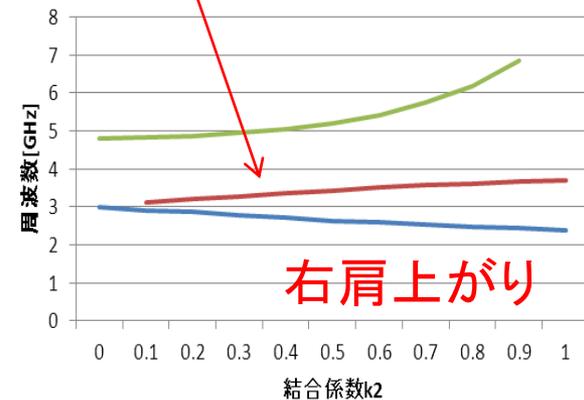
k1=0.6 k2変動



k1=0.6 k2変動



k1=0.6 k2変動

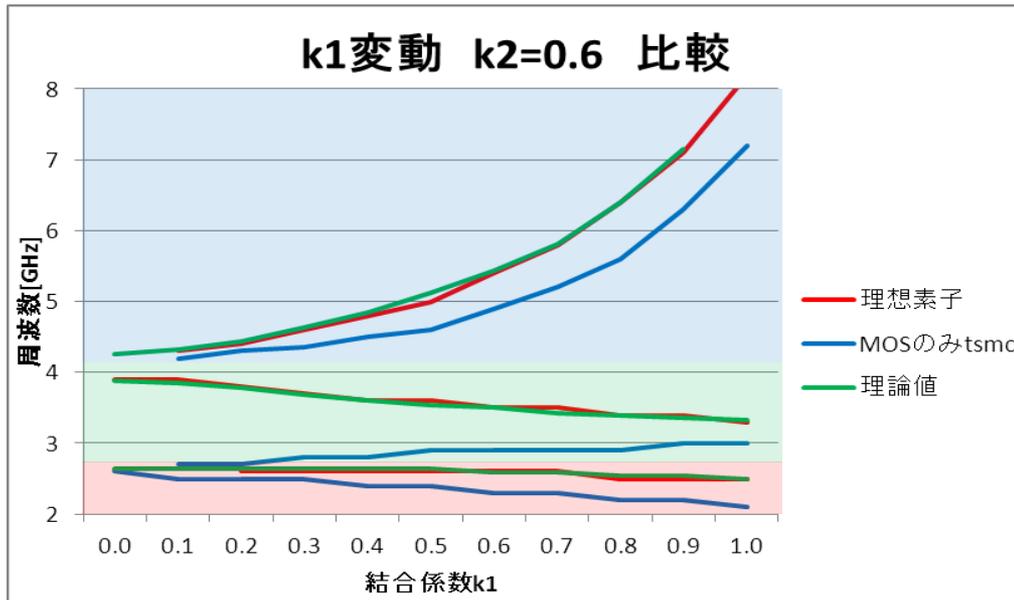
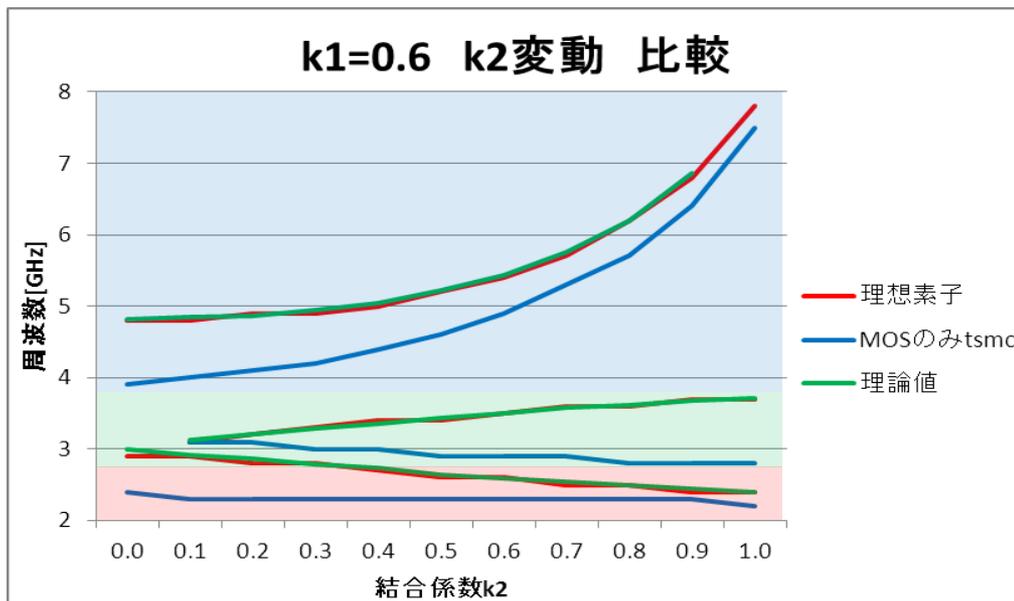


