

LCタンクを用いたMOS偶高調波ミキサの 高利得化に関する研究

谷川 寛幸¹⁾・中島 雄太²⁾・淡野 公一³⁾・石塚 興彦⁴⁾

A Research on Large-Gain MOS Even Harmonic Mixer Using LC Tanks

Hiroyuki TANIGAWA, Yuta NAKASHIMA, Koichi TANNO and Okihiko ISHIZUKA

Abstract

In recent years, the world of wireless communications has been changing very rapidly. In order to realize the pocket electric device, the reduction in the miniaturization as apparatus, lightweightizing, and cost is important, and also battery operation covering a long time is called for. The wireless communication devices need RF analog circuits such as mixer. In CMOS technology, if it successfully merges RF analog and baseband digital blocks, it is possible to reduce size, weight, cost and power consumption. In this paper, a low-supply-voltage and the even-harmonic mixer using the LC tank which paid its attention to the conversion gain is proposed. The proposed multiplier has advantages of the secondary distortion ingredient dose not occur and low noise. Simulations of the multiplier demonstrate the conversion gain of -13.1 dB, the THD of 0.145 % and the S/N ratio of 141.65 dB with $V_{DD}=1.5$ V.

Key Word : even harmonic mixer, LC tank, direct conversion, conversion gain, miller effect

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やIEEE802.11a/b/gのような高速無線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。このことは、無線システムの構成に必要不可欠であるミキサにおいても例外ではなく、むしろ、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[1]。また、総務省によって割り当てられる周波数帯域の枯渇により、さらに高周波化が進むと考えられ、高周波アナログ回路の重要性はより一層増すものと考えられる。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、外付け部品としてSAW(Surface Acoustic Wave Filter)フィルタが必要であり、1チップ化を阻害している。SAWフィルタは高価で、外形寸法が比較的大きく、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、Low-IF方式(IF:中間周波数)とダイレクトコンバージョン方式[2]-[8]という2種類の方式が提案された。Low-IF方式の構成要素はスーパーヘテロダイン方式と本質的に変わらないが、中間周波数(IF)をスーパーヘテロダイン方式のそれよりも十分低く設定することに違いがある。IFを低く設定することで、チップ内にフィルタを集積化でき、SAWフィルタが不必要となる。その結果、1チップ化が可能となる。一方、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(局部発信器)信号の放射等の問題[9]-[13]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) システム工学専攻大学院生

3) 電気電子工学科助教授

4) 電気電子工学科教授

この問題を解決するために、近年、偶高調波ミキサが提案された。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。一方、ダイレクトコンバージョン方式では、一般に、IF増幅段を用いない。この理由は、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であり、この問題を避けるために増幅器の使用を控えている。しかし、ベースバンドでは、低周波ノイズやMOSFETの $1/f$ ノイズが問題となるため、ミキサにおける高利得化が望まれている。しかし、現在用いられている偶高調波ミキサの回路構成法では高周波領域における高利得化が困難であり、これからのさらなる高周波化を考慮すると、本質的に新たな手法が要求される。

本論文では、インダクタ(L)とキャパシタ(C)の並列共振回路(以降、LCタンクという)が反共振周波数において(理想条件において)無限大のインピーダンスを有することに着目し、このLCタンク[14]-[16]を負荷に持つMOS偶高調波ミキサを提案する。ここで提案するMOS偶高調波ミキサは、従来の抵抗負荷からLCタンク負荷へと変更することで極めて大きな利得を実現できる。さらに、負荷による電力消費をとまなわなため、消費電力及び発熱を抑えることができ、携帯電子機器に適した回路であるといえる。さらに提案するミキサの回路構成は、差動対構成されていることから2次の歪み成分が発生せず、ノイズ耐性に優れた回路であること、またMOSFETの縦積み段数が2段であることから、1.5Vの電源電圧で動作させることが可能であるという特長を有している。

2. 偶高調波ミキサ

ここではまず、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。

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

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次の非線形の項からは次のような周波数成分が現れる。

$$\begin{aligned} &f_1, 3f_1, f_1 - 2f_2, 2f_1 - f_2, \\ &f_2, 3f_2, f_1 + 2f_2, 2f_1 + f_2 \end{aligned}$$

