

# 半導体集積化受信機の基礎

Foundation of Integrated Receiver SoC(System on Chip)

田中 聡

日立製作所 中央研究所

Satoshi Tanaka

Hitachi, Ltd., Central Research Laboratory

1-280 Higashi-Koigakubo Kokubunji-shi Tokyo 185-8601, Japan

**Abstract:** The direct conversion receiver becomes the most popular integrated circuit architecture for wireless applications. This paper reviews basic circuit techniques for the integrated direct conversion receiver circuit. The low-IF receiver is also mentioned here.

## 1. はじめに

携帯電話、無線 LAN、Bluetooth をはじめとする移動体通信用高周波無線部は、半導体プロセスの微細化に後押しされ近年著しい集積化が進んでいる。LNA(低雑音増幅器)、VCO(電圧制御発振器)など高周波性能を要求される回路の他、AD/DA 変換器、デジタル MODEM など1チップに集積されるようになりつつある。このように集積化が進んだ背景には集積化に適したダイレクトコンバージョン受信回路技術の進展がある。この方式は LNA で直接直交復調器を駆動するためトランジスタの高周波での駆動能力が要求されるとともに、RF 周波数で動作する IQ 直交復調器を構成する

ミキサ対の特性が良く一致している必要がある。このため集積回路プロセスの微細化による高周波特性の向上がシステム実現の必要条件であった。実用化されると、従来のスーパーヘテロダイン方式で必要であった LNA、ミキサ間のイメージ抑圧フィルタが不要になり、IF 帯で用いていたチャンネルフィルタは集積回路上で容易に実現できるため構成部品を削減することができ、多くのアプリケーションに応用されている。本基礎講座ではこれまで受信機に必要な基本特性、復調処理の基礎について学んできた。ここでは集積化受信機の代表としてダイレクトコンバージョン方式を取り上げ、動作原理、課題、対策方法、特にダイレクトコンバージョン

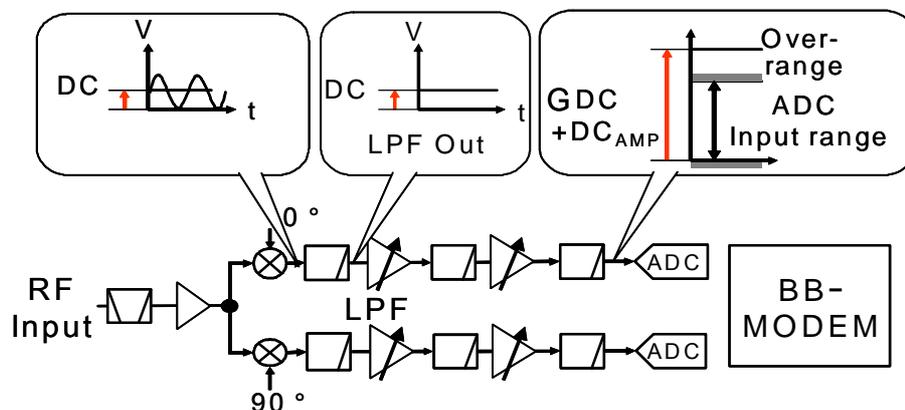


図1 ダイレクトコンバージョン受信機

受信機固有で大きな課題となる直流オフセットについて解説をおこなう。最後にダイレクトコンバージョン受信機と関連する方式として低 IF 受信方式の特徴についても簡単に述べる。

## 2. ダイレクトコンバージョン受信機の基本

図1にダイレクトコンバージョン受信機のブロック図を示す。SAW バンドパスフィルタにて、別アプリケーションなどが発生する受信周波数から離れた妨害波を除去した後、LNA にて受信信号を増幅する。その後受信信号は 90 度位相が違うローカル信号で駆動されるミキサ対で構成される直交復調機にて、 $Q$  の相のベースバンド信号に変換される。このときローカル信号の周波数は受信信号のキャリアと同一である。ミキサの出力は微弱であり、そのまま AD 変換すると AD 変換器の量子化雑音に埋もれてしまう。このため AD 変換器の量子化雑音に対して、マージンが確保できるレベルまで増幅する必要がある。電波環境により受信信号レベルは大きく変化するため、増幅率はこれに対応できる範囲で可変にする必要がある。また隣接チャンネルなど同一アプリケーションの妨害波は先の SAW フィルタでは減衰しておらず、ミキサの後に低域通過フィルタを設ける事で減衰させ、AD 変換器でのオーバーレン