MOSのみTSMC構成

理想素子

理論値

結合係数k変動 比較

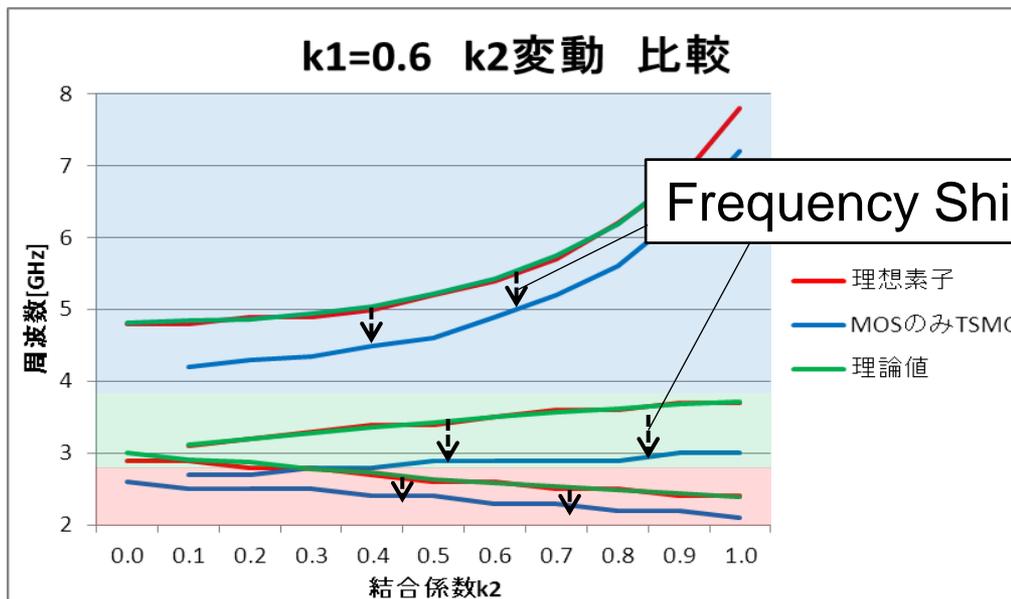
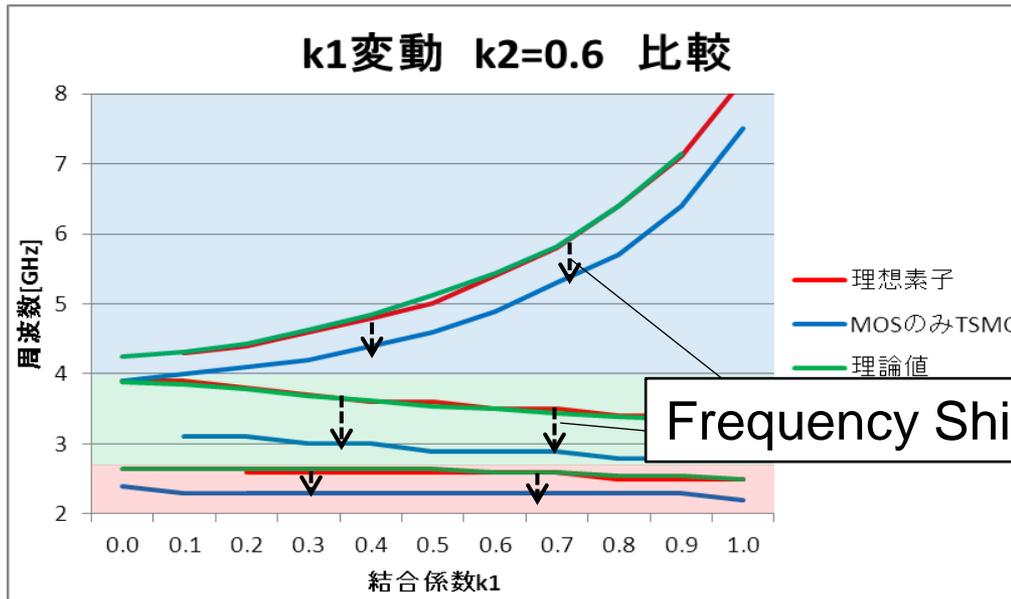

 f_{High}
 f_{Mid}
 f_{Low}


K1,k2変動どちらも理想素子
と理論値は一致

MOSのみTSMCのグラフは
Low, Mid, Highどれも理論値
より小さくなるように
シフトする

特にMidは特性が逆になる
⇒入れ替えてみると近い？

k変動 比較 (MOSのみTSMC入れ替え)