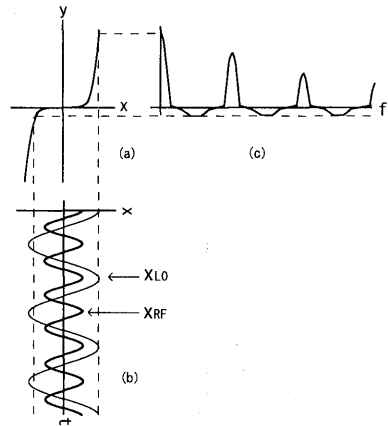


図1 偶高調波ミキサの原理

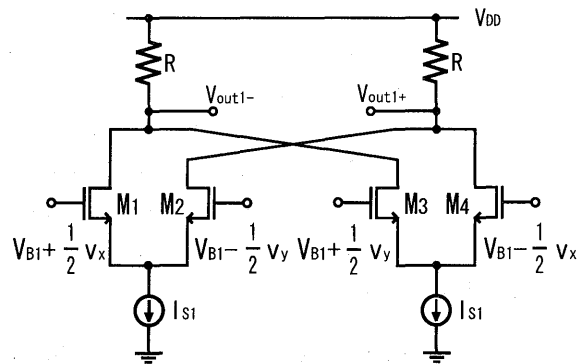


図2 従来の偶高調波ミキサ

今、 $f_1 = f_{LO}, f_2 = f_{RF}$ かつ $f_{LO} < f_{RF}$ とおき、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

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

となる事が分かる。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ほとんどの問題が解決できる。

次に従来から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(M1~M4)、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 はトランスコンダクタンス係数といい、チャンネル幅/チャンネル長 (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) を用いて出力電圧 v_{out1} ($V_{out1+} - V_{out1-}$) を解くと、

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

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) をテイラー展開すると、

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

となる。更に式 (5) の 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 次の項より

$$v_{o1} = R \left\{ \frac{A^2 B}{64} \sqrt{2K_1^3 I_{S1}} + \left(\frac{5A^4 B}{2048 I_{S1}^2} + \frac{5A^2 B^3}{4096 I_{S1}^2} \right) \sqrt{2K_1^5 I_{S1}} \right\} \{ \cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t \} \quad (6)$$

が求まる。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ので、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 MOSFET 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。次節では、高変換利得を得ることが可能な回路の提案をする。

3. LCタンクを用いたMOS偶高調波ミキサ

本節では、提案する LC タンクを用いた MOS 偶高調波ミキサについて説明する。図 3 にその提案回路を示す。回路動作について説明する。同図はインダクタンス (L)、キャパシタンス (C)、MOSFET ($M_5 \sim M_8$)、直流電流源 (I_{S2}) 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。このとき、

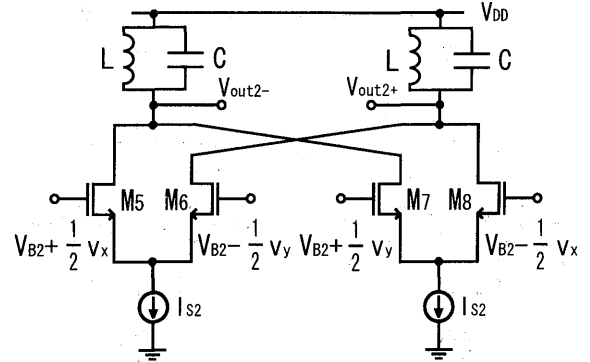


図 3 LCタンクを用いた偶高調波ミキサ

バイアス電圧 V_{B2} 、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 3 に示すように入力した時の出力電圧 v_{out2} ($V_{out2+} - V_{out2-}$) を解くと、

$$v_{out2} = \frac{K_2|Z|}{2} \sqrt{\frac{8I_{S2}}{K_2} - (v_x + v_y)^2} (v_x + v_y) \quad (7)$$