ジを防ぐ必要がある。低域通過フィルタは CR フィルタ、gmC フィルタなど構成方法に選択はあるが、いずれも雑音の発生源になるため、S/N 比(信号対雑音比)を考慮し、図中にあるように増幅器と交互に配置する例が多い。低域通過フィルタは妨害波除去のためのみではなく、AD 変換器のエリアシングの防止機能も果たしている。

ダイレクトコンバージョン受信機は RF 信号を直接ベースバンド信号に変換する。このため通常直流成分を含む微弱なベースバンド信号を増幅する必要があり、信号パスで発生する直流オフセットは帯域内の妨害要因として受信性能に悪影響を与える。

直流オフセットには主に IC 内の各回路のバイアスバラツキに起因し、入力信号に依存しないスタティック直流オフセットと、主にミキサ回路の 2 次歪に起因し、入力レベルに依存するダイナミック直流オフセットがある。スタティック直流オフセットについてはオフセットを検出し、検出量に応じた補正をかけるなどいくつかの対策法がある。これに対し入力信号強度に依存するダイナミック直流オフセットは、電波環境に依存した直流電流が発生し、予め補正する事が困難なため、その絶対値を低減する必要がある。現在最も普及している携帯電話の規

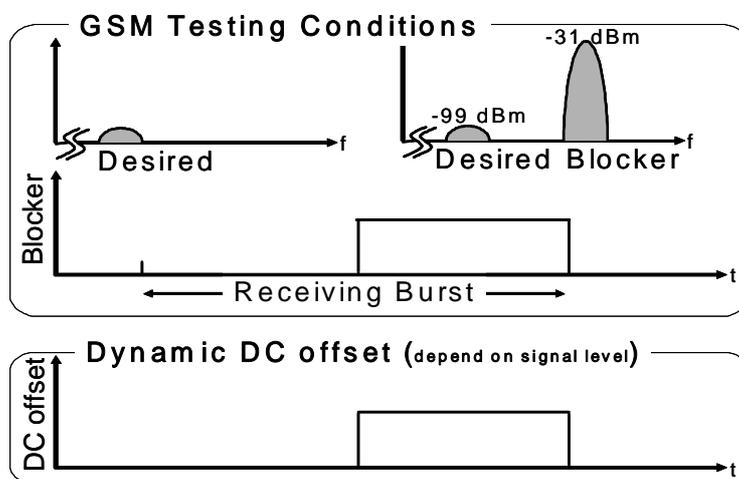


図2 AM 抑圧テストの条件

格である GSM の場合はサービス開始の早い段階からダイレクトコンバージョン受信機の適用事例[1,2]があり、その規格にもダイナミック直流オフセットを意識した AM 抑圧テストが定義[3]されている。図2に AM 抑圧テストの概要を示す。GSMはTDMA(Time Division Multiple Access)方式であり送受信はそれぞれ設定された期間内で行う。-99dBm(GSM の最小受信感度は-102dBm)の微弱な受信信号を受けている場合に受信期間の後半で-31dBm の大きな妨害波を発生させる。2 次の歪成分がある場合には後半期間では妨害波の影響で直流オフセットが発生する。例えばGMSK(Gaussian Minimum Shift Keying)変調された妨害波  $U(t)$  が

$$U(t) = a \cdot \sin(\omega t + \phi(t)) \quad (1)$$

で与えられ、入出力変換特性に  $bx^2$  で表される2 次の成分をミキサ回路が持つとする。ここで  $x$  は入力信号を表し、 $b$  は2 次係数を表すものとする。この場合出力信号を  $F(t)$  とすると、

