

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

中島 雄太¹⁾・淡野 公一²⁾・石塚 興彦³⁾・外山 貴子⁴⁾

Design and Analysis of Mixer in Direct-conversion Receiver

Yuta NAKASHIMA, Koichi TANNO, Okihiko ISHIZUKA, Takako TOYAMA

Abstract

Recent years, the wireless communication systems has been changing rapidly. In order to realize the portable electric devices, the miniaturization, light weight and low cost are important issues, and longer operating life of the battery is also desired. The implementation of RF analog circuits and baseband digital circuits in the same chip by using CMOS technology leads to reduce size, weight, cost and power consumption. However, it is very difficult to realize it. In this paper, an even-harmonic mixer using LC tanks instead of the load and the current source is proposed. The proposed mixer has advantage of low-voltage operation and large conversion gain. Next, for the proposed mixer, 45° phase shifter with the frequency doubler is proposed. The proposed phase shifter has advantage of low-voltage operation. Furthermore, the delay error is minimized by the same circuit configuration. In order to confirm the proposed mixer and phase shifter, the combined circuits are evaluated. Simulations of the circuits demonstrate the conversion gain of -17.3 dB and maximum phase error of 0.1° with $V_{DD}=1.5$ V.

Key Words :

Even hamonic mixer, LC tank, Direct conversion, Conversion gain, 45° phase shifter

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。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。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 [1],[2]。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 [3] 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2種類の方法が提案されている。まず、第1は、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

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) 電気電子工学科教授

4) 技術職員

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。第2は、直交復調を行うための移相器を2通倍し、この信号をLO信号として用いる方法である。この方法では、LO周波数とRF周波数が異なるため、自己混合等の問題を解決できる。しかしながら、従来の回路では、移相器から出力されたLO信号をミキサに入力する際には結局LO周波数とRF周波数が等しくなり、結果として、自己混合やLO信号の放射が起きてしまうという問題点が残されている。

本論文では、まず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タンクという)を用いたMOS偶高調波ミキサを提案する。本回路では、LCタンクが(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た回路であり、極めて大きな利得を実現できる。また、MOSFETの縦積み段数が1段となることから、低電源電圧で動作させることが可能となる。次に、提案する偶高調波ミキサに用いる2通倍形45°移相器を提案する。ここで提案する移相器は同一形式の回路を用いることで、遅延等による誤差を最小にしている。またMOSFETの縦積み段数が2段であることから、低電源電圧で動作させることが可能である。また、本回路を偶高調波ミキサと共に使うことによりRF信号と同一の周波数を用いることなくダイレクトコンバージョンを実現できる。これにより、自己混合の問題を解決できる。そして、以上の提案回路の性能をHSPICE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

2.1 従来の偶高調波ミキサ

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。

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

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。

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

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

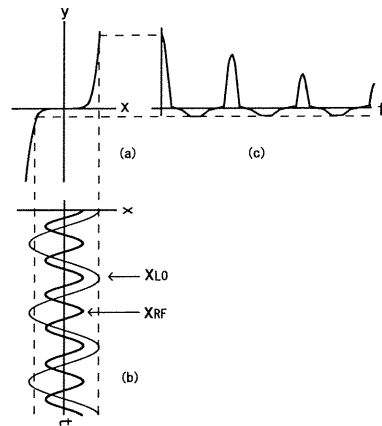


図1 偶高調波ミキサの原理

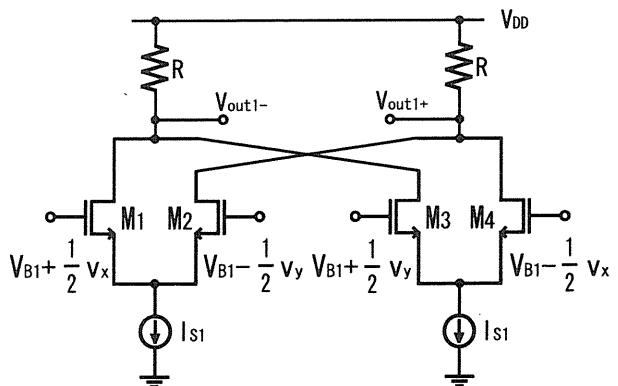


図2 従来回路の偶高調波ミキサ

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

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(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) を用いて解くと出力電圧を $v_{out1}(V_{out1+} - V_{out1-})$ 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) をテイラー展開し, 更に 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,