となる。ここで、 $|Z| = \omega L / (1 - \omega^2 CL)$ であり、 K_2 はトランスコンダクタンス係数である。式 (7) をテイラー展開すると、

$$\begin{aligned} V_{otly2} = & |Z|\sqrt{2K_2I_{S2}}(v_x + v_y) - \frac{|Z|}{16} \frac{\sqrt{2K_2^3I_{S2}}}{I_{S2}} (v_x + v_y)^3 \\ & - \frac{|Z|}{512} \frac{\sqrt{2K_2^5I_{S2}}}{I_{S2}^2} (v_x + v_y)^5 + \dots \end{aligned} \quad (8)$$

となる。従来の偶高調波ミキサと同様に考慮すると、

$$v_{o2} = |Z| \left\{ \frac{A^2 B}{64} \sqrt{2K_2^3 I_{S2}} + \left(\frac{5A^4 B}{2048 I_{S2}^2} + \frac{5A^2 B^3}{4096 I_{S2}^2} \right) \sqrt{2K_2^5 I_{S2}} \right\} \{ \cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t \} \quad (9)$$

が求まる。よって、2 節で述べたように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。さらに、並列共振周波数を直流付近に設定することで、ベースバンドで極めて大きな変換利得を得ることが可能となる。よって、低周波ノイズや MOSFET の $1/f$ ノイズの問題も解決できる。さらに、負荷による電力消費をともなわないため、消費電力及び発熱を抑えることができ、携帯電子機器に適した回路であると言える。

4. 高変換利得化のための差動入力の検討

本研究のように 4 入力差動増幅回路の場合、その差動入力の符号パターンにはいくつかある。その中で、偶高調波ミキサを構成する場合、本研究で用いた入力パターンが最も適していることが確認できた。本節で

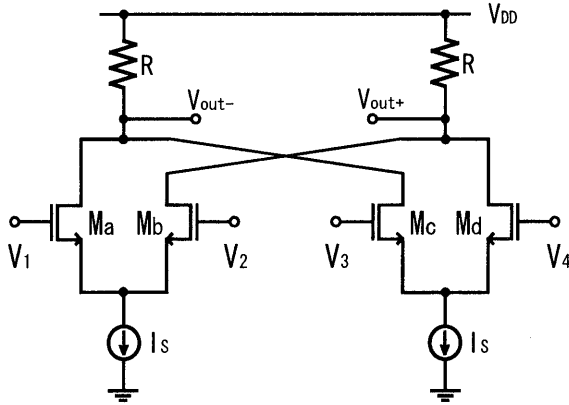


図4 偶高調波ミキサ

は、その考察について図4を用いて説明する。

同図は抵抗(R), MOSFET($M_a \sim M_d$), 直流電流源(I_S)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。バイアス電圧 V_B , 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

$$\begin{aligned} V_1 &= V_B + \frac{1}{2}v_x \\ V_2 &= V_B - \frac{1}{2}v_x \\ V_3 &= V_B + \frac{1}{2}v_y \\ V_4 &= V_B - \frac{1}{2}v_y \end{aligned} \quad (10)$$

のように入力した場合, 出力電圧 v_{out} ($V_{out+} - V_{out-}$) を解くと,

$$v_{out} = RK \left(\sqrt{\frac{2I_S}{K}} - v_x^2 v_x + \sqrt{\frac{2I_S}{K}} - v_y^2 v_y \right) \quad (11)$$

となる。ここで K は $M_a \sim M_d$ トランスコンダクタンス係数である。式(11)をテイラー展開すると,

$$\begin{aligned} V_{outly} &= R\sqrt{2KI_S}(v_x + v_y) - \frac{R\sqrt{2K^3I_S}}{4I_S}(v_x^3 + v_y^3) \\ &\quad - \frac{R\sqrt{2K^5I_S}}{32I_S^2}(v_x^5 + v_y^5) + \dots \end{aligned} \quad (12)$$

となる。よって, 式(10)の入力では, 周波数変換されおらずミキサとして動作しないことが分かる。

一方,

$$\begin{aligned} V_1 &= V_B + \frac{1}{2}v_x \\ V_2 &= V_B - \frac{1}{2}v_x \\ V_3 &= V_B + \frac{1}{2}v_y \\ V_4 &= V_B - \frac{1}{2}v_y \end{aligned} \quad (13)$$