$$F(t) = ba(1 - \sin(2\omega t + 2\phi(t))) / 2 \quad (2)$$

となり、 $ba/2$  の直流オフセットが発生する事が分かる。受信期間の後半にこのような直流オフセットが加えられたとすると検波した場合の誤り率が劣化する。この誤り率を規定してダイナミック直流オフセットの許容レベルを定義している。このようにダイレクトコンバージョン受信機の実現には直流オフセットの対策が重要な鍵となる。

### 3. 直流オフセット

GMSK 変調信号の場合は(1)式に示すように位相情報のみで振幅方向に変調されないため 2 次歪の低周波側への影響は全て直流オフセットとして発生する。振幅変調が加わった場合には振幅信号の二乗の効果で帯域が広

がって低周波領域に変換されるため一般には2次歪の影響は直流のみではない。しかしここでは回路の動作説明を簡単にするため2次歪の効果をダイナミック直流オフセットで代表させて説明する。

さて実際の回路では上記スタティック直流オフセットとダイナミック直流オフセットは複合的に存在し、完全な分離は難しい。ここでは主用要因をあげ、それぞれの要因がダイナミック、スタティック各直流オフセットを発生するメカニズムについて説明を行う。

### ミキサのセルフミキシング効果

セルフミキシングは図3に示すように、ローカル信号がミキサのRF入力端子から漏洩し、LNAなどの回路から反射して来た信号とローカル信号が掛け合わされる事でオフセットを発生する現象である。LNA、ミキサなどの各回路が完全にバランスしている場合には漏洩はおこらないが、バランスがこわれた場合に発生する。アンバランスの要因はトランジスタの  $V_{BE}$ 、 $V_{TH}$  バラツキもあるが、レイアウト上での結合の非対称性などに起因することもあり、レイアウトにあたっては対称性に注意をはらう必要がある。オフセットの大きさは漏洩してから反射してくるパスの減衰量と、位相に依存する。またオフセット量がICのおかれた環境に依存する場合もあるが、入力信号への依存性は小さいためスタティック直流オフセットと考えることができる。

セルフミキシングには図4に示すように、RF信号がローカル信号入力端子に漏洩し、再度反射してRF信号本体と掛け合わせる事で直流オフセットを発生させる動作も存在する。この場合発生する直流オフセットは入力信号の振幅に強く依存するためダイナミック直流オフセットとなる。

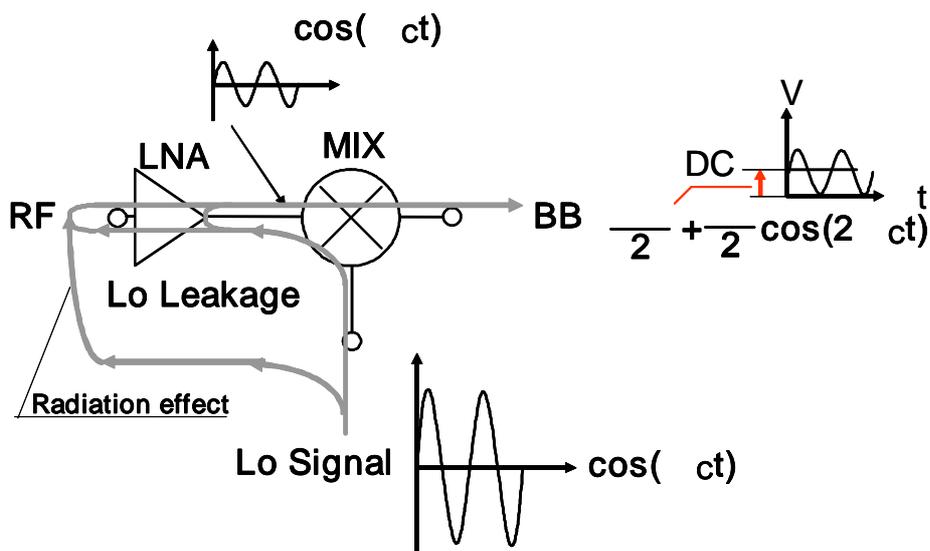


図3 セルフミキシング(ローカル信号)