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

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 (5) 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。次節では, 変換利得に着目した提案回路の説明をする。

2.2 LC タンクを用いた偶高調波ミキサ

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_1, L_2), キャパシタンス (C_1, C_2), MOSFET ($M_1 \sim M_4$) 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。

従来回路の負荷に LC タンクを用いることにより, 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。また, 電流源は理想的にはインピーダンスが無限大である。よって LC タンクと置き換えることができ, MOSFET の縦積み段数が 1 段となることから低電源電圧で動作が可能となる。さらに低周波ノイズやアクティブ素子の $1/f$ 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いえる。

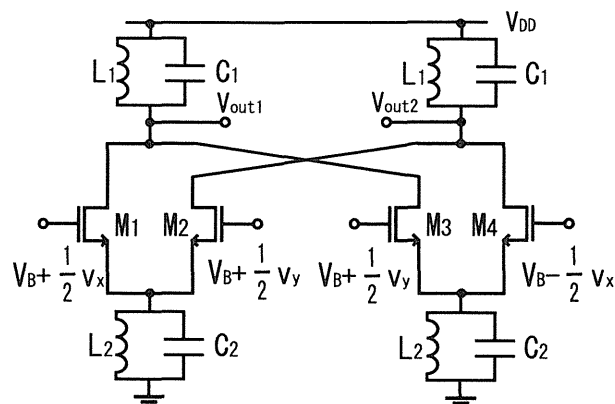


図 3 LC タンクを用いた偶高調波ミキサ

2.3 シミュレーション結果及び評価

本章では, 提案回路の HSPICE シミュレーションを行い, 電源電圧 1.5 V における特性を評価した。また従来回路と比較を行い, その有用性を確認する。

2.3.1 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

本節では LC タンクを用いた偶高調波ミキサの HSPICE シミュレーションを行い, 電源電圧 1.5 V における特性を評価した。設計値をそれぞれ表 2.1 に示す。図 5, 7 に, RF 周波数が 2.4, 10 GHz 時のフーリエ特性を示す。これらより, 2.1 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 2.3 に提案回路のベースバンドにおける変換利得と THD の結果を示す。これより, 2.2 節で述べ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 2.1 提案回路の設計値

V_{DD}, V_{B2}	1.5, 0.8	[V]
I_{S2}	100	[μ A]
C_2, L_2	0.1, 1.0	[pF], [nH]
$M_5 \sim M_8$ の W/L	10.0/1.0	[μ m/ μ m]
M_{S0}, M_{S2} の W/L	20.0/1.0	[μ m/ μ m]

2.3.2 従来回路との比較

本節では, 従来回路の HSPICE シミュレーションを行い, 提案回路の有用性を確認する。設計値を表 2.2 に示す。図 4 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, 8 に RF 周波数が 2.4, 10 GHz 時のフーリエ特性を示す。表 2.4 に従来回路のベースバンドにおける変換利得と THD の

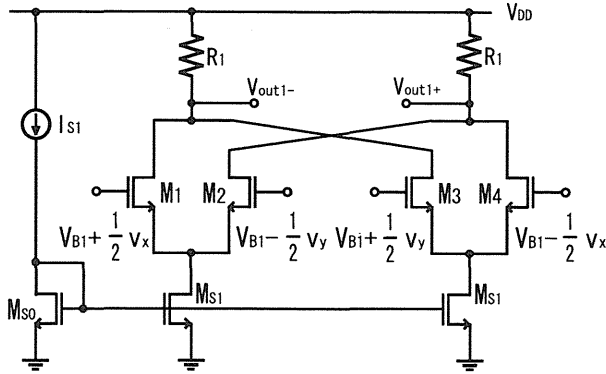


図 4 従来回路の偶高調波ミキサ

表 2.2 従来回路の設計値

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

表 2.3 提案回路の変換利得と THD の結果

RF 周波数 [GHz]	変換利得 [dB]	THD [%]
2.4	-10.8	1.30
5.2	-4.87	1.04
10	-0.77	0.67

結果を示す。これより、式 (5) 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。

これらより、前節で述べたとおり、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を示していることが分かる。今回の研究ではインダクタンス (L_1) のサイズを 50μ として設計を行ったが、並列共振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_1 、キャパシタンス C_1 のサイズを大きくしなければならない。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う。このことは今後の課題として、研究を行っていきたい。なお、 C_1 のサイズは RF 周波数が 2.4, 5.2, 10 GHz の時、それぞれ 3.3, 0.9, 0.4 pF である。このように、 C_1 のサイズを変化させるのは、取り扱う信号が高周波になるにつれ MOSFET の寄生容量を考慮しなければならないためである。 RF 周波数が高周波になるにつれ C のサイズが小さくなることから、提案回路は、より高周波成分の信号を取り扱う場合に有効であると言える。