のように入力した場合, 出力電圧 v_{out} ($V_{out+} - V_{out-}$) を解くと,

$$v_{out} = RK \left(\sqrt{\frac{2I_S}{K}} - v_x^2 v_x - \sqrt{\frac{2I_S}{K}} - v_y^2 v_y \right) \quad (14)$$

となる。式(14)をテイラー展開すると,

$$\begin{aligned} V_{outly} &= R\sqrt{2KI_S}(v_x - v_y) - \frac{R\sqrt{2K^3I_S}}{4I_S}(v_x^3 - v_y^3) \\ &\quad - \frac{R\sqrt{2K^5I_S}}{32I_S^2}(v_x^5 - v_y^5) + \dots \end{aligned} \quad (15)$$

となる。よって, 式(13)の入力では, 周波数変換されおらずミキサとして動作しないことが分かる。

以上の説明より, 様々な差動入力の中で偶高調波ミキサに最適な入力の仕方は, 本研究で用いた差動入力であることが確認できる。

5. シミュレーション結果

本節では, 従来回路と提案回路のHSPICEシミュレーションを行い, 電源電圧2Vおよび1.5Vにおける特性を評価した。

5.1 従来の偶高調波ミキサ

まず, 従来回路のシミュレーション結果について述べる。設計値をそれぞれ表5.1.1, 5.1.2に示す。

表5.1.1 従来回路の設計値 ($V_{DD}=2V$)

V_{DD}, V_{B1}	2.0, 1.5	[V]
I_{S1}	100	[μA]
R_1	5.5	[k Ω]
$M_1 \sim M_4$ の W/L	10.0/1.0	[$\mu m/\mu m$]
M_{S0}, M_{S1} の W/L	20.0/1.0	[$\mu m/\mu m$]

表5.1.2 従来回路の設計値 ($V_{DD}=1.5V$)

V_{DD}, V_{B1}	1.5, 1.3	[V]
I_{S1}	80	[μA]
R_1	4.0	[k Ω]
$M_1 \sim M_4$ の W/L	10.0/1.0	[$\mu m/\mu m$]
M_{S0}, M_{S1} の W/L	20.0/1.0	[$\mu m/\mu m$]

図5では, 図2の直流電流源の部分をカレントミラーを用いて構成している。図6と図7に, 電源電圧1.5V, RF がそれぞれ2.4, 10GHz時のフーリエ特性を示す。これらより, 2節で述べたように奇数次のみのスペクトルが発生していることが分かる。よって, ダイレクトコンバージョン方式特有の自己混合やLO信号の放射の問題を解決している。

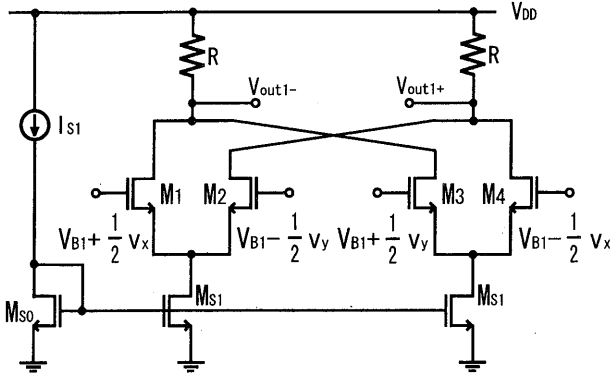


図5 従来の偶高調波ミキサ

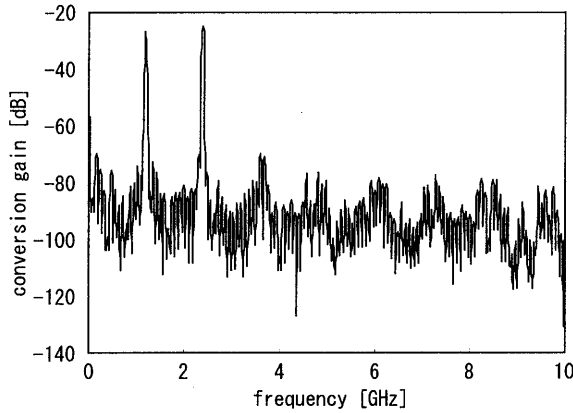


図6 フーリエ特性 ($V_{DD} = 1.5 \text{ V}$, $RF = 2.4 \text{ GHz}$)

