

ダイレクトコンバージョン方式受信機のための 偶高調波ミキサの高利得化に関する研究

井手 敏雄¹⁾・淡野 公一²⁾・田村 宏樹³⁾・外山 貴子⁴⁾

Research for Gain Boost Technique in an Even-Harmonic Mixer for Direct-conversion Receivers

Toshio IDE, Koichi TANNO, Hiroki TAMURA, Takako TOYAMA

Abstract

In recent years, the wireless communication systems have been changing rapidly. In order to realize the portable electric devices, the miniaturization, light weight and low cost of the devices are very important issues, and longer life of the battery is also desired. The implementation of RF analog circuits and the baseband digital circuits in the same chip by using CMOS technology leads to the capability of reducing the size, weight, cost and power. However, the implementation is very difficult because RF CMOS circuit technology cannot be established.

In this paper, the optimal design to improve the conversion gain of the even-harmonic mixer used in the direct conversion receivers is proposed. The RF signal input terminal of MOSFET's transconductance parameter (K) is not changed in consideration of the influence of parasitic capacitance in the input terminal, but the LO signal input terminal is changed. Under these conditions, the optimal value could be derived. The proposed circuit that used the optimal value was evaluated by using HSPICE-RF. The results show that the operation of the circuit as an even-harmonic mixer is confirmed. Furthermore, the conversion gain to the baseband of the proposed circuit can be improved by 4 dB as deriving the theory. The circuit using the optimal value is very useful for high-gain even-harmonic mixers.

Key Words : Even harmonic mixer, Direct conversion, Conversion gain, The transconductance parameter (K)

1. 序論

近年、携帯電話をはじめとする携帯電子機器の普及は目覚しく、また Bluetooth, 高速無線 LAN 等の無線システムの発展は社会的にも経済的にも重要な役割を果たしている。その携帯電子機器を実現するためには高周波アナログ回路技術が必要不可欠である。その携帯電子機器を実現するためには機器としての小型化、軽量化、低コスト化が重要である他、長時間にわたるバッテリー動作が求められている。そのため、回路部分の構成においても外付け部品をできる限り削減し、1つの集積回路として実現する(1チップ化)取り組みが盛んに行われている[1]。しかし、ミキサのような高周波アナログ回路部分を集積回路化することは非常に困難であり、このことが1チップ化の妨げとなるため、無線機器のための高周波アナログ集積回路の研究が盛

んに行われるようになってきた。また、ベースバンド回路は CMOS デジタル回路による実現が多くを占めており、低コストで1チップ化するためには、高周波アナログ回路の部分も CMOS プロセスで製造可能な素子によって実現することが望ましく、そのことが、より一層設計を困難なものとしている。従来より、携帯電話などの受信機の構成にはスーパーヘテロダイン方式が採用されてきた。この方式は受信感度に優れるが、SAW フィルタ (Surface Acoustic Wave Filter) といった外付け部品が必要であるという1チップ化を阻害する欠点がある。SAW フィルタは高価で外形寸法が比較的大きく、また消費電力が大きいため、1チップ化に適さない。そこで、近年、ダイレクトコンバージョン方式[2]が提案された。ダイレクトコンバージョン方式は、RF 信号を直接ベースバンド信号に変換する方式であり、フィルタそのものが不必要であるという特長があり、注目を集めている。しかし、この方式には、自己混合や LO (LO: 局部発信器) 信号の放射等の問題[3]により製品ベースの実現が困難とされていた。

1) システム工学専攻大学院生

2) 電気電子工学科助教授

3) 電気電子工学科助手

4) 技術職員

問題 [3] により製品ベースの実現が困難とされていた。

この問題を解決するために、偶高調波ミキサを用いる方法がある。この偶高調波ミキサは原理的に自己混合を防ぐことが可能であり、ダイレクトコンバージョン方式に適したミキサであるといえる。この方法では、増幅器で生じるオフセットとベースバンドにおける信号の区別が不可能という問題から一般に IF 増幅段を用いないことがしばしばである。しかし、ベースバンドでは、低周波ノイズやアクティブ素子の $1/f$ ノイズが問題となるため、ミキサにおけるより一層の高利得化が望まれている。高利得化を達成する一方法として過去に本研究室で提案された、負荷およびテール電流源にインダクタ (L) とキャパシタ (C) の並列共振回路 (以降、 LC タンク [4] という) を用いた MOS 偶高調波ミキサ [5] があるが、 $L \cdot C$ の使用はチップ面積の増大をまねくという問題点があった。

そこで本論文では、一般に用いられる偶高調波ミキサを取り上げ、その回路構成中の MOSFET のトランスコンダクタンス係数 (以降、 K とする) を変化させ、ベースバンドへの変換利得を最大とする条件についての検討を行う。変換利得を向上させる一方法として、回路内の各 MOSFET の K を大きくすることが考えられるが、RF 信号が入力される端子においては、入力端における寄生容量の影響を考慮すると、必ずしもよい方法とは言えない。そこで、LO 信号を入力する MOSFET の K のみを変化させ、その変換利得を最大とする条件を求める。その条件を用いることでチップ面積の増大を抑えつつ変換利得を向上させることが可能である。本提案手法は他の高利得化技術と同時に使用可能であるため、きわめて有用と考えられる。本論文では、以上の理論を HSPICE-RF シミュレーションを用いて評価し、その有用性を確認する。