MOSのみTSMCの結果を入れ替えた

↓

Low, Mid, Highどれも理論値に比べていくらか共振周波数が小さくなるようにシフトする

形はほぼ理論値と同じになった

なぜ入れ替え良くなるのか
検証・考察必要

NF(Noise Factor)シミュレーション

NFシミュレーション
インダクタの抵抗成分

$$R = \frac{2\pi fL}{Q}$$

インダクタ+寄生抵抗

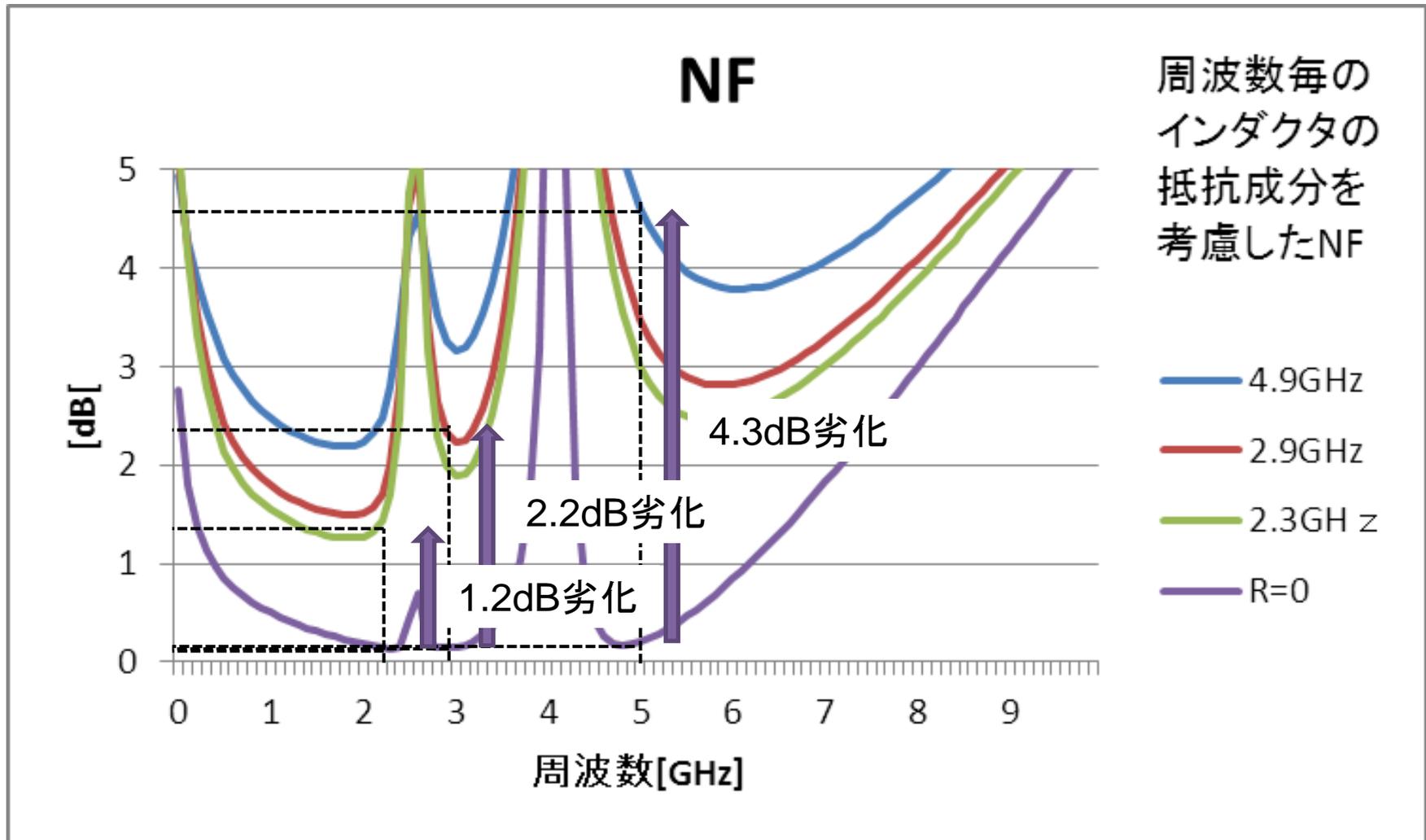


($Q = 10$)

Dual-BandのNFシミュレーションと同様に抵抗成分により
NFがどれだけ劣化したかを見る



NF(Noise Factor)シミュレーション

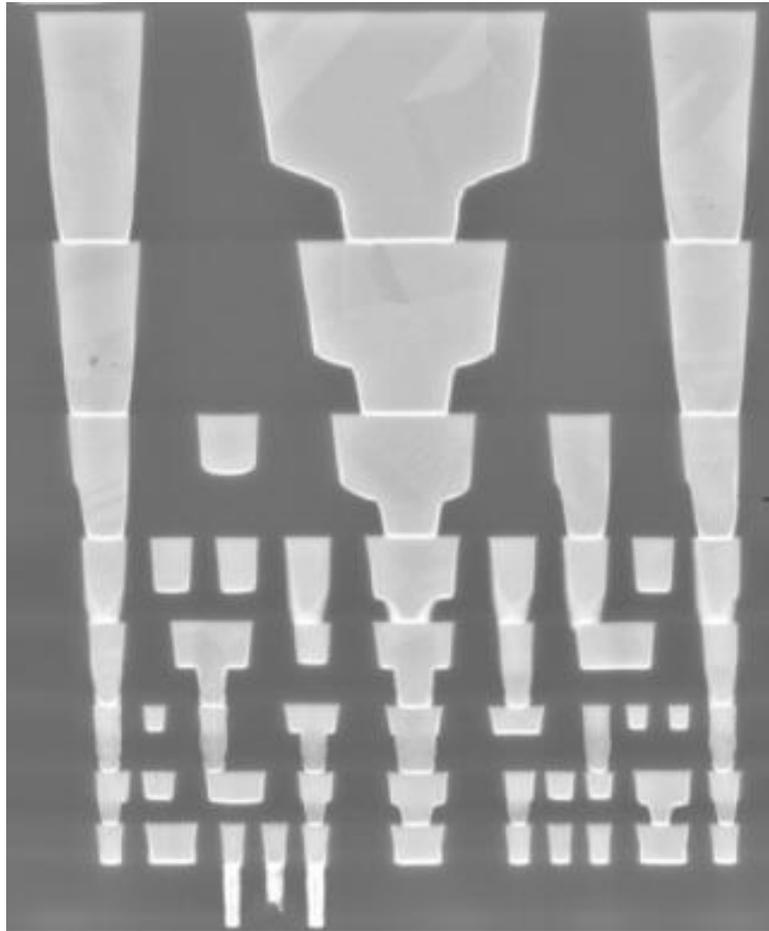


・NFは値が小さいほどLNAの内部での雑音成分が小さい

アウトライン

- 研究目的
- Dual Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- Triple-Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- 考察
 - インダクタ・トランスのレイアウト考察
- まとめ