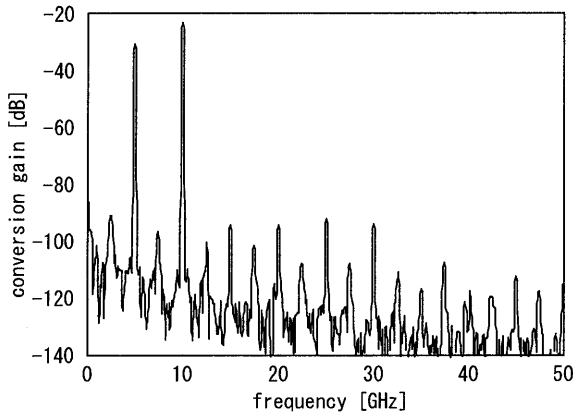


図7 フーリエ特性 ($V_{DD} = 1.5 \text{ V}$, $RF = 10 \text{ GHz}$)

表 4.1.3 に従来回路のベースバンドの変換利得の結果を示す。これより、式 (6) で示したとおりベースバンドにおける変換利得が小さいことが分かる。

次に THD と S/N 比の結果をそれぞれ表 5.1.4, 5.1.5 に示す。S/N 比はノイズ解析を行い次式を用いて求めた。

$$S/N \text{ 比} = 20 \log(\text{入力実行電圧}/\text{入力換算ノイズ}) \text{ [dB]} \quad (16)$$

THD は全て、0.5 % 以下と非常によい結果となった。

表 5.1.3 変換利得の結果

RF [GHz]	変換利得 [dB]	
	$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
2.4	-54.4	-57.0
5.2	-57.0	-63.0
10	-67.5	-86.1

表 5.1.4 従来回路の THD の結果

RF [GHz]	THD [%]	
	$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
2.4	0.408	0.448
5.2	0.133	0.122
10	0.155	0.197

表 5.1.5 従来回路の S/N 比の結果

$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
141.05 [dB]	139.82 [dB]

5.2 提案する LC タンクを用いた偶高調波ミキサ

次に提案する LC タンクを用いた偶高調波ミキサのシミュレーション結果について述べる。設計値をそれぞれ表 5.2.1, 5.2.2 に示す。

表 5.2.1 提案回路の設計値 ($V_{DD}=2 \text{ V}$)

V_{DD}, V_{B2}	2.0, 1.5	[V]
I_{S2}	100	[μA]
$M_5 \sim M_8$ の W/L	10.0/1.0	[$\mu\text{m}/\mu\text{m}$]
M_{S0}, M_{S2} の W/L	20.0/1.0	[$\mu\text{m}/\mu\text{m}$]

表 5.2.2 提案回路の設計値 ($V_{DD}=1.5 \text{ V}$)

V_{DD}, V_{B2}	1.5, 1.3	[V]
I_{S2}	80	[μA]
$M_5 \sim M_8$ の W/L	10.0/1.0	[$\mu\text{m}/\mu\text{m}$]
M_{S0}, M_{S2} の W/L	20.0/1.0	[$\mu\text{m}/\mu\text{m}$]