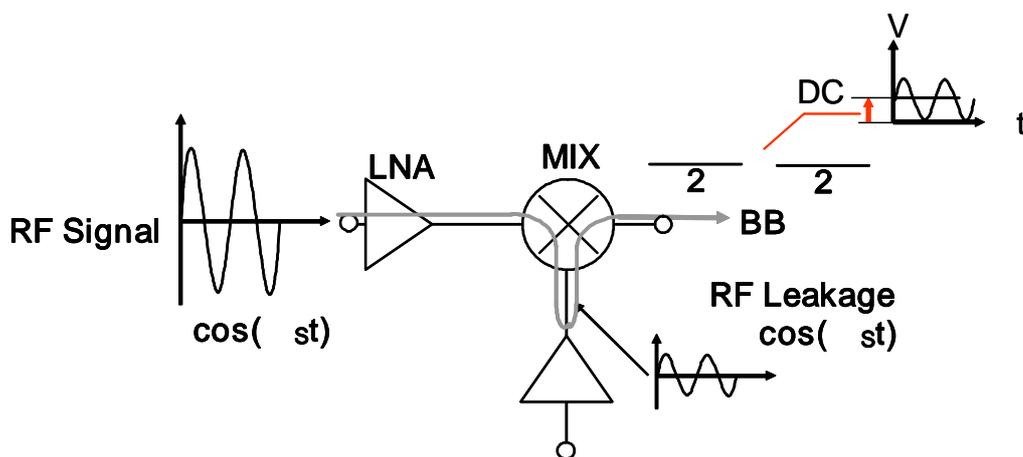


図4 セルフミキシング(RF 入力信号)

### ミキサローカル信号のデューティ比

図5にローカル信号のデューティ比の誤差による直流オフセットの発生機構を示す。ミキサ回路は多様であり、様々な回路構成が存在するが現在もっとも広く適用されているのはギルバートセル形ミキサである。これは図に示すように差動入力の電圧情報を電流に変換し、2組の差動スイッチにより、差動電流の極性を切り替えることでミキサ動作を行う。

電圧電流変換にはトランジスタを用いるが、トランジスタ特性の相対誤差があり、電流には

$I_{UB}$  で表される誤差が存在する。これは例えば FET のしきい値電圧、バイポーラの  $V_{BE}$  バラツキ等に起因している。RF 入力信号レベルが変化するとバイアス電流、誤差電流  $I_{UB}$  とも変化する。ミキサのスイッチは 2 つの電流源を負荷に交互に接続する動作をするため、スイッチを制御するローカル信号のデューティ比が 50% である場合は出力に等分配され、直流オフセットは同相成分には半分の量が存在するが差動成分は取り除かれる。デューティ比がずれると図 5 中の式にあるように差動成分にも  $I_{UB}$  起因のオフセットが発生するようになる。