表 2.4 従来回路の変換利得と THD の結果

RF 周波数 [GHz]	変換利得 [dB]	THD [%]
2.4	-57.0	0.448
5.2	-63.0	0.122
10	-86.1	0.197

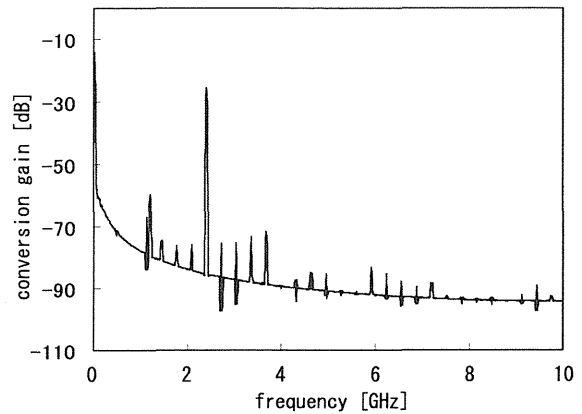


図 5 提案回路 ($RF = 2.4$ GHz)

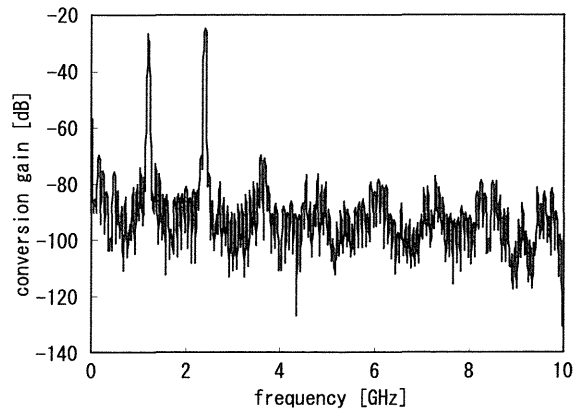


図 6 従来回路 ($RF = 2.4$ GHz)

THD では、提案回路は従来回路より少し劣った結果である。しかし、高周波になるにつれて値が小さくなった。これは設定する並列共振周波数が、 RF 周波数及び LO 周波数に近いことから考えられる。この特性からも提案回路はより高周波成分の信号を取り扱う場合に有効であると言える。

3. 2 通倍形 45° 移相器

3.1 理論式

本節ではまず、2 通倍形 45° 移相器の理論式を説明する。従来のミキサの場合、直交変調のために 90° 移相器が必要だが、偶高調波ミキサの場合、式 (2) より LO 信号が 2 倍になるため 45° 移相器が必要となる。 LO 信号

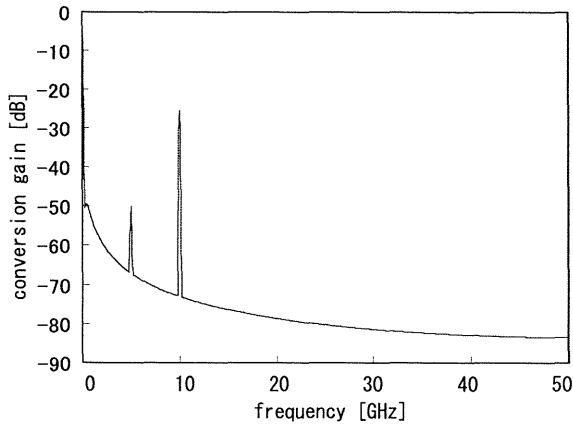


図7 提案回路 ($RF = 10$ GHz)