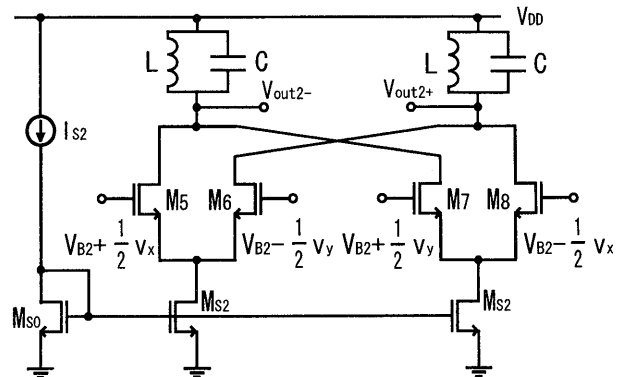


図8 提案回路の偶高調波ミキサ

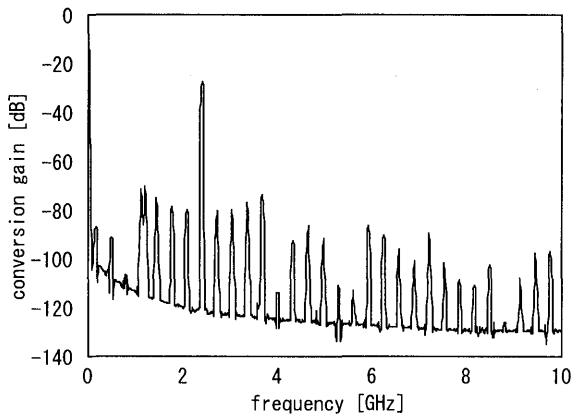


図9 フーリエ特性 ($V_{DD} = 1.5 \text{ V}$, $RF = 2.4 \text{ GHz}$)

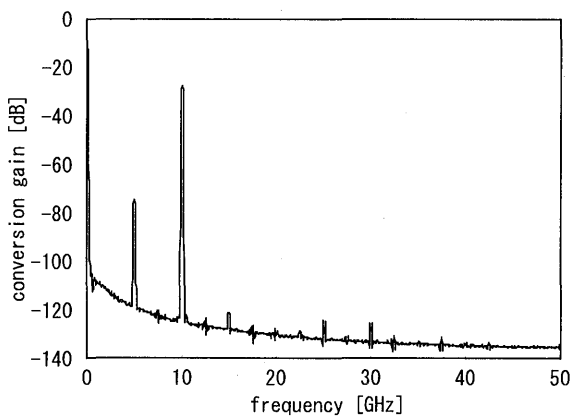


図10 フーリエ特性 ($V_{DD} = 1.5 \text{ V}$, $RF = 10 \text{ GHz}$)

図8では、図3の直流電流源の部分をカレントミラーを用いて構成している。図9と図10に、電源電圧1.5 V、 RF がそれぞれ2.4、10 GHzの時のフーリエ特性を示す。これらより、3節で述べたように奇数次のみのスペクトルが発生していることが分かる。よって従来回路と同様、自己混合やLO信号の放射の問題を解決している。

表5.2.3に提案回路のベースバンドの変換利得の結果を示す。これより、式(9)で示したように共振周波数を直流付近に設定することで、従来回路に比べて、ベースバンドで大きな変換利得を得ていることが確認できる。

表 5.2.3 変換利得の結果

RF [GHz]	変換利得 [dB]	
	$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
2.4	-13.5	-14.9
5.2	-12.4	-13.9
10	-11.8	-13.1

次にTHDとS/N比の結果をそれぞれ表5.2.4、5.2.5に示す。S/N比は5.1節と同様に式(16)を用いて求め

た。THDは、従来回路に比べて劣るものもあるがよい結果といえる。この原因については5.3節で述べる。S/N比は提案回路のほうがよい結果であった。

表 5.2.4 THDの結果

RF [GHz]	THD [%]	
	$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
2.4	1.280	1.198
5.2	0.329	0.303
10	0.156	0.148

表 5.2.5 S/N比の結果

$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
142.28 [dB]	141.65 [dB]

5.3 提案回路と従来回路との比較

本節では、従来回路と提案回路との比較を行う。表5.3.1、5.3.2、5.3.3にそれぞれの特性をまとめる。

表 5.3.1 提案回路と従来回路の変換利得の結果

RF [GHz]	提案回路	
	$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
2.4	-13.5	-14.9
5.2	-12.4	-13.9
10	-11.8	-13.1
RF [GHz]	従来回路	
	$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
2.4	-54.4	-57.0
5.2	-57.0	-63.0
10	-67.5	-86.1

※ 但し、単位は [dB]

表 5.3.2 提案回路と従来回路のTHDの結果

RF [GHz]	提案回路	
	$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
2.4	1.280	1.198
5.2	0.329	0.303
10	0.156	0.148
RF [GHz]	従来回路	
	$V_{DD} = 2 \text{ V}$	$V_{DD} = 1.5 \text{ V}$
2.4	0.408	0.448
5.2	0.133	0.122
10	0.155	0.197

※ 但し、単位は [%]

表 5.3.3 提案回路と従来回路のS/N比の結果

提案回路		従来回路	
$V_{DD} = 2\text{ V}$	$V_{DD} = 1.5\text{ V}$	$V_{DD} = 2\text{ V}$	$V_{DD} = 1.5\text{ V}$
142.28	141.65	141.05	139.82

