

90 度移相器の設計とシミュレーション

Design and simulation of 90 degree phase shifter

三浦 和仁, 佐々木 健太, 井上 浩

Kazuhito Miura, Kenta Sasaki, Hiroshi Inoue

秋田大学

Akita University

キーワード：ダイレクトコンバージョン方式(direct conversion system), 90 度移相器(90 degree phase shifter), ユニティゲイン周波数(unity gain frequency), 演算増幅器(operational amplifier)

連絡先：〒010-8502 秋田市手形学園町 1-1 秋田大学 工学資源学部 電気電子工学科 井上研究室
三浦和仁, Tel.: 018-889-2492, E-mail: { kazumiura, inoueh } @venus.ee.akita-u.ac.jp

1. はじめに

近年の様々な通信機器の普及に伴い, 送受信機の小型化・高性能化の要求が高まっている。また, 現在の移動体通信の分野では, 携帯電話に代表されるように数 GHz の高周波を利用してきており, このような高周波に対応した回路設計が必要である。これらの実現のために, 構成する回路を集積化することは重要な要素であると考えられる。

現在一般的に利用される受信方式は, スーパーヘテロダイン(SH)方式である SH 方式は雑音特性や安定性に優れているものの, 回路に急峻な特性を持つフィルタを必要とし構造上規模が大きくなってしまいうため, 集積化には不利となる。そこで, 近年注目を集めている受信方式として, 図 1 に示すようなダイレクトコンバージョン(DC)受信方式がある。この方式は SH 方式と比較して中間周波数(IF)段と呼ばれる, 不要成分を取り除く目的でフィルタを用いるという過程を省略できるため, 集積化に適していると考えられる¹⁾。この DC 受

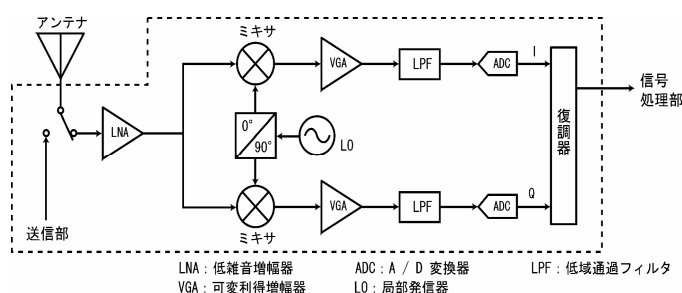


図 1 ダイレクトコンバージョン方式の一例

Fig. 1 A example of direct conversion system

信方式の原理については次章で概説し, 90 度移相器の果たす役割について説明する。

我々はこれまで, 通信用 IC として新しい構成のアナログ形 PLL の 1 チップ化を試みてきた²⁾。それは, PPAM 回路(Push-Pull Phase Adding Mixer)をミキサとして用いることで分周期やチャージポンプ回路, 遅延線を用いずアナログ形 PLL を構成するものであった。その中で, DC 受信方式へ PPAM 回路を応用したミキシング回路を適用する検討がされた^{3), 4)}。

本研究では、DC 受信機を集積化することを目的に、すでに検討された VCO、ミキサに次ぐ回路ブロックとして、方式の変復調誤差に重大な影響を与える 90 度移相器の設計を行いシミュレーション結果から検討を行う。また今回の 90 度移相器の設計は OP アンプを用いたものであり、移相器の周波数特性に対して OP アンプの性能が規定する部分も大きいと考えられる。そのため、所望の特性を持つような OP アンプの設計から行っており、その特性について検討、評価する。

2. 受信方式の原理

ダイレクトコンバージョン受信方式のイメージ除去のメカニズムを図 2 に示す。このとき、アンテナから低雑音増幅器等を介してミキサに入力される RF 信号を $V_{in}(t)$ とすると、 $V_{in}(t)$ は局部発振周波数 f_c を中心に、周波数 f_i のイメージ信号と、周波数 f_s の受信希望信号が分布すると考えることができるので、次式のように表すことができる。

$$V_{in}(t) = V_s \cos(\omega_c + \omega_s)t + V_i \cos(\omega_c - \omega_i)t \quad (1)$$