チップ上でのインダクタ・トランスの実現



最上層の配線は太い場合が多い

チップ上でインダクタを実現する場合
Q値が高くなるように最上層で作成する

- Q値が高いほどインダクタの抵抗成分が低くなる
- 低雑音増幅器LNAでは雑音の原因になる抵抗は少なくしたい



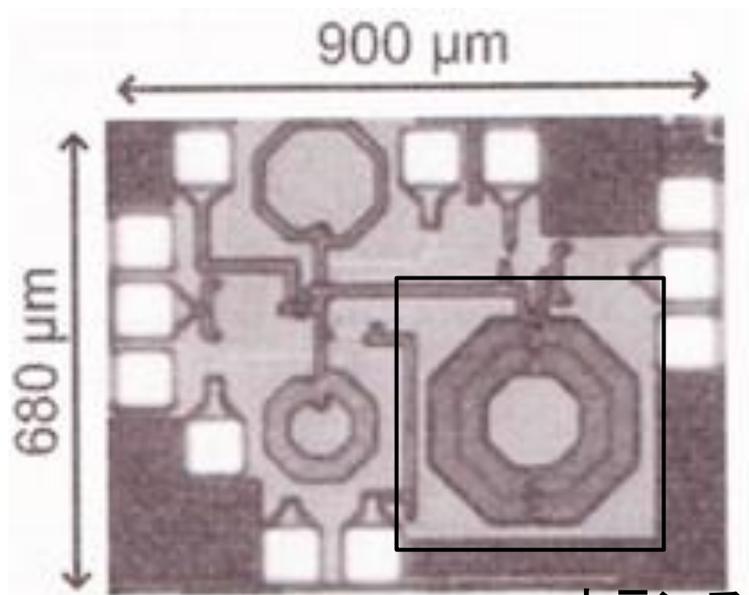
- トランスはインダクタを組み合わせで作成される
- 最上層でのレイアウトに工夫が必要

LSIの断面図

レイアウト考察

- 3次のトランス・インダクタの実現・イメージ図

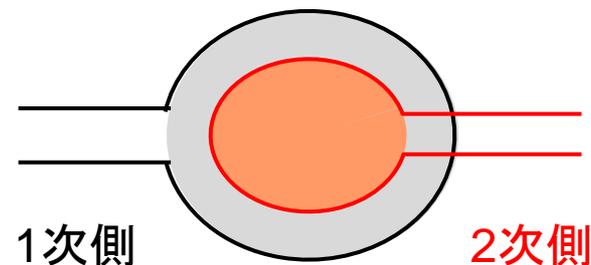
今回二つのインダクタが共有する面積で結合係数が決まるものとする
 実際には電磁界解析ツール等用いて実現できるか検証が必要



トランス

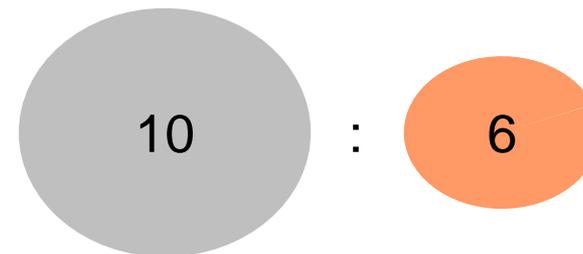
Dual-Band LNAの実装

上から見たイメージ図



1次側

2次側

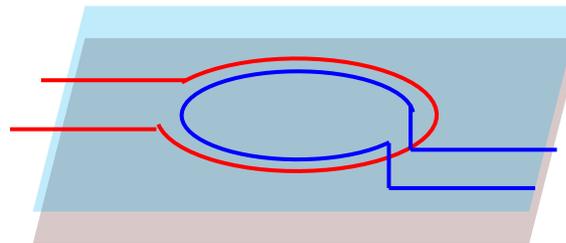
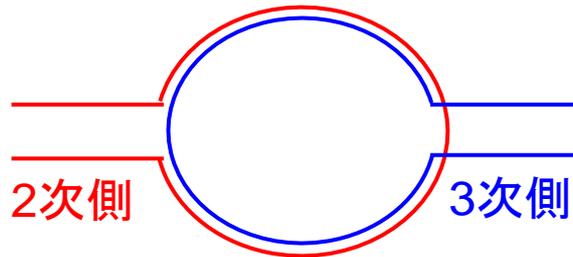
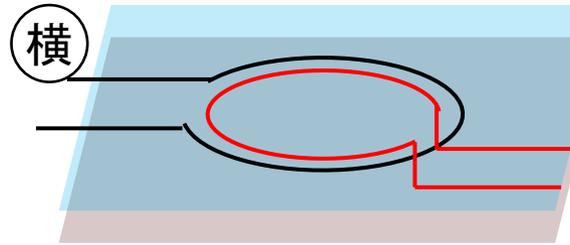
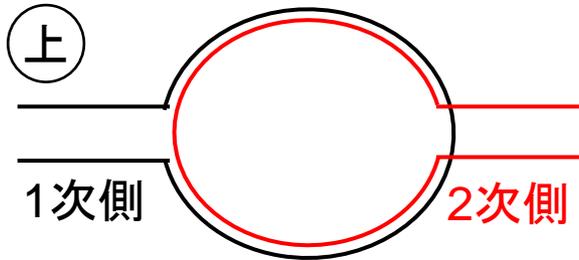


1次側の面積に対し2次側の面積が占める割合が6割なら結合係数は $k=0.6$

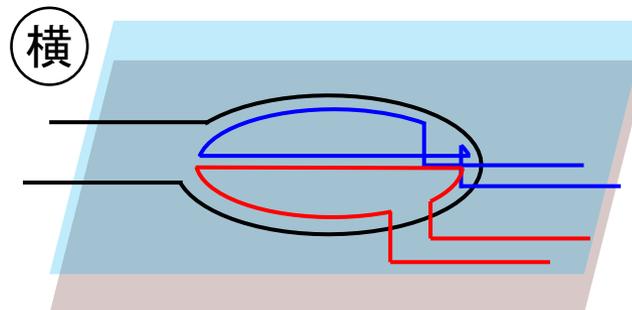
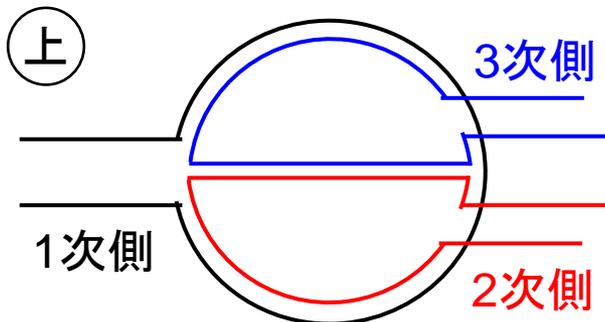
レイアウト考察