2. 偶高調波ミキサ

本節ではまず、偶高調波ミキサの原理について説明する (図 1)。偶高調波ミキサ (even-harmonic mixer) とは、原理的に自己混合のない事に着目したダイレクトコンバージョン用のミキサのことである。同図 (a) に示すような、点対称な非線形特性を有する素子を考えると、その入力 x に対する出力 y は x の奇数次の項だけからなる次式のような級数に展開できる。

$$y = f(x) = a_1x + a_3x^3 \cdots \quad (1)$$

この入力 x に二つの正弦波 f_1, f_2 (同図 (b)) を加えると、3 次の非線形項からは次のような周波数成分が現れる。

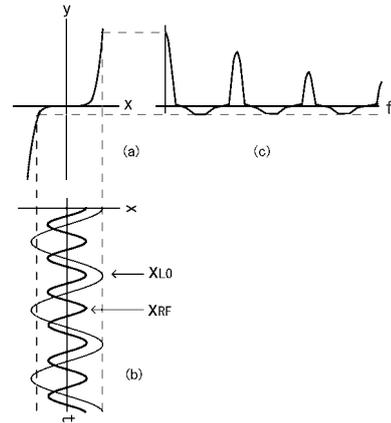


図 1 偶高調波ミキサの原理

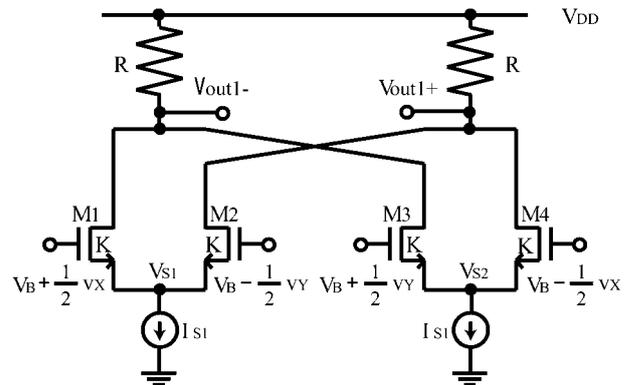


図 2 各 K を共通 K_1 としたときの偶高調波ミキサ

$$f_1, 3f_1, f_1 - 2f_2, 2f_1 - f_2$$

$$f_2, 3f_2, f_1 + 2f_2, 2f_1 + f_2$$

そして、 $f_1 = f_{LO}, f_2 = f_{RF}$ かつ $f_{LO} < f_{RF}$ と考え、更に、 f_1 と f_2 に関して対称な式は同一視すると、出力の周波数 f_{IF} は

$$f_{IF} = 2f_{LO} \pm f_{RF} \quad (2)$$

となることが分かる。つまり、 f_{LO} を f_{RF} の $1/2$ に選べば $f_{IF} = 0$ となり、同図 (c) に示すように直流成分が出力され、ダイレクトコンバージョンが実現できる。更に、出力周波数成分には $f_1 \pm f_2$ の組み合わせがないため、 $f_{LO} = f_{RF}$ の場合にも自己混合は起こらない。すなわち、偶高調波ミキサを用いれば、原理的に自己混合を避けることができ、同時に不要放射の問題からも免れ得る。更に、用いる非線形素子が奇対称特性を持つため、偶数次の歪みも原理的に発生しないなど、ダイレクトコンバージョン方式のミキサ特有の問題がほとんど解決できる。

次に、従来よりある偶高調波ミキサの回路構成について説明する。図 2 にその偶高調波ミキサを示す。回路動作について説明する。同図は抵抗 (R)、MOSFET ($M_1 \sim M_4$)、直流電流源 (I_{S1}) により構成されており、 V_{DD}

は電源電圧を表している。MOSFET の素子サイズは全て等しく、飽和領域で動作するものと仮定する。そのときの MOSFET のドレイン電流 (I_D) は、

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (3)$$

となる。ここで K はチャネル幅/チャネル長 (W/L) に比例する。また V_{GS} はゲート-ソース間電圧、 V_T はしきい電圧である。

このとき、バイアス電圧 V_{B1} 、差動入力電圧 $\frac{1}{2}v_x$ 、 $-\frac{1}{2}v_x$ および $\frac{1}{2}v_y$ 、 $-\frac{1}{2}v_y$ を図 2 に示すように入力した時、式 (3) を用いて解く。出力電圧を $v_{out1}(V_{out1+} - V_{out1-})$ とすると、

$$v_{out1} = \frac{RK_1}{2} \sqrt{\frac{8I_{S1}}{K_1} - (v_x + v_y)^2} (v_x + v_y) \quad (4)$$

となる。ここで、 K_1 は $M_1 \sim M_4$ のトランスコンダクタンス係数である。式 (4) をマクローリン展開すると、

$$\begin{aligned} V_{otly1} &= R\sqrt{2K_1I_{S1}}(v_x + v_y) \\ &- \frac{R}{16} \frac{\sqrt{2K_1^3I_{S1}}}{I_{S1}} (v_x + v_y)^3 \\ &- \frac{R}{512} \frac{\sqrt{2K_1^5I_{S1}}}{I_{S1}^2} (v_x + v_y)^5 + \dots \quad (5) \end{aligned}$$