ここで、局部発振器(LO)の出力を振幅 V_c 、周波数 f_c とすると、2 つのミキサへ同相成分 $V_c \cos \omega_c$ と 90 度移相された直交成分 $V_c \sin \omega_c$ がそれぞれ入力され、(1)式で表される RF 信号とミキシングされる。それらの信号がローパスフィルタにかけられ、同相成分のみが -90 度移相されたとき、それぞれ同相信号を $V_I(t)$ 、直交信号を $V_Q(t)$ とおくと、

$$V_I(t) = (KV_c V_s / 2) \sin \omega_s t + (KV_c V_i / 2) \sin \omega_i t \quad (2)$$

$$V_Q(t) = (KV_c V_s / 2) \sin \omega_s t - (KV_c V_i / 2) \sin \omega_i t \quad (3)$$

のように表される。そして $V_I(t)$ と $V_Q(t)$ の和を取ることでイメージ信号は除去できる⁵⁾。

このように、不要なイメージ信号を重ね合わせで、除去することで希望する信号を取り出すこと

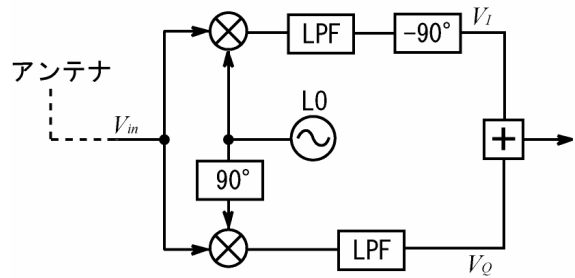


図 2 イメージ信号除去のメカニズム

Fig. 2 Mechanism of image rejection

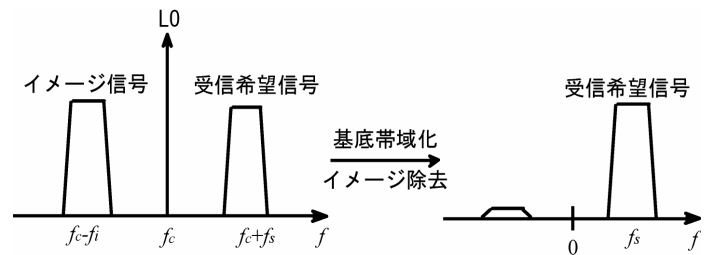


図 3 DC 受信方式の原理

Fig. 3 Fundamental of direct conversion system

ができる(図 3)。以上がダイレクトコンバージョン方式の基本原則となる。これより移相器には正確な 90 度移相処理によって、LO からの出力が同相成分と直交成分に分ける能力が求められることが分かる。また 90 度移相器の電圧利得を 0[dB] とし、同相成分と直交成分の振幅誤差を少なく保つ必要があることが分かる。

3. OP アンプの設計とシミュレーション

3-1. OP アンプの設計

設計した 90 度移相器は OP アンプを利用した回路であるため、まず OP アンプの設計から行った。図 4 に設計した回路図を示す。この回路構成自体は一般的な OP アンプの構成であり、差動増幅回路、カレントミラー回路とソース接地回路の 2 段の構造となっている。また、消費電力の低減や基板電圧の安定化のために、単電源で動作するよう設計した。

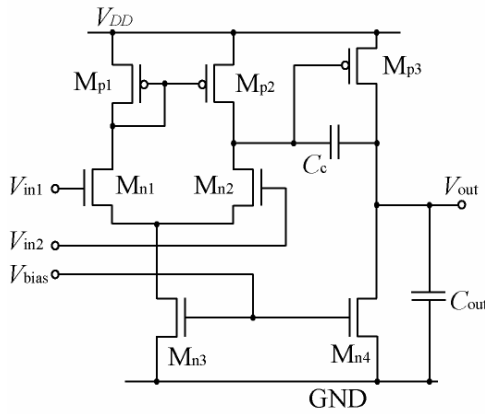


図4 設計したOPアンプの回路図

Fig. 4 Schematics of designed OP Amp

ここで、設計時に用いた仕様を表1に示す。これらの値は目標とした数値であり、設計の過程においてこれらの数値を元に各パラメータを決定した。表1の仕様の中で、ユニティゲイン周波数とは電圧利得が0dBとなる周波数であり、設計時には以下の式で与えられる⁶⁾。