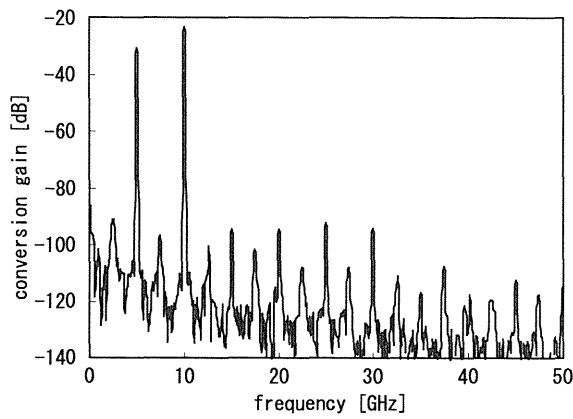


図8 従来回路 ($RF = 10$ GHz)

を $\pm \cos \omega t$ とするとミキサに入力するときには $\cos \omega t$, $\cos(\omega t + \pi/4)$, $\cos(\omega t + 2\pi/4)$, $\cos(\omega t + 3\pi/4)$ の4つの信号が必要となる。この4信号は三角関数の公式より、

$$\cos \omega t \tag{6}$$

$$\cos \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\cos \omega t - \sin \omega t) \tag{7}$$

$$\cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{4} \right) = -\sin \omega t \tag{8}$$

$$\cos \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} (-\cos \omega t - \sin \omega t) \tag{9}$$

と表される。また移相器を2通倍形にすることによりLO信号を半分にすることができ、LO信号とRF信号の差をさらに大きくとることができる。そこで信号を2通倍する方法として三角関数の倍角の公式より、

$$2 \cos \omega t \sin \omega t = \sin 2\omega t \tag{10}$$

$$\cos^2 \omega t - \sin^2 \omega t = \cos 2\omega t \tag{11}$$

と表される (ω は入力信号の角周波数, t は時間)。さらに式 (10) を変形すると、

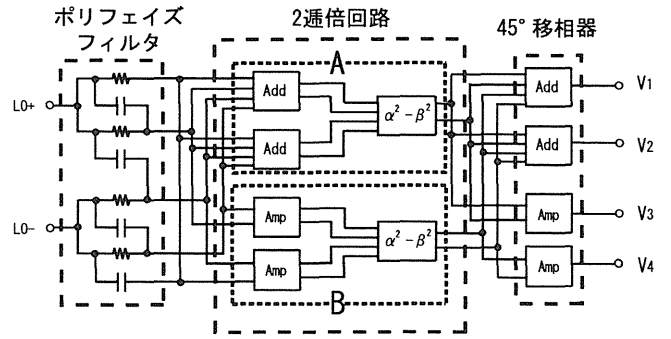


図9 提案回路のブロック図

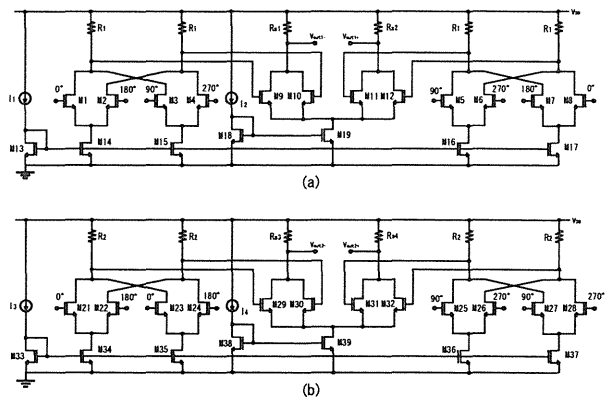


図10 2通倍回路

$$\begin{aligned} 4 \cos \omega t \sin \omega t &= (\cos \omega t + \sin \omega t)^2 - (\cos \omega t - \sin \omega t)^2 \\ &= 2 \cos \omega t \sin \omega t \\ &= 2 \sin 2\omega t \end{aligned} \tag{12}$$

となる。この2通倍する方法では式 (11), (12) 共に二乗差をしているので同一形式の回路を使うことができ、遅延等の誤差を最小にできる。また式 (7), (9), (12) では信号の和と差をしている。そして各式の係数が違うのであわせるための増幅器も必要となる。そこで信号の和と差の回路と幅器を同一形式の回路を使うことでさらに誤差を減少できる。図9に提案回路のブロック図を示す。提案回路はポリフェイズフィルタ、2通倍回路、45°移相器で構成されており、2通倍回路のA, B, 45°移相器のAddとAmpはそれぞれ同一形式の回路で構成している。