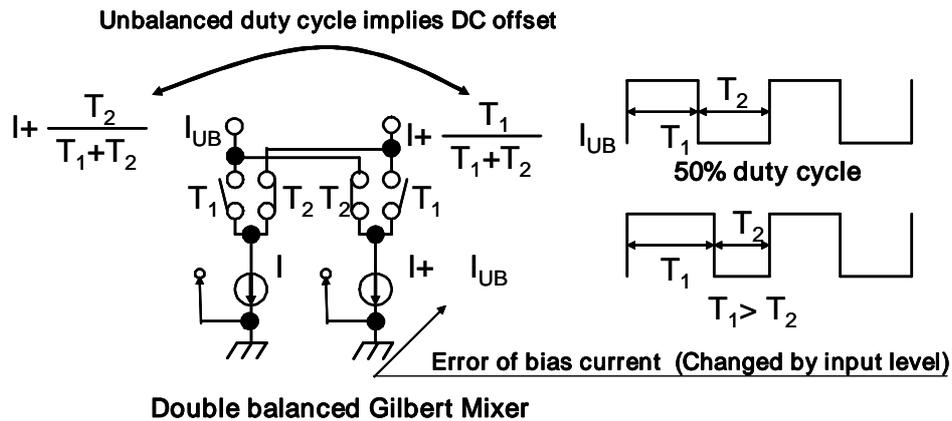


図5 ローカル信号のデューティ比によるオフセット発生機構

### ミキサ負荷抵抗相対誤差

集積回路上のミキサ負荷抵抗の相対誤差は絶対値誤差に比べ十分小さい値を取る。しかしながら直流オフセットの要因としては検討しておく必要がある。図6にミキサ負荷抵抗の相対誤差による直流オフセットの発生機構[4]を示す。ミキサは図5で示したギルバートミキサとする。ローカルのデューティが50%であるとしてもミキサのRF入力が大きくなると先に述べたようにミキサのバイアス電流は増加する。定常的なバイアス電流成分を  $I_S$  入力信号による増加分を  $I_B$  とする。また抵抗値を  $R$  とし、抵抗の相対誤差を  $R$  とすると、スタティック直流オフセットは  $RI_S$ 、ダイナミック直流オフセットは  $R I_B$  となる。

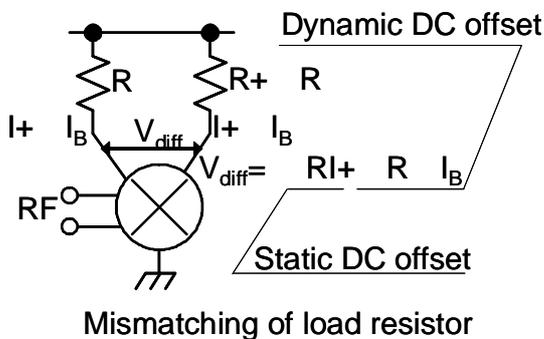


図6 負荷抵抗ミスマッチによるオフセット発生機構

### 4. 直流オフセット対策技術

以上のように様々な要因でオフセットは発生する。以下では代表的なオフセット対策法を紹介する。

#### 偶高調波ミキサ

偶高調波ミキサ[5,6]は図7に示すようにRF入力信号と、RF信号に対して半分の周波数のローカル信号をリミッタに入力し、3次歪の効果を用いた

$$f_{OUT} = 2f_{LO} - f_{RF}$$

で与えられる周波数変換を行う事で直流近傍に出力信号を変換するものである。上式からも

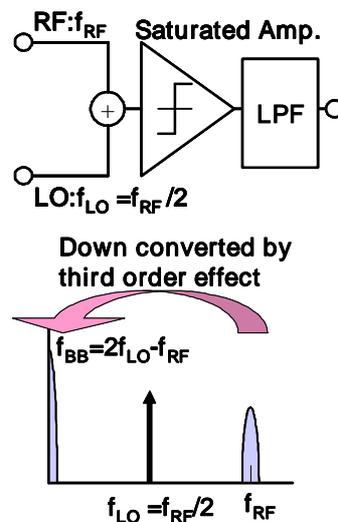


図7 偶高調波ミキサ

明かなように周波数変換に乗算を用いないため、セルフミキシングが原理的に存在しない。

### VCO 発振周波数の選択

セルフミキシングの経路として図8に示すようにミキサのローカル入力、RF入力端子間の漏洩ではなく、発振器の信号が直接電磁放射してチップ外に漏洩し、LNAを介して再度チップ内に戻ってくる場合もある。このような影響を避けるため、VCOの発振周波数を、分周器を用いる事でローカル信号の整数倍[4]に、或いはミキサと分周器を組み合わせる事で非整数倍に設定する方法[7]がある。これらの対策はセルフミキシングの低減効果のほか、RF入力信号が大きくなった場合にVCOに対する干渉増加による位相雑音の劣化などを防止する効果もある。