$$\omega_u = \frac{g_{m1,2}}{C_c} \quad (4)$$

$g_{m1,2}$: M_{n1} , M_{n2} の相互コンダクタンス

また、この相互コンダクタンス g_m は

$$g_{m1,2} = \sqrt{2\beta \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2} I_D} \quad (5)$$

I_D : ドレイン電流, β : 電流利得係数

W : MOSFETのチャネル幅

L : MOSFETのチャネル長

で与えられる。設計において、MOSFETのパラメータは(5)式中の W/L 比の調節のみ許されている。特性のばらつきを避けるため $L=1.8[\mu\text{m}]$ に固定し、チャネル幅 W を変更することで W/L 比を調節することで、所望の特性を得ることを試みている。

このようにして求められるユニティゲイン周波数は、4章で示す90度移相器の周波数特性に強く影響すると考えられ、このパラメータを優先して

表1 OPアンプの設計仕様

Table. 1 Specific of designed OP amp

電源電圧 V_{DD}	5[V]
スルーレート S_r	100[V/ μs]
ユニティゲイン周波数 ω_u	150[MHz]
入力電圧範囲	2.0 ~ 3.5[V]
出力電圧範囲	1.66 ~ 3.45[V]
負荷容量 C_{out}	2[pF]
位相補償コンデンサ C_c	0.5[pF]
低周波利得 A_0	40[dB]

設計を行った。関連することとして、図4の回路は単電源形でよく用いられるPMOSを用いた差動対ではなくNMOSで構成しているが、これはPMOSの移動度はNMOSのそれに対して約3分の1であり、(5)式に見るように周波数特性、又は応答速度を劣化させてしまうと考えたためである。

3-2. シミュレーション結果

前節で述べた方針で回路を設計し、設計用CADであるHSPICEを用いてシミュレーションを行った。入力電圧を振幅0.04V、オフセット電圧2.5V、周波数1MHzとし、バイアス電圧を1.8Vとしてシミュレーションした時、その結果の周波数特性を図5に示す。また、図5の周波数特性から読み取れる各パラメータを表2に示す。

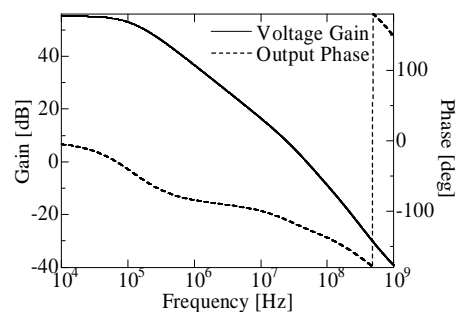


図5 OPアンプの周波数特性

Fig. 5 Frequency characteristic of OP amp

表2 OPアンプの性能

Table . 2 Performance of designed OP amp

遮断周波数	115.8[kHz]
ユニティゲイン周波数 ω_u	48[MHz]
位相余裕	54.7°
ゲイン余裕	30.3[dB]
低周波利得 A_0	55.3[dB]

シミュレーションの結果から、設計した OP アンプは低周波利得や各素子を流れる電流値などは計算値とよく一致した。しかしその一方で、表 2 に示すようにユニティゲイン周波数をはじめとする周波数特性は計算値から外れて、それぞれ低い数値が得られた。この結果の根本的な原因はプロセス的なものであると考えられる。