3.2 要素回路の動作原理

まずはじめに要素回路の説明を行う。

3.2.1 ポリフェイズフィルタ

第一段目のポリフェイズフィルタの説明を行う。図11に回路図を示す。同図は抵抗、キャパシタンスで構成されている。差動入力信号 LO_+ , LO_- を入力した時、各入出力特性は、

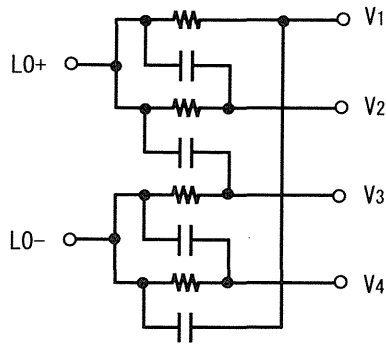


図 11 ポリフェイズフィルタ

$$V_1 = \frac{2}{1 + j\omega CR} LO_+ \quad (13)$$

$$V_2 = LO_+ \quad (14)$$

$$V_3 = \frac{2j\omega CR}{1 + j\omega CR} LO_+ \quad (15)$$

$$V_4 = LO_- \quad (16)$$

となる。上式より $V_1 \sim V_4$ はそれぞれ入力信号 LO_+ を $270^\circ, 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ ずらした信号となる。

3.2.2 2 通倍回路

第二段目の 2 通倍回路の説明を行う。まず、図 9 のブロック図の A の乗算器 [4],[5] の説明を行う。図 10(a) に回路図を示す。乗算器は式 (12) の計算を行う回路である。各図の V_{DD} は電源電圧を表している。まず図 12(a)(図 9 中の Add) に示される要素回路の回路動作について説明する。同図は抵抗 (R_1), MOSFET ($M_{11} \sim M_{14}$), 直流電流源 (I_{S1}) により構成されている。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。この時、出力信号 $V_{o1+}, V_{o1-}, V_{o2+}, V_{o2-}$ は

$$V_{o1+} = V_{DD} - R_1 \left\{ I_{S1} - \sqrt{\frac{K_1 I_{S1}}{2}} (v_x + v_y) \right\} \quad (17)$$

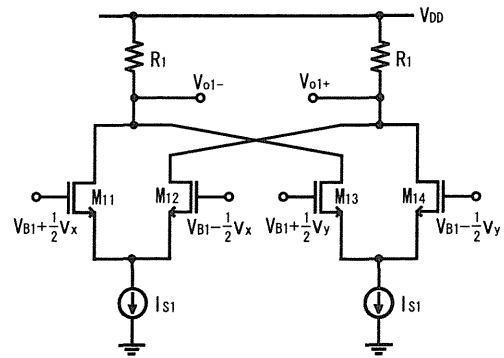
$$V_{o1-} = V_{DD} - R_1 \left\{ I_{S1} - \sqrt{\frac{K_1 I_{S1}}{2}} (-v_x - v_y) \right\} \quad (18)$$

$$V_{o2+} = V_{DD} - R_1 \left\{ I_{S1} - \sqrt{\frac{K_1 I_{S1}}{2}} (v_x - v_y) \right\} \quad (19)$$

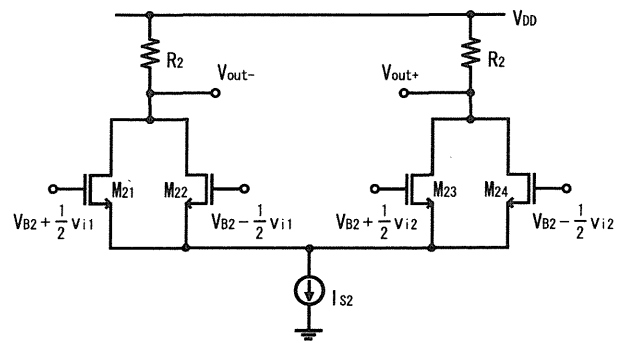
$$V_{o2-} = V_{DD} - R_1 \left\{ I_{S1} - \sqrt{\frac{K_1 I_{S1}}{2}} (-v_x + v_y) \right\} \quad (20)$$