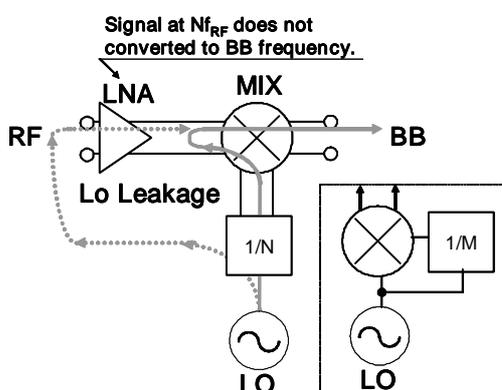


図8 VCO 発振周波数の選択

### ミキサ、LNA間のアイソレーション強化

ローカル信号のセルフミキシングによる直流オフセットの発生量は3章で述べたようにミキサのRF入力端子への反射量と位相で決まる。これがLNAの入力インピーダンスの影響を強く受けると、末端の環境によってオフセットの量が大きく変わることになる。この効果を抑圧するために図9のようにミキサの入力にバッファを

設け、LNAへのアイソレーションを強化する手法[4]がある。これは同時に受信時に受信機が放射するスプリアス量を抑制する効果も持っている。アイソレーション強化についてはバッファを追加するのではなく、例えば図10に示すようにギルバートミキサのRF入力をエミッタ接地ではなく、ベース接地にすること[8]でも強化できる。

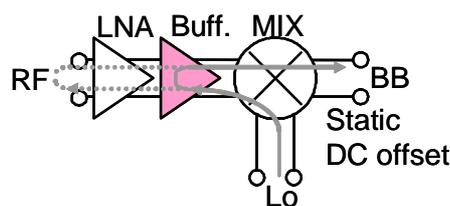


図9 バッファアンプの挿入

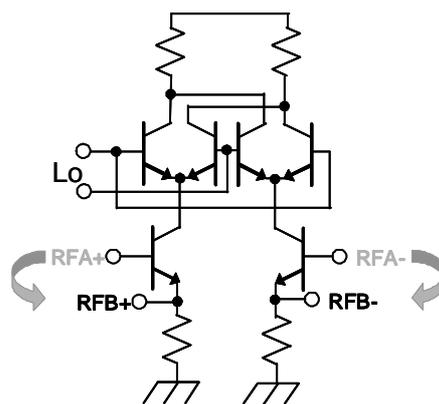
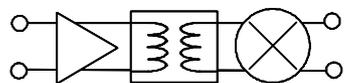


図10 ベース接地回路によるアイソレーション強化

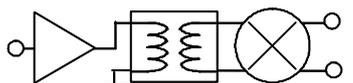
### 差動性の強化

直流オフセットの低減、特にダイナミック直流オフセットの低減には2次歪の低減が重要である。これは前述の乗算を使わない偶高調波ミキサにおいても重要で、リミッタ回路に2次歪があればダイナミック直流オフセットが発生する。2次歪の低減には回路の差動性を増やすことが効果的である。差動製を増すには、図11に示すようにオンチップのトランスを活用する[9,10]ことも有効である。この他ミキサの電圧電流変換部のオフセットを電流出力のDA変換

器で調整する手法[11]やミキサの負荷抵調整してバランスを取る(差動性を増す)手法[12]も検討されている。



(a) Diff. Input & Diff. Output



(a) Single Input & Diff. Output

図 1 1 トランスを用いた差動性の改善

### スタティック直流オフセット対策

ミキサの出力では受信信号はまだ微弱であり、これを増幅する必要がある。増幅量は適用するAD変換器の精度によるが、通常 40~60dBの増幅が必要となる。60dBの場合を考えると、ミキサの出力で100uVのオフセットがあれば出力では0.1Vのオフセットとなる。相対バラツキ誤差の少ないバイポーラの  $V_{BE}$  が約 2mV で