3次のトランス・インダクタの実現・イメージ図

今回二つのインダクタが共有する面積で結合係数が決まるものとする
 実際には電磁界解析ツール等用いて実現できるか検証が必要

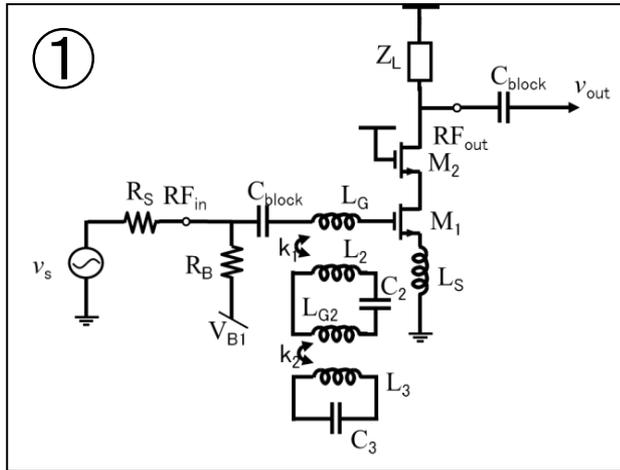


- ・Q値高い
- ・面積大

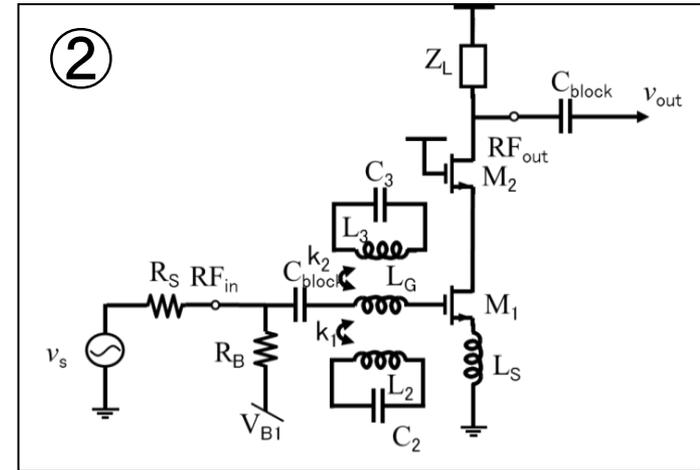


- ・Q値高い
- ・面積小
- ・結合係数が小さければ実現可能

Triple-Band LNA



提案回路①

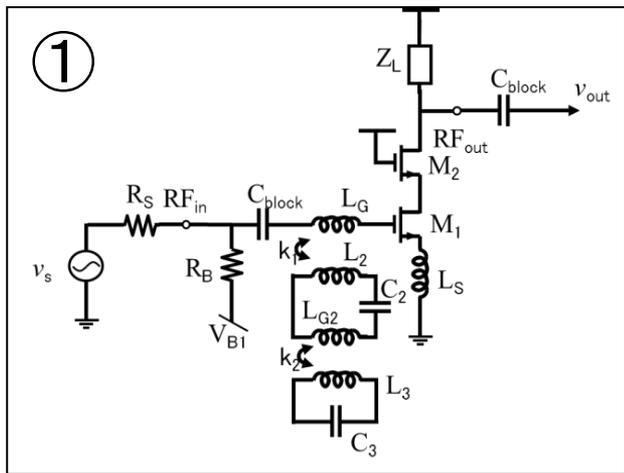


提案回路②

今回Triple-Band LNAでは提案回路①または②を用いて

- 共振周波数 f_{High} は5~6GHzまで出すことを考える
- 面積についてもより小さくすることを考える

①と②の比較

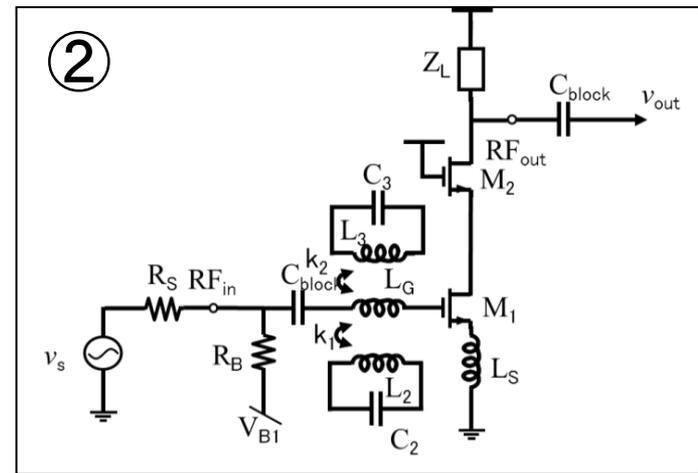
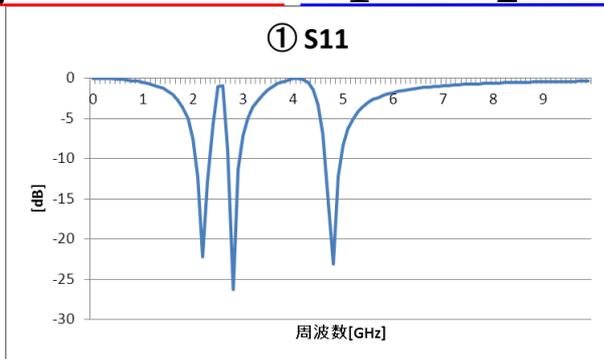