シミュレーションに用いている HSPICE は、FET の端子間容量を始めとする浮遊容量を含み計算し、その結果を出力する。そのため、差動増幅段から後段に対するフィルタ特性が、設計時における位相補償コンデンサ C_c のみを考慮する手計算とは大きく異なると考えられる。しかしこの浮遊容量はほとんどプロセスで決まり、改善は困難である。(4)式においてはユニティゲイン周波数を決定するもうひとつのパラメータとして $M_{n1,2}$ の相互コンダクタンス $g_{m1,2}$ があるが、この値を大きくする基本的な手段はWL比を大きくすることであり、面積とのトレードオフとなってしまう。

このようにプロセスによって周波数特性は制限を受けてしまい、設計した OP アンプを用いた 90 度移相器もまた高周波での動作を得るのは難しいと考えられる。しかし、低周波における原理の確認には十分な特性を持つと考えられるため、今まで検討されてきた数 MHz に合わせて移相器の設計をし、システムの構築を目標とした。

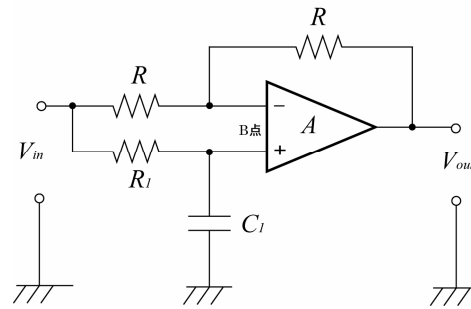


図6 90度移相器の回路図

Fig . 6 Schematics of 90 degree phase shifter

4. 90度移相器

4-1. 原理

設計した 90 度移相器の回路図を図 6 に示す。この回路は負帰還を用いることによって、振幅は周波数に依存せず一定のまま、位相のみを変化させることができる。2 章の受信方式の検討から所望の 90 度移相器の特性は主に、

- ・振幅利得は 0dB である
- ・局部発振器の周波数において正確に 90 度移相可能である

などであることが得られている。

図 6 の回路では B 点における電位を V_B と置き、また仮想短絡が成り立つとすれば、その電流の経路から、

$$\frac{V_{in} - V_{out}}{R_1} = V_B - j\omega C_1 \quad (6)$$

$$\frac{V_{in} - V_B}{R} = \frac{V_B - V_{out}}{R} \quad (7)$$

の 2 式が得られる。これより、電圧利得と出力位相は以下のように導出できる。

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 - j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} \\ &= \frac{1 - \omega^2 C_1^2 R_1^2}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} - j \frac{2\omega C_1 R_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (8) \end{aligned}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{-2\omega C_1 R}{1 - \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (9)$$

よって理論的には、(8)式の利得から出力振幅は周波数に依存せず、常に入力振幅の1倍であり同振幅となる。一方で(9)式から位相特性は周波数に従い遅れていき、 C_1, R_1 の値に対応した周波数 $f=1/2\pi C_1 R_1$ において90度移相することができる。

4.2. シミュレーション結果

図6の回路について、入力電圧を振幅0.04V、オフセット2.5V、周波数1MHzとしてシミュレーションした結果の周波数特性について、図7に示す。また、図6に示される90度移相器の構成素子の各値は $R_1=15.9k, C_1=10pF, R=1k$ とし、90度移相量が得られる周波数を $f=1/2\pi C_1 R_1=1MHz$ に対応させた。

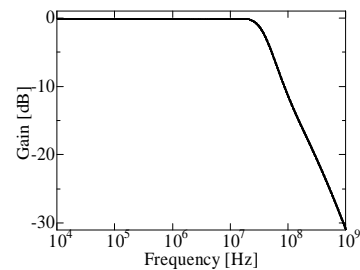
図7のシミュレーション結果から、図7(a)の利得特性は17.5MHzまで-0.15dB以内に抑えられており、その一方で図7(b)の位相特性は周波数により変化できていることが分かる。これより、一定の帯域において所望の特性が得られたと言える。その1MHzにおける時間波形は図8のようになり、振幅誤差少なく出力オフセットも2.5Vのまま入力波形を90度移相した波形となっている。これらの結果から、振幅特性は同相と直交信号で0.5%の誤差で抑えられており、また位相特性については移相量を90度に対応させた1MHzでは92.2degの移相量が得られており、移相誤差は約2.2degとなった。