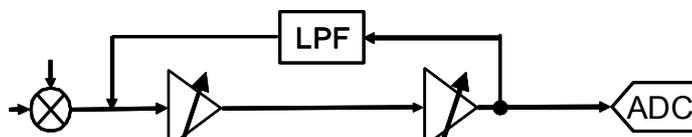
ある事を考えると定常的に存在するスタティック直流オフセットも抑圧する必要があることがわかる。

抑圧方法としては図12に示すように増幅段間に直流カットの容量を設ける方法[13]、各段あるいは全体で直流に対してフィードバックをかける方法[14]、事前に各段でADCを用いて直流オフセットを検出し、これを打ち消す電圧を発生させキャリブレーションを行い直流信号も直結させる方法[4]などがある。

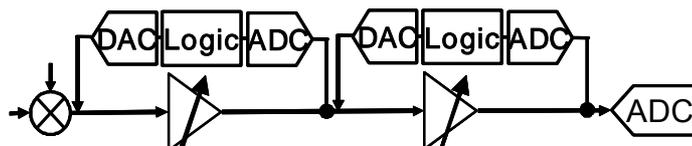
直流カットの容量を用いるのは先にも述べたように低周波部分の情報を落としても相対的に帯域が広いいため、誤り率などに対して影響が小さいW-CDMAなどで多く適用される。フィードバックをかける方式は、遮断周波数の低い広域通過フィルタを用いるのと等価であり、直流カットの容量を用いる場合と同様な用途に適用される。直流近傍の情報が重要なアプリケーションでは直流を直結させる方式の適用が重要になる。



(a) DC cut capacitor



(b) Negative feedback



(c) DC offset calibration

図12 スタティック直流オフセット対策法

## 低IF受信方式

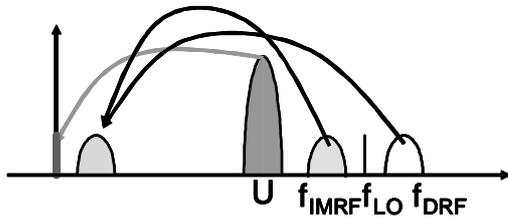


図13 低IF受信機の周波数構造

以上のようにダイレクトコンバージョン受信機では直流オフセットの対策が大きな課題であり、この対策方法について多くの検討がなされている。低IF受信方式ではダイレクトコンバージョン受信機同様チャンネルフィルタを集積化する。このためIF周波数を図13に示すようにチャンネル間隔と同等に低く設定する。

受信信号はIF信号に変換

されるためこれまで述べてきた直流オフセット、特にダイナミック直流オフセットの影響を低減する事ができる。しかし図13に示すよう、ローカル周波数に対して受信周波数と鏡象の関係にあるイメージ周波数の信号が同一IF周波数に変換される。イメージ周波数はIF周波数の設定によるが、例えば隣接あるいは次隣接チャンネルにあたり、強いブロッカ信号が入る事が想定される。イメージ信号は受信信号に対し、 $I, Q$ 変換すると、ローカル周波数に対して周波数の大小に違いがあるため、 $I, Q$ 変換された受信信号に比べ一方の符号が異なる。このため $I, Q$ いずれかの信号に90度の位相回転を加え、加減算するとイメージ信号を選択的に取り除く事ができる。

図14に低IF受信機の回路形式の一例を示す。(a)では後述するアナログポリフェーズフィ

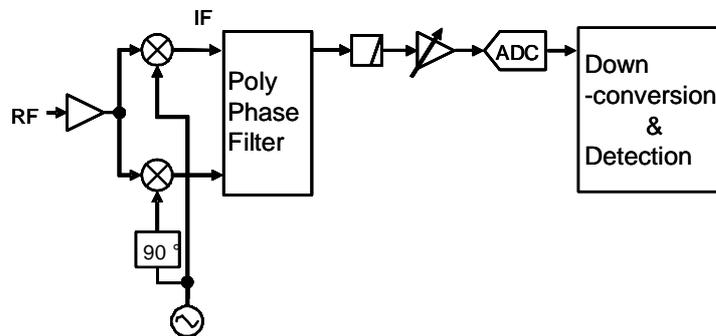


図14 (a) 低IF受信機(アナログ領域でイメージ除去)