となる。

次に図 12(b)(図 9 中の $\alpha^2 - \beta^2$) に示される要素回路について説明する。同図は抵抗 (R_2), MOSFET ($M_{21} \sim M_{24}$), 直流電流源 (I_{S2}) により構成されている。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_{B2} , 差動



(a)



(b)

図 12 要素回路

入力電圧 $\frac{1}{2}v_{i1}, -\frac{1}{2}v_{i1}$ および $\frac{1}{2}v_{i2}, -\frac{1}{2}v_{i2}$ を図に示すように入力した場合、出力電圧 V_{out+}, V_{out-} は、

$$V_{out+} = V_{DD} - \frac{R_2 I_{S2}}{2} + \frac{R_2 K_2}{4} (v_{i1} + v_{i2})(v_{i1} - v_{i2}) \quad (21)$$

$$V_{out-} = V_{DD} - \frac{R_2 I_{S2}}{2} - \frac{R_2 K_2}{4} (v_{i1} + v_{i2})(v_{i1} - v_{i2}) \quad (22)$$

となる。ここで、 K_2 は $M_{21} \sim M_{24}$ のトランスコンダクタンス係数である。次項では、以上の要素回路を用いて乗算器を構成する。

次に乗算器全体の動作原理を説明する。図 12 の 2 つの回路を縦続接続することにより乗算器は実現される。図 10(b) では図 12 の直流電流源の部分をカレントミラー回路を用いて構成している。また、図 12(a) の V_{B2} は式 (17) ~ (20) の直流成分にあたり $V_{B2} = V_{DD} - R_1 I_{S1}$ となり v_{i1}, v_{i2} は以下ようになる。

$$v_{i1} = R_1 \sqrt{2K_1 I_{S1}} (v_x + v_y) \quad (23)$$

$$v_{i2} = R_1 \sqrt{2K_1 I_{S1}} (v_x - v_y) \quad (24)$$

よって式 (21), (22) に式 (23), (24) を代入すると $v_{out}(V_{out+}, V_{out-})$ は

$$v_{out} = 4R_1^2 R_2 K_1 K_2 I_{S1} v_x v_y \quad (25)$$

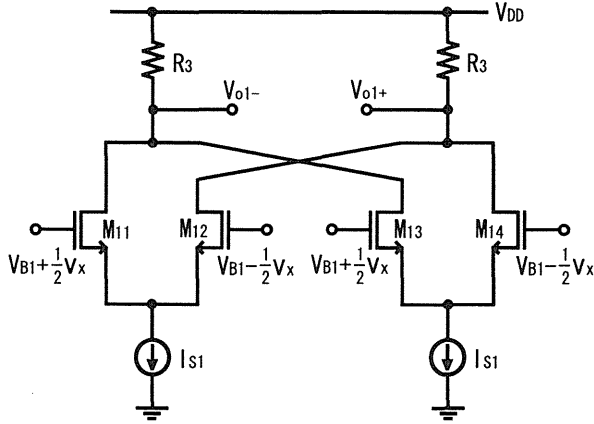


図 13 増幅回路

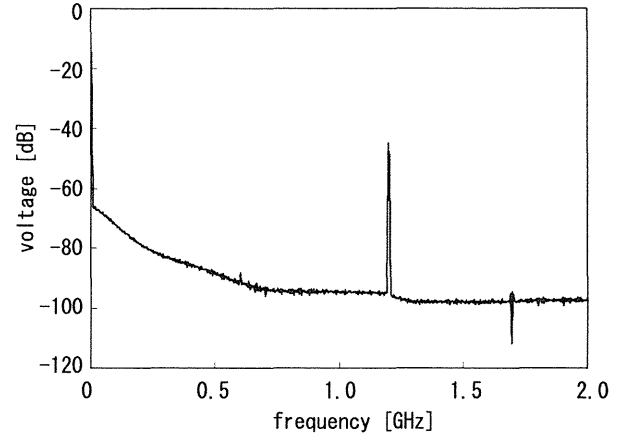


図 14 フーリエ特性

となり, アナログ乗算器として動作することが分かる。

次に, 図 9 のブロック図の B の回路の説明を行う。図 10(b) に回路図を示す。この回路は式 (11) の計算を行う回路である。回路構成は図同図 (a) と同じだが図 13 のように入力することにより式 (17)~(20) は,