となる。 v_x 及び v_y にそれぞれ $A \cos(\omega_1 t)$ 、 $B \cos(\omega_2 t)$ を代入すると、3 次の項および 5 次の項 (7 次以降の係数は非常に小さく、十分無視できるとする) より、

$$\begin{aligned} v_{o1} \simeq & \left\{ \frac{3AB^2R}{64I_{S1}} \sqrt{2K_1^3I_{S1}} \right. \\ & \left. + \left(\frac{5AB^4R}{2048I_{S1}^2} + \frac{15A^3B^2R}{4096I_{S1}^2} \right) \sqrt{2K_1^5I_{S1}} \right\} \\ & \cdot \{ \cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t \} \quad (6) \end{aligned}$$

が求まる。 ω_1 を RF 周波数、 ω_2 を LO 周波数とすると、 $\omega_1 \neq \omega_2$ ($\omega_1 = 2\omega_2$) の条件でベースバンドへダウンコンバージョンできる。よって、ダイレクトコンバージョン方式が可能となり、自己混合や LO 信号の放射の問題を解決することが可能である。しかし、式 (6) の係数の分母が大きいため、ベースバンドの変換利得が非常に小さいことが予想され、低周波ノイズやアクティブ素子の $1/f$ ノイズの問題の解決までには至らない。よって、大きな変換利得を得るために抵抗 (R) および入力振幅を大きくする必要がある。しかし、低電圧駆動、低消費電力を考慮するとその値に限界がある。また、MOSFET を飽和領域で動作させるためにも同様のことが言える。

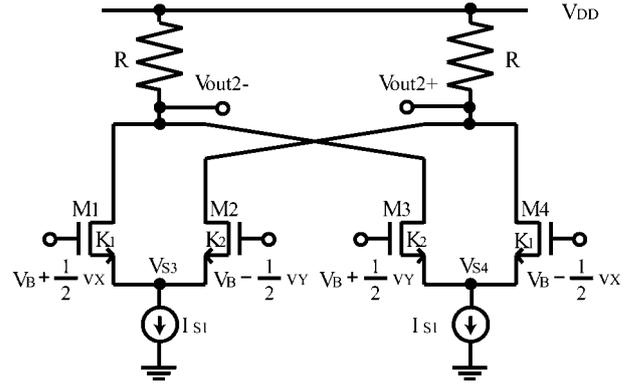


図 3 各 K を K_1, K_2 としたときの偶高調波ミキサ

3. 変換利得を最大にするトランスコンダクタンス係数の条件

3.1 提案手法を用いた偶高調波ミキサ

図 3 に示す通り M_1, M_4 のトランスコンダクタンス係数を K_1 、 M_2 及び M_3 のトランスコンダクタンス係数を K_2 としたときの回路動作について説明する。先と同様の計算を行うと、出力電圧 $v_{out2}(V_{out2+} - V_{out2-})$ は、

$$v_{out2} = \frac{2K_1K_2R\sqrt{4I_{S1}(K_1 + K_2) - K_1K_2}(v_x + v_y)}{(K_1 + K_2)^2} \cdot (v_x + v_y) \quad (7)$$

となる。式 (7) をマクローリン展開すると、

$$\begin{aligned} v_{otly2} &= \frac{4K_1K_2R\sqrt{I_{S1}(K_1 + K_2)}}{(K_1 + K_2)^2} (v_x + v_y) \\ &- \frac{K_1^2K_2^2R\sqrt{I_{S1}(K_1 + K_2)}}{2I_{S1}(K_1 + K_2)^3} (v_x + v_y)^3 \\ &- \frac{K_1^3K_2^3R\sqrt{I_{S1}(K_1 + K_2)}}{32I_{S1}^2(K_1 + K_2)^4} (v_x + v_y)^5 + \dots \quad (8) \end{aligned}$$

となる。 v_x 及び v_y にそれぞれ $A \cos(\omega_1 t)$ 、 $B \cos(\omega_2 t)$ を代入すると、3 次の項および 5 次の項 (7 次以降の係数は非常に小さく、十分無視できるとする) より、

$$\begin{aligned} v_{o2} &= \left\{ \frac{3AB^2R}{8I_{S1}} \cdot \frac{K_1^2K_2^2\sqrt{I_{S1}(K_1 + K_2)}}{(K_1^2 + K_2^2)^3} \right. \\ & \left. + \left(\frac{5AB^4R}{128I_{S1}^2} + \frac{15A^3B^2R}{256I_{S1}^2} \right) \cdot \frac{K_1^3K_2^3\sqrt{I_{S1}(K_1 + K_2)}}{(K_1^2 + K_2^2)^4} \right\} \\ & \cdot \{ \cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t \} \quad (9) \end{aligned}$$

が求まる。

そこで、式(9)の v_{o2} の係数に着目し、RF信号を入力する M_1 および M_4 の K_1 に変更を加えず、変換利得を最大にする M_2 および M_3 の K_2 の値を求める。