$$\underline{L_G = 8.2\text{nH}} \quad C_2 = 300\text{fF}$$

$$\underline{L_2 = 4\text{nH}} \quad C_3 = 660\text{fF}$$

$$\underline{L_{G2} = 4\text{nH}}$$

$$\underline{L_3 = 4\text{nH}} \quad \underline{k_1 = k_2 = 0.6}$$

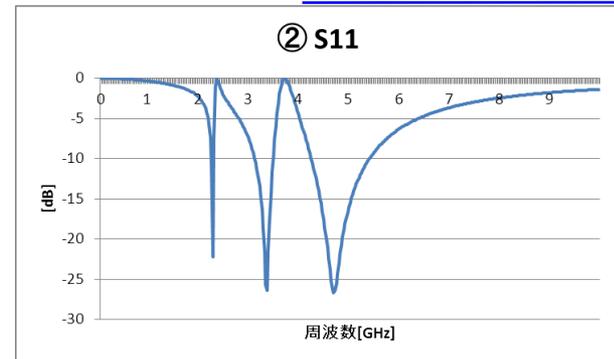


$$\underline{L_G = 4\text{nH}} \quad C_2 = 600\text{fF}$$

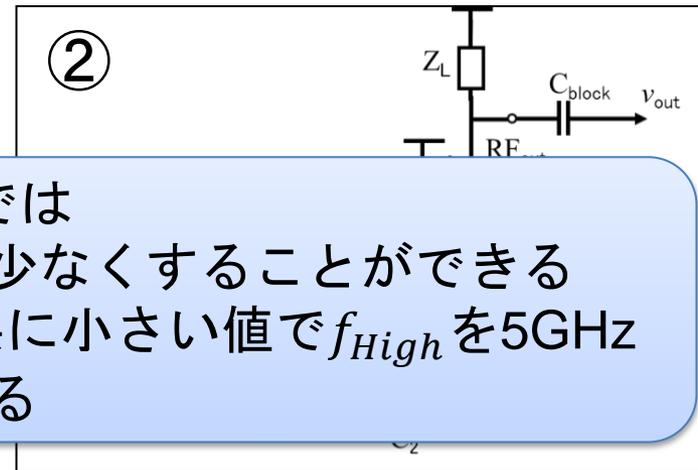
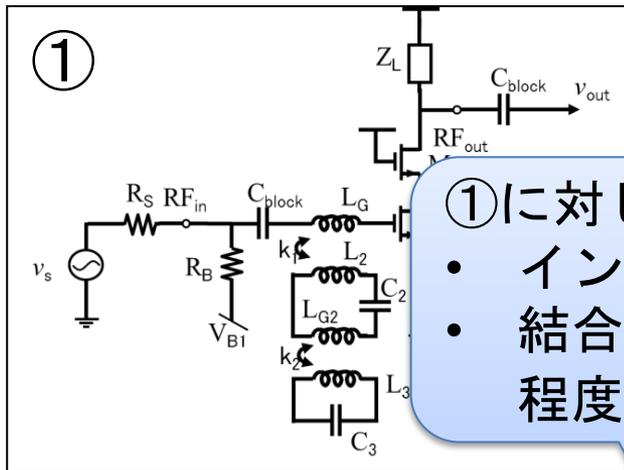
$$\underline{L_2 = 3\text{nH}} \quad C_3 = 880\text{fF}$$