※ 但し、単位は [dB]

表 5.3.1 よりベースバンドにおける変換利得は、提案回路の方が非常に優れた特性であることが分かった。今回の研究ではインダクタンス (L) のサイズを $100\ \mu$ として設計を行ったが、並列共列周波数を更に低周波に設定すれば、更に大きな変換利得を得ることが可能である。しかし、並列共振周波数を低周波に設定するには、インダクタンス L 、キャパシタンス C のサイズを大きくしなければならず、携帯無線機器を設計するうえで大きな問題となってしまふ。このことは今後の課題として、研究を行っていきたい。

THD は、提案回路、従来回路、共に非常に良い結果を得た。これは、少ない素子数でかつ差動対構成で回路が設計されていることから考えられる。しかし、提案回路は RF が 2.4 GHz の時のみ少し劣った結果である。これは、並列共振周波数が RF および LO 周波数に近いことから考えられる。よって、他の図に比べ図 9 は、高周波成分の歪みが大きい特性を示していると考えられる。また、S/N 比は提案回路の方がよい結果となった。

6. ミラー効果の影響

高周波成分を持つ信号を扱う場合に、MOSFET の端子間の寄生容量を考慮しなければならない。特に、利得 $(1+A)$ 倍の値の容量として見えるミラー効果を考慮しなければならない。そこで本研究では過渡解析を

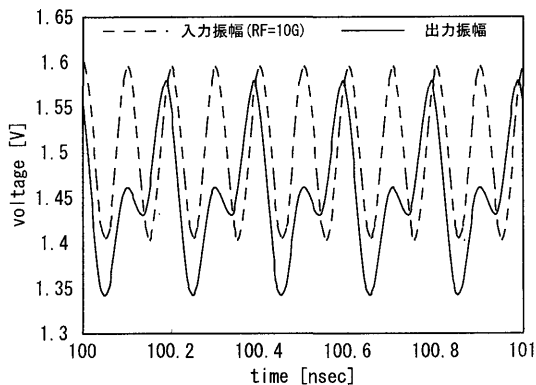


図 11 従来回路の過渡特性 ($V_{DD} = 2\text{ V}$, $RF = 10\text{ GHz}$)

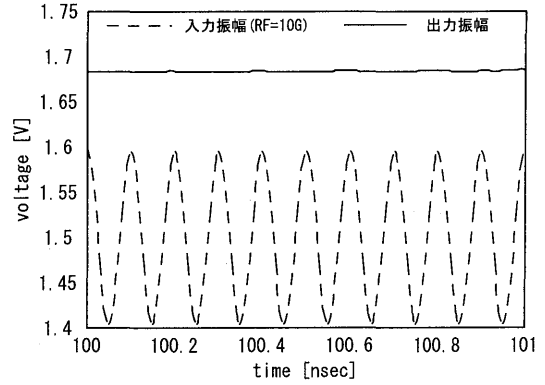


図 12 提案回路の過渡特性 ($V_{DD} = 2\text{ V}$, $RF = 10\text{ GHz}$)

行い検討した。図 11, 12 は電源電圧 2 V , $RF 10\text{ GHz}$ の時である。これより、従来の回路は入力振幅に対して約 1.3 倍の増幅をしていることが分かった。一方、提案回路は極めて小さい値であり、利得はほぼ 0 であることが確認できた。よって、提案回路はミラー効果の影響は極めて小さいことが確認できた。

7. 結論

本論文では、ダイレクトコンバージョン方式の受信機を実現するため、低電源電圧で動作可能な LC タンクを用いた MOS 偶高調波ミキサの提案を行ってきた。提案回路では、従来の抵抗負荷から LC タンクへ変更した回路構成であり、高い変換利得を得ることが出来ること、差動対構成であることから 2 次の相互変調が発生しないためノイズ耐性に優れた回路であること、また MOSFET の縦積み段数が 2 段であることから、低い電源電圧で動作させることが可能であるという特長を有している。具体的には、電源電圧 1.5 V , RF が 10 GHz の時、提案回路のベースバンドの変換利得、THD および S/N 比は、 -13.1 dB , 0.148% および 141.65 dB であった。これより従来回路と比較して、同程度の THD であるにもかかわらず、極めて大きなベースバンド変換利得を実現できることが分かった。さらに、原理的にミラー効果の影響を低減でき、これからの通信分野における高周波化に極めて有用であると言える。