今、 $K_2 = aK_1$ と定義し、式(9)に代入する。その式の3次の項と5次の項に着目すると、以下の $C_{3\gamma}$ 、 $C_{5\gamma}$ が最大値を取るとき、それぞれ最大値を取る。

$$C_{3\gamma} = \frac{a^2\sqrt{1+a}}{(1+a)^3} \quad (10)$$

$$C_{5\gamma} = \frac{a^3\sqrt{1+a}}{(1+a)^4} \quad (11)$$

$C_{3\gamma}$ が最大値を取るとき a の値を a_{3MAX} 、 $C_{5\gamma}$ が最大値を取るとき a の値を a_{5MAX} とすると、計算によってそれぞれ以下の通り求められる。

$$a_{3MAX} = 4.0 \quad (12)$$

$$a_{5MAX} = 6.0 \quad (13)$$

となる。 $C_{3\gamma}$ の a を変化させたときのグラフを図4に示す。この図からも、3次の項は $a = 4.0$ のときに最大値をとることがわかる。同様に、 $C_{5\gamma}$ の a を変化させたときのグラフを図5に示す。この図から、5次の項は $a = 6.0$ のときに最大値をとることがわかる。

3.2 変換利得を最大にする適切な条件

前節では、それぞれの項を最大にする条件をもとめた。しかし、この条件は同時に実現できるものではなく、どちらの条件を採用するのが最終的な変換利得を大きくするのに効率がいいのか、検証を行う必要がある。最終的な変換利得は、3次の項と5次の項を足しあわせた値に等しいため、採用する条件を決定するためには、それぞれの項の影響力を考える必要がある。ここでの、影響力とは各項の大きさのことである。そこで、式(9)の係数部分に含まれる素子パラメータのうち、設計者が決定することの出来る I_{S1} 、 K_1 、 R に着目し、検証を行う。

3.2.1 I_{S1} を変化させたとき

まず、 I_{S1} を変化させたときについて考察する。式(9)の係数部分に含まれる I_{S1} 以外の素子パラメータに次章第1節のシミュレーションで用いる値を代入し、 I_{S1} を $1[\mu A]$ 、 $10[\mu A]$ 、 $100[\mu A]$ 、 $1[mA]$ と変化させる。そのときの変換利得が最大となる a の値の変化を、図6に示す。