$$\underline{L_3 = 5\text{nH}}$$

$$\underline{k_1 = k_2 = 0.4}$$



①と②の比較



①に対して②の方法では

- インダクタ成分を少なくすることができる
- 結合係数も k_1, k_2 共に小さい値で f_{High} を5GHz程度まで出せている

$L_G = 8.2\text{nH}$ $C_2 = 300\text{fF}$

$L_2 = 4\text{nH}$ $C_3 = 660\text{fF}$

$L_{G2} = 4\text{nH}$

$L_3 = 4\text{nH}$ $k_1 = k_2 = 0.6$

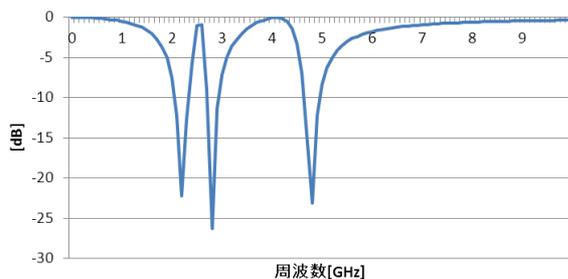
$L_G = 4\text{nH}$ $C_2 = 600\text{fF}$

$L_2 = 3\text{nH}$ $C_3 = 880\text{fF}$

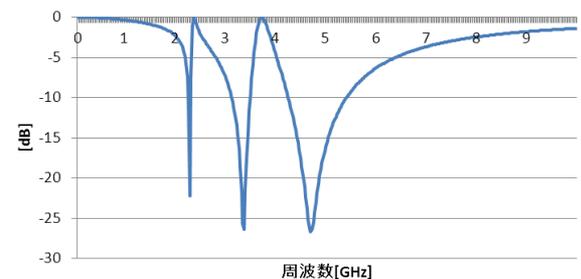
$L_3 = 5\text{nH}$

$k_1 = k_2 = 0.4$

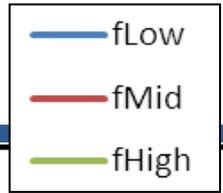
① S11



② S11

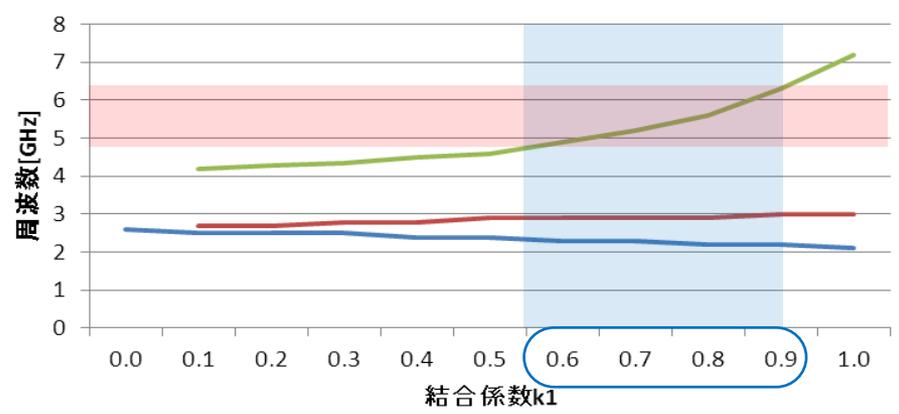


①と②の比較



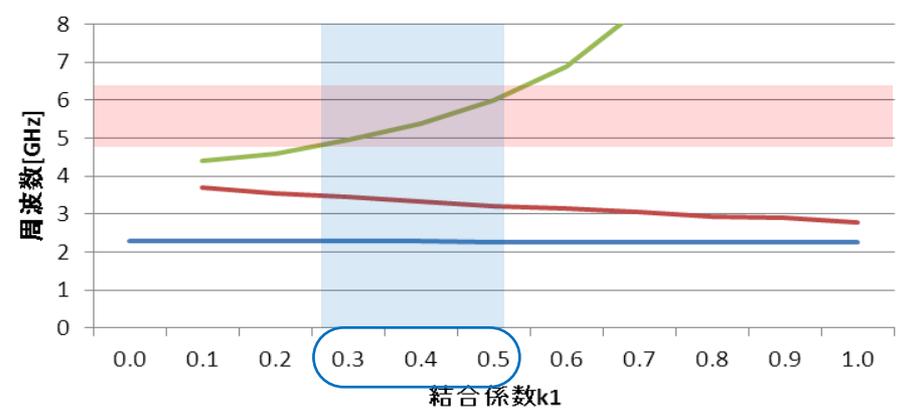
①

k1変動 k2=0.6

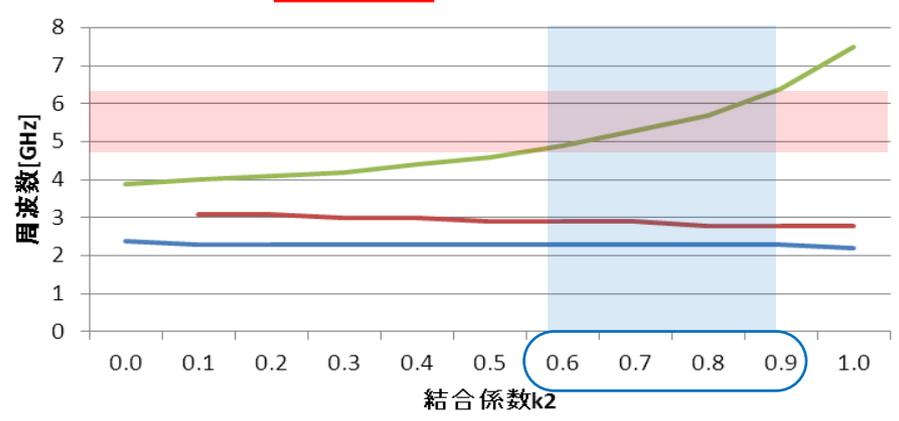


②

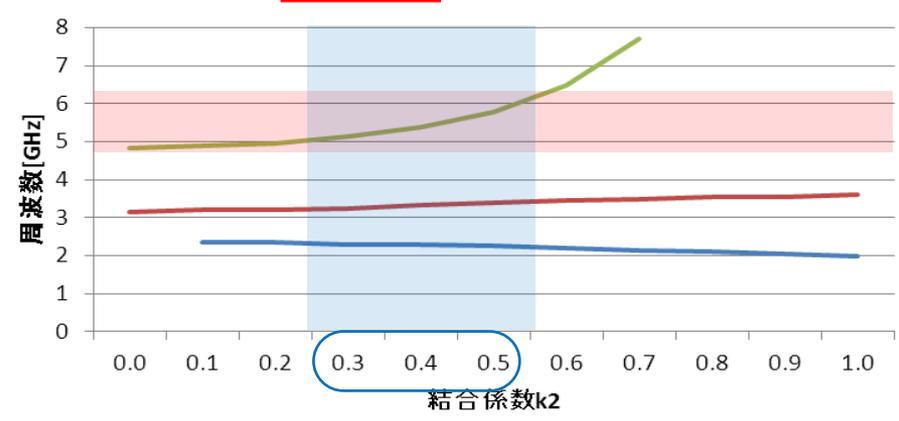
k1変動 k2=0.4



k1=0.6 k2変動

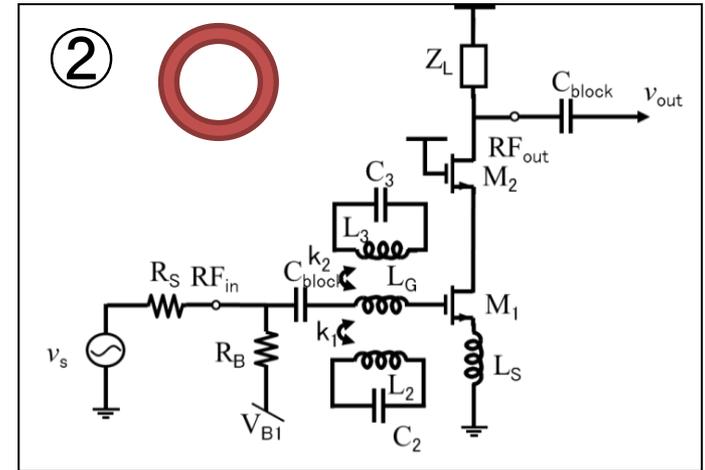
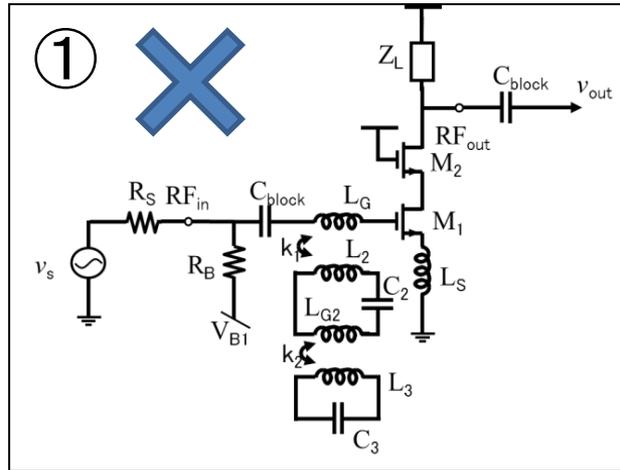