一方、共振インピーダンスをより直流付近に設定するにはインダクタンス L およびキャパシタンス C の素子サイズを大きくする必要がある。特に、 L のサイズは大きなチップ面積を必要とするため、携帯無線機器を設計するうえで大きな問題となる。したがって、 L のサイズを小さくするための回路設計手法の確立が必要であり、こ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] H. Tsurumi, and T. Maeda, “Design study on a direct conversion receiver front-end for 280 MHz, 900 MHz, and 2.6 GHz band radio communication systems,” Proc. 41st IEEE Vehic. Tech. Conf., pp.457-462, 1991.
- [3] D. Haspeslagh, J. Ceuterick, L. Kiss, J. Wenin, A. Vanwelsenaers, and C. Enel-Rehel, “BBTRX : A baseband transceiver for a zero IF GSM hand portable station,” IEEE 1992 Custom Integrated Circuits Conf., pp.10.7.1-10.7.4, May. 1992.
- [4] A. A. Abidi, “Direct-conversion radio transceivers for digital communications,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol.30, no.12, pp.1399-1410, Dec. 1995.
- [5] B. Razavi, “Design considerations for direct-conversion receivers,” IEEE Trans. CAS-II, vol.44, no.6, pp.428-435, Jun. 1997.
- [6] A. Pärssinen, J. Jussila, J. Ryyänen, L. Sumanen, and K. A. Halonen, “A 2-GHz wide-band direct conversion receiver for WCDMA applications,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol.34, no.12, pp.1893-1903, Dec. 1999.
- [7] M. Goldfarb, W. Palmer, T. Murphy, R. Clarke, B. Gilbert, K. Itoh, T. Katsura, R. Hayashi, and H. Nagano, “Analog baseband IC for use in direct conversion W-CDMA receivers,” 2000 IEEE Symp. RFICs, pp.79-82, Boston, Jun. 2000.
- [8] C.-Y. Wu, and H.-S. Kao, “A 2-V Low-Power CMOS Direct-Conversion Quadrature Modulator With Integrated Quadrature Voltage-Controlled Oscillator and RF Amplifier for GHz RF Transmitter Applications,” IEEE Trans. CAS-II, vol.49, no.2, pp.123-134, Feb. 2002.
- [9] 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.
- [10] H. Yoshida, H. Tsurumi, and Y. Suzuki, “DC offset canceller in a direct conversion receiver for QPSK signal reception,” 9th IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, and Mobile Radio Commun. (PIMRC'98), pp.1314-1318, Sept. 1998.
- [11] H. Tsurumi, M. Soeya, H. Yoshida, T. Yamaji, H. Tanimoto, and Y. Suzuki, “System-level compensation approach to overcome signal saturation, DC offset, and 2nd-order nonlinear distortion in linear direct conversion receiver,” IEICE Trans. Electron., vol.E82-C, no.5, pp.708-716, May. 1999.
- [12] S. Otaka, T. Yamaji, R. Fujimoto, and H. Tanimoto, “A low offset 1.9-GHz direct conversion receiver IC with spurious free dynamic range of over 67 dB,” IEICE Trans. Fundamentals., vol.E84-A, no.2, pp.513-519, Feb. 2001.
- [13] 谷本 洋, “ダイレクトコンバージョン受信機用ミキサの研究開発動向,” 電子情報通信学会論文誌 C, vol.J84-C, no.5, pp.337-348, 2001年5月.
- [14] 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,
- [15] 西巻 正朗, 森 武昭, 荒井 俊彦, “電気回路の基礎” 第22章, pp.175-181, 森北出版株式会社.
- [16] Behazad Razavi, 黒田 忠広 (監訳), “アナログ CMOS 集積回路の設計 応用編” 第14章, pp.601-605, 丸善出版株式会社.
- [17] 高木 茂孝, “MOS アナログ電子回路” 第4章, pp.54-55, 森北出版株式会社.