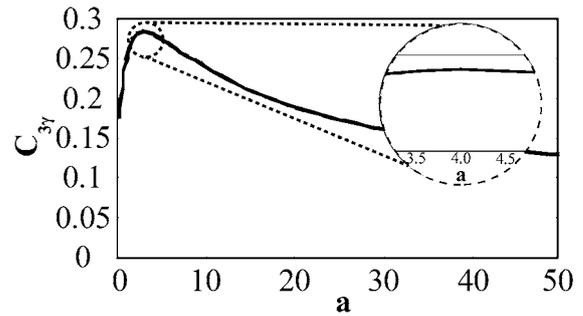


図4 比率 a を変化させたときの $C_{3\gamma}$ の変化

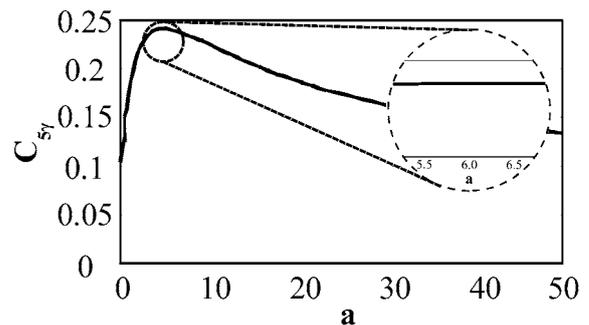


図5 比率 a を変化させたときの $C_{5\gamma}$ の変化

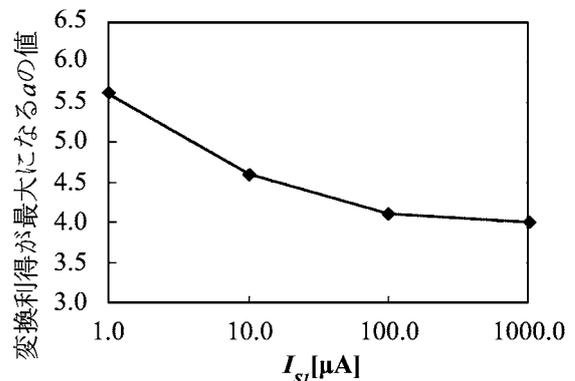


図6 I_{S1} を変化させたときの最大値を取る条件の変化

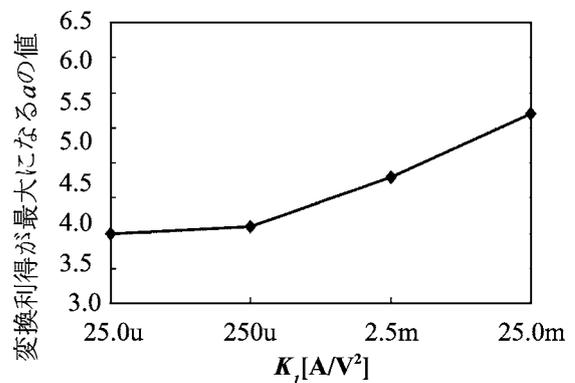


図7 K_1 を変化させたときの最大値を取る条件の変化

この図より、 I_{S1} が大きくなると最大値をとる a の値は $a = 4.0$ に近づき 5 次の項よりも 3 次の項の影響が大きくなることがわかる。また、 I_{S1} が小さくなると最大値をとる a の値は $a = 6.0$ に近づき 3 次の項よりも 5 次の項の影響が大きくなることがわかる。しかし、 I_{S1} が μA オーダー以下では MOSFET は弱反転領域で動作すると考えられる。弱反転領域では、ドレイン電流は指数関数的な特性をもつ。つまり、2 乗則とは異なる特性を持つために、 μA オーダー以下では本論文で求めた理論は適用されない。以上を考慮すると a の値は約 4.0 ~ 5.5 とするのがよいと考えられる。

3.2.2 K_1 を変化させたとき

次に、 K_1 を変化させたときについて考察する。ここで K_1 とは図 3 の RF 信号を入力する側の MOSFET (M_1, M_4) の K である。式 (9) の係数部分に含まれる K_1 以外の素子パラメーターに次章 第 1 節のシミュレーションで用いる値を代入し、 K_1 を $25[\text{nA}/V^2]$, $250[\text{nA}/V^2]$, $2.5[\text{mA}/V^2]$, $25[\text{mA}/V^2]$ と変化させる。そのときの変換利得が最大となる a の値の変化を図 7 に示す。

この図より、 K_1 が大きくなると最大値をとる a の値は $a = 6.0$ に近づき 3 次の項よりも 5 次の項の影響が大きくなることがわかる。しかし、大きなアスペクト比を用いることは寄生容量の増大を招き、ミキサのように高周波を扱う回路ではあまり好ましくない。以上を考慮すると a の値は約 4.0 とするのがよいと考えられる。

3.2.3 R を変化させたとき

最後に、 R を変化させたときについて考察する。式 (9) をみると R は 3 次の項、5 次の項それぞれに比例関係であることがわかる。つまり、 R がどんな値をとっても、3.2.1, 3.2.2 で求められた条件には影響しない。

また、設計・レイアウトを考えると、 a の値は整数倍が望ましい。以上の考察により変換利得を最大にするには $a = 4.0$ とするのが効率がいいということがわかる (以降、この条件を R_{aMAX} とする)。

3.3 従来の回路との比較

ここでは、前節で求めた R_{aMAX} を用いたときに従来手法と比較してどれだけ利得が向上するかを計算によって求める。特に、変換利得に最も影響が大きい 3 次の項に着目し、比較を行う。第 2 章で求めた式 (6) の 3 次の項は式 (14) となる。第 3 章 1 節で求めた式 (9) の 3 次の項に前節で求めた $a = 4.0$ という値を代入すると、式 (15) が求められる。

$$C_{3a} = \frac{3A^2BR}{64I_S} \sqrt{2K_1^3I_S} \quad (14)$$

$$C_{3b} = \frac{6\sqrt{5}A^2BR}{125I_S} \sqrt{K_1^3I_S} \quad (15)$$

式 (14) および (15) から、

$$\beta = \frac{C_{3b}}{C_{3a}} = \frac{64}{25} \sqrt{\frac{2}{5}} \simeq 1.62 \quad (16)$$

となり、提案手法を用いると従来の方式に比べて約 1.62 倍の高利得化が可能となることが確認できた。これは、約 4 dB の変換利得向上が見込まれるということである。

4. シミュレーション結果

4.1 Level 1 を用いたシミュレーション

本節では、前章で求められた理論を確認するために、Level 1 パラメータを用いた偶高調波ミキサの HSPICE-RF シミュレーションを行い、特性を評価した。今回使用した Level 1 のモデルパラメータは $V_T = 0.5[V]$, $K_P = 50[\mu A/V^2]$ としておりチャネル長変調効果、基板効果、モビリティリダクションは無視している。ここで、与えられる K_P とは μ_0 (移動度) $\cdot C_{OX}$ (ゲート酸化膜容量) で求められるパラメータである。図 8 に回路図を、表 4.1 に設計値をそれぞれ示す。

図 9 に K_1 と K_2 との比 a を変化させたときのベースバンドでの利得の変化を示す。この図から、変換利得は計算で求められた理論値とほぼ同じ値をとっており、 $a = 4.0$ のとき最大となっていることがわかる。

図 10 に従来手法を用いたときと $a = 4.0$ としたときの HB 解析の結果を示す。ベースバンドでの利得に着目すると $a = 4.0$ としたとき、約 4.2 dB 利得が向上している事がわかる。また、奇数次のみのスペクトルが発生していることから従来回路と同様、自己混合や LO 信号の放射の問題を解決している。

以上の結果は、前章で求めた理論通りの結果である。

4.2 BSIM3 Ver.3 を用いたシミュレーション

本節では、実際の設計で用いられる BSIM3 Ver.3 Level49 モデルパラメータを用いた偶高調波ミキサの HSPICE-RF シミュレーションを行い、特性を評価した。表 4.2 に設計値を、図 11 に回路図をそれぞれ示す。