ダイレクトコンバージョン方式の変復調誤差に直接影響を与えるのは除去し切れなかったイメージ信号である。そこで今回の結果から、イメージ信号除去比(IRR)を求めるとすると、以下の式から求めることができる。

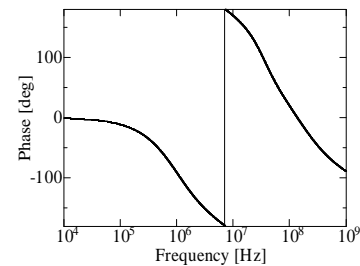
$$IRR = \frac{\varepsilon^2 + \theta^2}{4} \quad (10)$$

ここで、 ε は同相信号と直交信号の利得誤差であり、

θ は移相誤差である⁷⁾。これより、ミキサをはじめとする他の構成回路が理想的な特性を持つと仮定したとき、そのIRRは34.3dBとなった。これは一般的にシステム全体で必要とされる60~70dBの達成には至っていないが、それを満たすには移相器の移相誤差は0.1[deg]以内となる必要がある。この基準は移相器単体で満たすのは非常に難しく、系全体でイメージ信号を抑える構造が必要である。よって、90度移相器のみで最終的なIRRの評価をすることは出来ないが、さらに90度移相器の性能を向上していく必要があると考えられる。



(a) 利得特性



(b) 位相特性

図7 設計した90度移相器の周波数特性

Fig. 7 Frequency characteristic of designed 90 degree phase shifter

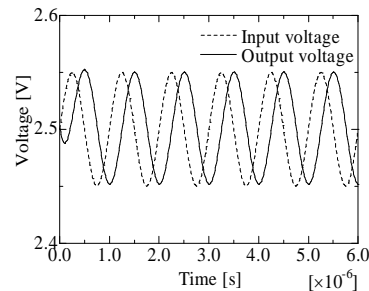


図8 時間波形

Fig. 8 temporal waveform

5. おわりに

本報告ではDC受信方式を集積化することを目的に、すでに検討されたVCO、ミキサに次ぐ回路ブロックとして、90度移相器の設計を行い、シミュレーション結果から検討を行った。また設計した90度移相器の性能は、使用したOPアンプの特性によって制限されると考えられたため、所望の特性をもつようなOPアンプの設計から行い、そのシミュレーション結果について検討評価をした。

今後は、OPアンプの周波数特性の理論値とシミュレーション値の不一致の原因を究明し、OPアンプの特性を改善することで移相器の特性を目標の周波数で移相誤差少なく動作することが出来るよう合わせていく必要がある。また、同時に高周波化を考えたときにも重要な課題であると考えられる。そして最終的にはVDECの提供するチップ試作により設計した90度移相器を評価してゆく。

謝辞

本研究は東京大学大規模集積システム設計教育研究センター(VDEC)を通し日本ケイデンス株式会社の協力の下で行われたものであり、ここに深く感謝します。

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、pp796-802(2001)
- 2) 伊藤文人、井上浩：CMOS LSI アナログPLLの一設計、電子情報通信学会1999年総合大会、A-1-5(1999)
- 3) 佐藤紀章、伊藤文人、井上浩：プッシュプル位相加算ミキサを使用したICの一検討、電子情報通信学会技術研究報告、EMD2003-97(2003)
- 4) 佐藤紀章、伊藤文人、井上浩：PPAMを応用した通信用ミキサの開発、電子情報通信学会論文誌、VOL.J88-C NO.7、pp.572-573(2005)
- 5) 佐藤紀章：ダイレクト変換型通信機能ICの設計に関する研究、平成15年度秋田大学修士学位論文(2004)
- 6) 谷口研二：LSI設計者のためのCMOSアナログ回路入門、CQ出版社(2005)
- 7) Behzad Razavi 著、黒田忠広訳：RFマイクロエレクトロニクス、丸善(2002)