$$V_{o1+} = V_{DD} - R_1 \left\{ I_{S1} - 2\sqrt{\frac{K_1 I_{S1}}{2}} v_x \right\} \quad (26)$$

$$V_{o1-} = V_{DD} - R_1 \left\{ I_{S1} - 2\sqrt{\frac{K_1 I_{S1}}{2}} (-v_x) \right\} \quad (27)$$

$$V_{o2+} = V_{DD} - R_1 \left\{ I_{S1} - 2\sqrt{\frac{K_1 I_{S1}}{2}} (-v_y) \right\} \quad (28)$$

$$V_{o2-} = V_{DD} - R_1 \left\{ I_{S1} - 2\sqrt{\frac{K_1 I_{S1}}{2}} v_y \right\} \quad (29)$$

となる。上式よりこの回路が増幅器として動作していることが分かる。この増幅器は式 (11), (12) での出力信号の振幅をあわせるために用いる。そして, 上式の出力を式 (21), (22) に入力することで二乗差の出力を得る。

3.2.3 45° 移相器

最後に最終段の回路の説明を行う。最終段は式 (6)~(9) の計算を行う回路で図 9 の Add と Amp の部分はそれぞれ図 12(a) と図 13 で構成している。

以上の回路構成で最終的にポリフェイズフィルタから出力された信号を 2 通倍し 45° 位相をずらした信号を出力する。

本回路の特長として回路全体を同一形式の回路 (図 12) を使うことにより遅延等の誤差を最小にできること, MOSFET の縦積み段数が 2 段となることから低電源電圧で動作が可能であることが期待できる。

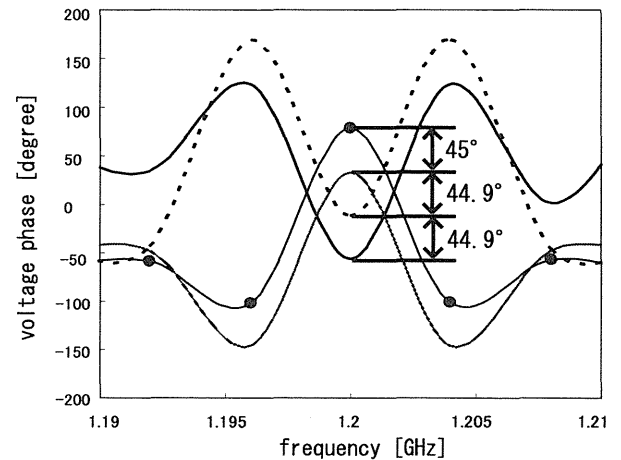


図 15 位相特性

3.3 シミュレーション結果

本節では, 提案回路の HSPICE シミュレーションを行い, LO 信号 0.6 GHz のときの特性を評価した。図 14, 15 にそれぞれ出力信号のフーリエ解析, 位相特性を示す。これらより, 入力信号を 2 通倍し, 位相が 45° されているのことが分かる。位相の最大誤差は 0.1° となり優れた特性を示していることが分かる。しかし, 振幅がとても小さくなってしまった。このことは今後の課題としておく。

4. 組み合わせ回路

4.1 回路理論

本章では 2 章, 3 章で提案した偶高調波ミキサと 2 通倍形 45° 移相器を共に使った時の説明を行う。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るため, $f_{LO} = f_{RF}$ となり自己混合や LO 信号の放射の問題を起してしまう。この問題を解決する方法として偶高調波ミキサと 2 通倍形移相器が提案されている。両回路を共に使った時, 移相器の入力信号 f_{LO} , 出力信号 f_{LOa} は