図 12 に K_1 と K_2 との比 a を変化させたときのベースバンドでの利得の変化を示す。 $a = 3.5$ 付近で最大となって

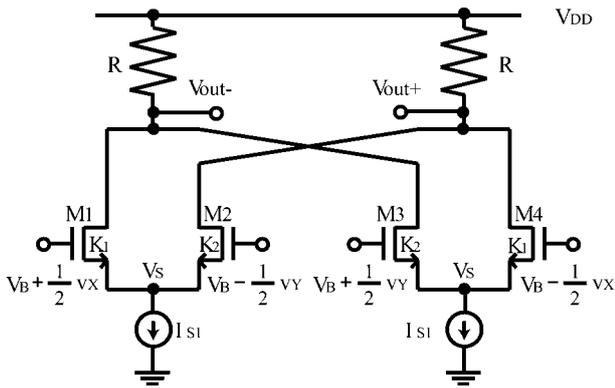


図8 Level 1で評価した偶高調波ミキサ

表 4.1 提案手法を用いた回路の設計値

V_{DD}, V_B	3.0, 2.5	[V]
I_{S1}	80	[μA]
R	4.0	[k Ω]
$M_1 \cdot M_4$ の W/L	1.0/1.0	[$\mu m/\mu m$]
$M_2 \cdot M_3$ の W/L	(1.0 $\times a$)/1.0	[$\mu m/\mu m$]
RF 信号周波数	500	[kHz]
LO 信号周波数	250	[kHz]

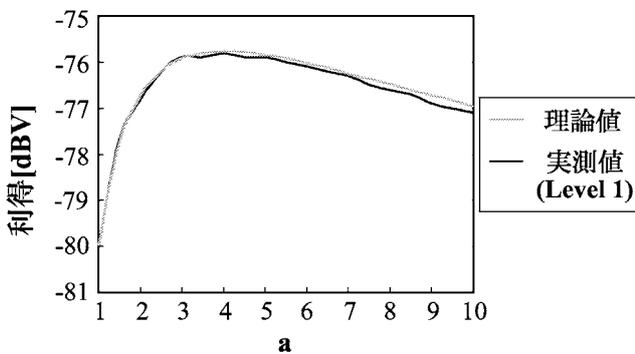


図9 比率 a を変化したときの利得の変化 [0Hz]

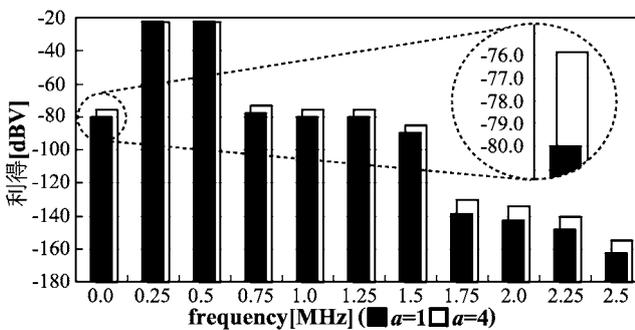


図10 比率 a を変化したときの利得の変化 [0Hz]

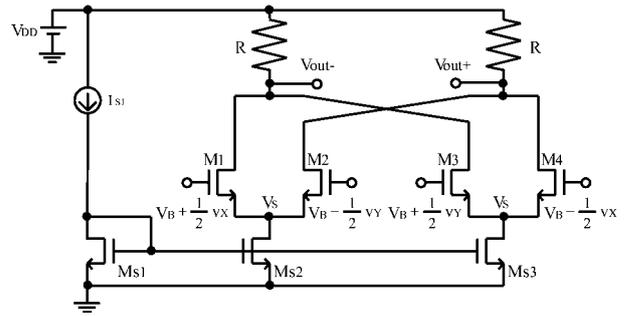


図11 BSIM3 Ver.3で評価した偶高調波ミキサ

表 4.2 提案手法を用いた時の設計値

V_{DD}, V_B	5.0, 4.0	[V]
I_{S1}	100	[μA]
R	10.0	[k Ω]
$M_1 \cdot M_4$ の W/L	10.0/1.0	[$\mu m/\mu m$]
$M_2 \cdot M_3$ の W/L	(10.0 $\times a$)/1.0	[$\mu m/\mu m$]
$M_{S1} \sim M_{S3}$ の W/L	3.0/10.0	[$\mu m/\mu m$]
RF 信号周波数	500	[kHz]
LO 信号周波数	250	[kHz]

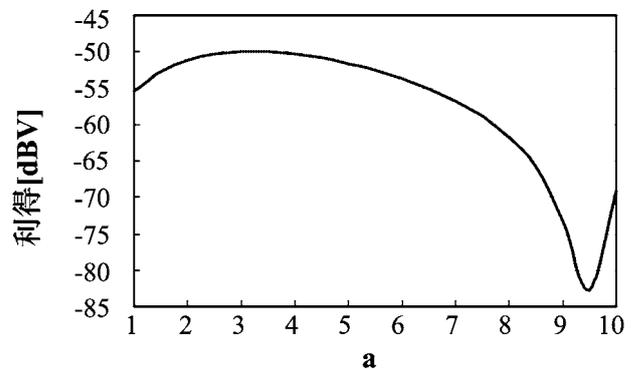


図12 比率 a を変化したときの利得の変化 [0Hz]