k1=0.4 k2変動



Triple-Band LNA

回路

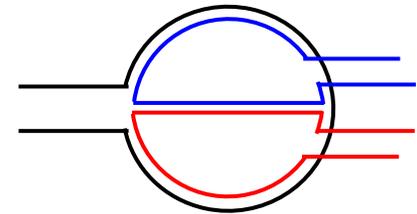
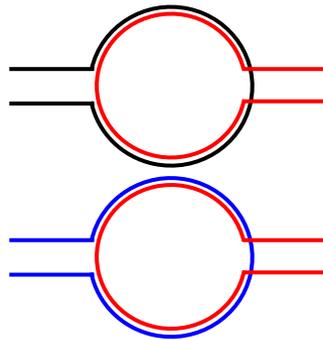


結合係数

・Kが高い
 $k_{1,2}=0.6$

・Kが低い
 $k_{1,2}=0.4$

インダクタ
レイアウト
(イメージ)



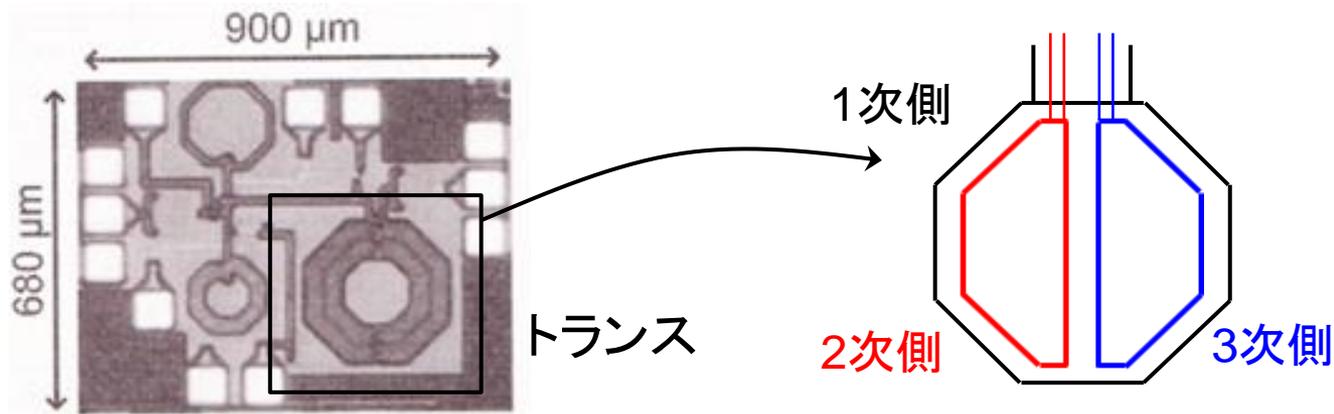
面積

・面積大 

・面積小 

Triple-Band LNA まとめ

- Triple-Band LNAを実現する回路を提案し解析した
- 理論値と理想素子での結果の値を一致させた
- 理想素子と実素子のFrequency Shift を設計時にどうするかという問題
- トランスは電磁界解析等を用いて実現できるか検証が必要
- レイアウトについてDual-Bandと比べあまり面積を大きくすることなくTriple-Bandを実現できるのではないかとことを考察した
- 提案回路①②を比較し②の構成をとれば面積を小さくより高周波に対応できることを示した



アウトライン

- 研究目的
- Dual Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- Triple-Band LNA
 - 回路構成と原理
 - シミュレーション
- 考察
 - インダクタ・トランスのレイアウト考察
- まとめ

まとめと今後の課題

まとめ

- 提案されていたDual-Band LNA理論をTriple-Bandに拡張した
- Triple-Band LNAもDual-Band LNAのように解析できることを示した

今後の課題

- Dual, Triple-Bandともに実際の共振周波数は理論値からずれる傾向がある
実際に実装するときどのように狙った共振周波数で設計するかを考える
- インダクタ・トランスの電磁界解析を行い実際に実現できるか調べる

発表時の質疑応答・意見等 No.1

①マルチバンド化による拡張はどれくらいまでできるのか？

A. いくつとは具体的に言えないが、高次にするほどNFの劣化や整合がとれていない共振周波数が出て設計が難しいというデメリットがあることがわかるため、あまり高次にするのは良いことではないと感じ今回は2次から3次までで拡張を抑えている。

②周波数のシフトはやはり実際には大きな問題となる(似たような意見多数)

アドバイスとして後からチューニングする回路をつけたらどうかという意見

A. 今後そういったものも課題として研究していきたい。

③P22の L_1 はミスではないか？

A. 資料のミスで実際は $L_1 = L_g + L_s$ である。

発表時の質疑応答・意見等 No.2

- ④ Triple-BandのK変動の実際の素子シミュを入れかえてと良くなるのは回路上ではどういったことにあたるのかわからないといけない
入れかえて良くなっただけでは性質だけを見ているだけである(感想)

全体的に周波数シフトや入れ換えなどの問題の理由や原因を知る必要がある
モデル化等で原因を確かめた方が良いという意見が多かった