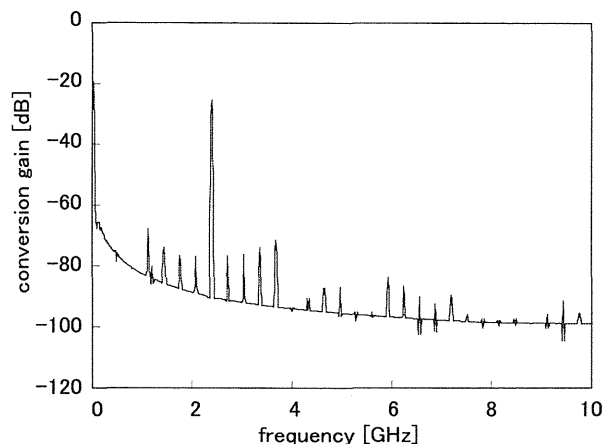


図 16 フーリエ特性

$f_{LO} = \frac{1}{4}f_{RF}$, $f_{LOa} = \frac{1}{2}f_{RF}$ となり全回路内において f_{RF} 周波数と同一の周波数を一切使うことがなくなる。よって、この2つの提案回路を共に使うことで問題であった自己混合や LO 信号の放射の問題を解決することが出来る。また、LO 周波数が f_{RF} 周波数の $1/4$ となることで LO 信号の 4 次高調波が f_{RF} 信号と同一の周波数になり、従来のミキサや 2 通倍形移相器のみの場合より影響が少なくなるという効果もある。

4.2 シミュレーション結果

両回路を共に使った時の HSPICE シミュレーションを行い、特性を評価した。 f_{RF} 周波数は 2.4 GHz, f_{LO} 周波数は 0.6 GHz とした。図 16 にフーリエ特性を示す。ベースバンドにおける変換利得は -17.3 dB となった。ミキサのみの変換利得より小さくなってしまった。これは移相器の出力信号の振幅が小さいことが原因と考えられる。このことは今後の課題とする。また、THD は 1.39 % となりミキサのみの THD より少し劣った結果となった。これは素子数が増えたためと考えられる。

5. 結論

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、低電源電圧で動作可能な LC タンクを用いた MOS 偶高調波ミキサと偶高調波ミキサ用の 2 通倍形 45° 移相器の提案を行ってきた。まず提案する偶高調波ミキサでは、従来の抵抗負荷とテール電流源を 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できるといふ特長を有している。次に、提案する 2 通倍形 45° 移相器では同一形式の回路構成であることから、遅延等の誤差を最小にするといふ特長を有している。また、両回路共、MOSFET の縦積み段数が少ないことから、低い電源電圧で動作させることが可能である特長を有している。

2つの提案回路の特性を評価するため、Star-HSPICE を用いた解析を行った。その結果、まず偶高調波ミキサは f_{RF} 周波数を 2.4 GHz, 電源電圧 1.5 V の時ベースバンドの変換利得は -10.8 dB, THD は 1.3 % であった。極めて大きな変換利得を実現できることが分かった。次に、2 通倍形 45° 移相器は電源電圧 1.5 V で動作し、位相の最大誤差は 0.1° であった。最後に、ここで提案した両回路を用いてミキサを構成した結果、 f_{RF} 周波数を 2.4 GHz, f_{LO} 周波数を 0.6 GHz とした時、電源電圧 1.5 V で動作し、ベースバンドでの変換利得は -17.3 dB, THD は 1.39 % であった。以上の結果より提案する LC タンクを用いた MOS 偶高調波ミキサは低電源電圧で動作可能であり、ベースバンドでの高変換利得を実現できることが分かった。また、2 通倍形 45° 移相器と共に使うことで LO 周波数が f_{RF} 周波数の $1/4$ となることで LO 信号の 4 次高調波が f_{RF} 信号と同一の周波数になり、従来のミキサや 2 通倍形移相器のみの場合より影響が少なくなる。

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 及びキャパシタンス C の素子サイズを大きくする必要がある。特に L のサイズは大きさ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] 岩田 穆, “高機能アナログ・デジタル混載システム LSI 技術,” 電子情報通信学論文誌, C, vol.J85-C, no.9, pp.785-792, 2002 年 9 月.
- [3] B. Razavi, “Design considerations for direct-conversion receivers,” IEEE Trans. CAS-II, vol.44, no.6, pp.428-435, Jun. 1997.
- [4] K. Tanno, O. Ishizuka, and Z. Tang, “Four-Quadrant CMOS Current-Mode Multiplier Independent of Device Parameters,” IEEE Trans. CAS-II, vol.47, no.5, pp.473-477, May. 2000.
- [5] 熊谷 寛夫, 谷川 寛幸, 淡野 公一, 石塚 興彦, “低電圧, 低歪み, 広帯域 CMOS アナログ乗算器の設計と RF ダウンコンバージョンミキサへの応用” 電気電子学会九州支部 第 56 回連合大会, 06-1A-01, 2003 年 9 月.