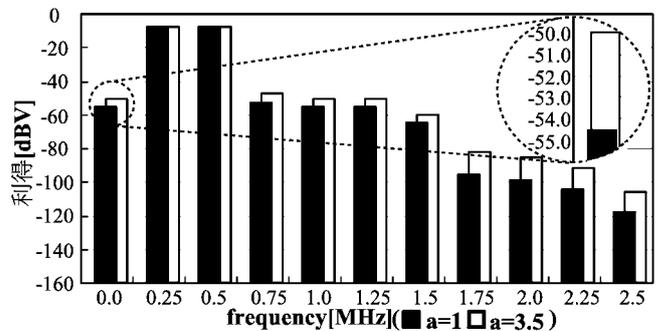


図13 比率 a を変化したときの利得の変化 [0Hz]

いることがわかる. $a = 9.5$ 付近での利得の落ち込みについては次節にて考察を行う.

図 13 に従来手法を用いたときと $a = 3.5$ としたときの HB 解析の結果を示す. ベースバンドでの利得に着目すると $a = 3.5$ としたとき, 約 5.5 dB 利得が向上している事がわかる. また, 奇数次のみのスペクトルが発生していることから従来回路と同様, 自己混合や LO 信号の放射の問題を解決している.

前章で求めた理論と比較すると, 利得が最大になる比率, 利得の向上率が異なる結果となっている. これは Level 1 では考慮していなかった様々な 2 次的効果による誤差であると考えられる.

4.3 シミュレーション結果についての考察

前節で図 12 に示した HB 解析の結果では $a = 9.5$ 付近で利得の落ち込みが発生していた. これは BSIM3 Ver.3 のモデルパラメーターだけではなく Level 1 以外の他のモデルパラメーターでも発生した. つまり, 落ち込みの発生原因は Level 1 では考慮されていない様々な 2 次的効果によるものだと考えられる. そこで, 本節では MOSFET でよく考慮される以下の 3 つの特性に着目し, 検証を行った. なお, 今回の検証では, 各特性係数を変化させるために, Level 1, Level 3 のモデルパラメーターを用いている.

4.3.1 チャネル長変調効果

ここでは, Level 1 のモデルパラメーターにチャネル長変調係数 (以降, λ という) を追加して, 利得の落ち込みが発生するか検討を行う. 回路図, 回路内の各素子のパラメーターは図 8, 表 4.1 と同じものを用い, 基板効果係数 (以降, γ という) とモビリティリダクション係数 (以降, θ という) は共に 0 としている. 図 14 にベースバンドでの変換利得の変化を示す. この図から, λ を考慮しても利得の落ち込みは発生しないことがわかる.

4.3.2 基板効果

ここでは Level 3 のモデルパラメータに含まれる γ を 0 としたときと, ある値を持たせたときについてそれぞれ HB 解析を行い, 利得の落ち込みが改善するか検討を行う. 回路図は図 11 と同じものを用い, 表 4.3 に回路内の各素子のパラメータを示す. このシミュレーションでは λ と θ は共に 0 としている. 図 15 にベースバンドでの変換利得の変化を示す. この図から, γ が 0 であっても考慮したときと同様に利得の落ち込みが発生していることがわかる.

表 4.3 Level 3 でシミュレーションを行った回路の設計値

V_{DD}, V_B	3.0, 2.0	[V]
I_{S1}	100	[μ A]
R	4.0	[k Ω]
$M_1 \cdot M_4$ の W/L	20.0/2.0	[μ m/ μ m]
$M_2 \cdot M_3$ の W/L	(20.0 \times a)/2.0	[μ m/ μ m]
$M_{S1} \sim M_{S3}$ の W/L	100.0/5.0	[μ m/ μ m]
RF 信号周波数	500	[kHz]
LO 信号周波数	250	[kHz]

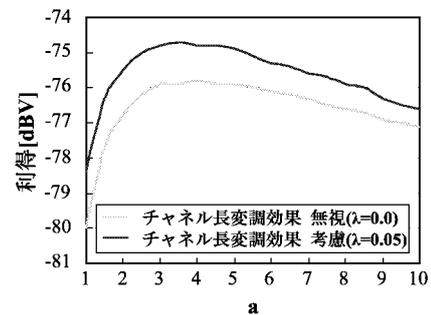


図 14 チャネル変調効果を考慮したときの利得の変化 [0Hz]

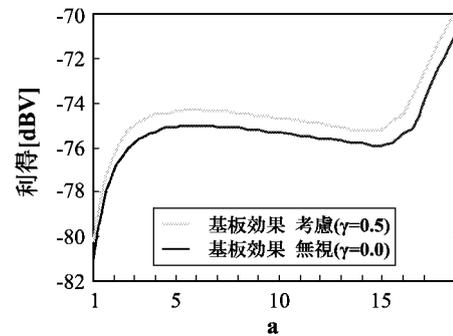


図 15 基板効果を考慮したときの利得の変化 [0Hz]

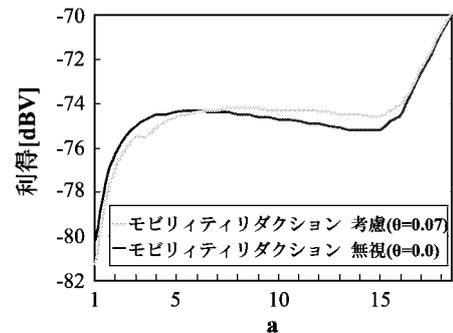


図 16 モビリティリダクションを考慮したときの利得の変化 [0Hz]

4.3.3 モビリティリダクション

ここではLevel 3のモデルパラメータに含まれる θ を0としたときとある値を持たせたときについてそれぞれHB解析を行い、利得の落ち込みが改善するか検討を行う。回路図、設計値は基板効果を検証したときと同様とする。このシミュレーションでは λ と γ は共に0としている。図16にHB解析の結果を示す。この図から、 θ が0であっても考慮したときと同様に利得の落ち込みが発生していることがわかる。

以上の検証では利得の落ち込みの要因を特定するにはいたらなかった。本論文では検証を行っていないが、BSIM3 Ver.3 Level49のモデルパラメータではこれらの特性の他にも実験的に得られたパラメータなどが考慮されているため、要因の特定にはそれらの検証も必要であると考えられる。また、実際にチップ試作、測定を行うことも必要だと考えられる。しかし、利得は $a = 4$ 付近でピークを迎えており本論文で求めた利得が最大になる条件については影響は無いものと思われる。

5. まとめ

本論文では、ダイレクトコンバージョン方式受信機を実現するため、自己混合やLO信号の放射などの問題を解決できる偶高調波ミキサに着目し、そのベースバンドへの変換利得を最大とするMOSFETの K の条件についての検討を行った。

まず、計算によって Ra_{MAX} を求め、HSPICE-RFを用いて理論の確認を行った。その結果、Level 1のモデルパラメータを用いたシミュレーションでは、ベースバンドの変換利得が従来手法を用いたときと比較して約4dB向上した。これは、計算で求められた値とほぼ等しい結果となっており、理論どおりの結果である。次に、BSIM3 ver.3 Level49のモデルパラメータを用いたシミュレーションでは変換利得の向上率に多少の誤差が見られたが、ほぼ理論どおりの結果が得られた。生じた誤差については、Level 1では考慮されていなかったチャンネル長変調効果や基板効果、モビリティリダクションなどによる影響だと考えられる。また、Level 1のモデルパラメータを用いたシミュレーション、BSIM3 ver.3 Level49のモデルパラメータを用いたシミュレーション共に奇数次のみにスペクトルが発生していることから、自己混合やLO信号の放射といった問題点を解決できることが確認された。

一般に、信号入力部のMOSFETの K を増加させることは、偶高調波ミキサの変換利得の向上させるのに

非常に有効であるが、その反面、 K の増加は少なからず寄生容量の増加をまねき、その結果、入力信号の周波数帯域を制限してしまう。しかし本手法を用いることで、RF信号入力部のMOSFETの寄生容量を増やすことなくベースバンドへの変換利得を増大させることができる。更に本手法では、回路内のMOSFETの K の比率のみを変化させるという特性から、過去に本研究室で提案された負荷およびテール電流源にLCタンクを用いたMOS偶高調波ミキサなど、他の高利得化技術との併用が可能と考えられ極めて有用である。

本論文で、求めた Ra_{MAX} はシミュレーション結果からもわかるように、実際のMOSFETを用いた設計において多少の誤差が確認されている。その原因はMOSFETの特性による影響だと考えられるが、シミュレーションの段階で設計者が調整を行えば問題ないレベルである。しかし、この理論の正確性をより増すためにはMOSFETの特性であるチャンネル長変調効果や基板効果、モビリティリダクションなど、その他多くの2次的要素による影響を考慮しより詳細な計算を行う必要がある。また、本手法は回路の均衡性が崩れるためCMRRの悪化が考えられる。そのため、差動対の高CMRRを維持した回路構成の検討も行う必要がある。以上のことを考慮し、本手法を他の高利得化技術と併用した回路の設計、チップ試作・評価を行う必要がある。これらの取り組みは今後の課題である。

参考文献

- [1] 杉本 泰博, “携帯電話用, 高周波アナログ, アナログ/デジタル混載LSI,” 電子情報通信学会誌, vol.84, no.11, pp.796-802, 2001年11月.
- [2] B. Razavi, “Design considerations for direct-conversion receivers,” IEEE Trans. CAS-II, vol.44, no.6, pp.428-435, Jun. 1997.
- [3] S. Sampei, and K. Feher, “Adaptive dc-offset compensation algorithm for burst mode operated direct conversion receivers,” Proc. 42nd IEEE Vehic. Tech. Conf., pp.93-96, Denver, May. 1992.
- [4] J. Kodate, T. Sukahara, J. Yamada, “Low-voltage LC-folded RF circuit in CMOS/SOI” 電気学会, 電気学会研究会資料電子回路研究会, Vol.ECT-01-67,
- [5] 中島 雄太, “ダイレクトコンバージョン方式受信機におけるミキサの設計と解析,” 平成16年度宮崎大学大学院工学研究科修士論文, 2005年2月.