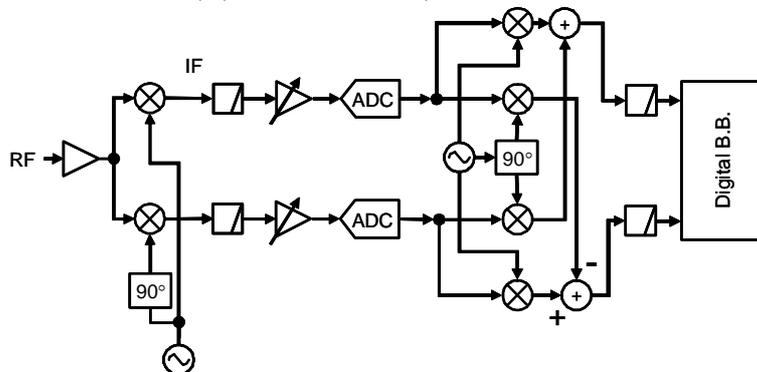


図14 (b) 低IF受信機(デジタル領域でイメージ除去)

ルタにてイメージ抑圧を行った後、受信信号はチャンネルフィルタで妨害波を取り除かれる。その後可変利得増幅器適切な信号に増幅され、A/D変換機でデジタル信号に変換された後、ベースバンド信号に変換される。(b)はイメージ抑圧をアナログフィルタではなくデジタルドメインの乗算器の合成で行うものである。デジタル信号処理でイメージ除去を行うため安定に精度を上げる事ができ、大きなイメージ抑圧が可能となる。しかしイメージ信号を含んだままA/D変換器に通すのでダイナミックレンジに注意をする必要がある。(a)の方式はIF周波数をMHz帯に上げる事が出来、比較的小さな素子値でポリフェーズフィルタが実現できるBluetoothなどで広く適用されている[15,16]。(b)の方式は低いIF周波数が必要でアナログフィルタによ

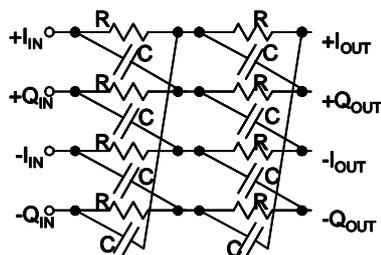


図15 (a) パッシブRC  
ポリフェーズフィルタ

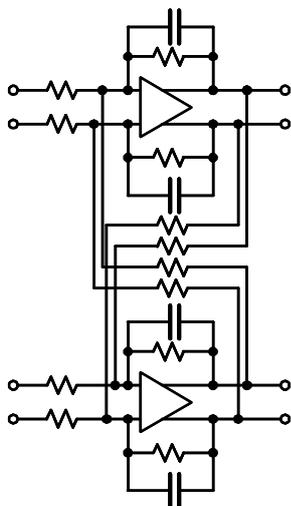


図15 (b) アクティブバンドパス  
ポリフェーズフィルタ

る位相回転が困難な GSM 用携帯電話で用いられている[17]。

I/Q信号の位相、振幅誤差に対するイメージ抑圧量の感度は高く、例えば40dB以上のイメージ抑圧量を必要とするときは位相誤差 $1.2^\circ$ 、振幅誤差0.2dBにする必要があり、高いマッチングが要求される事が分かる。

図15に示すようなアナログポリフェーズフィルタ[18]を適用する場合はフィルタの mismatchesの影響が更に加算されるので十分な注意が必要である。(a)に示すポリフェーズフィルタの基本形はC、Rで構成され位相を回す事のできる回路である。しかし前述のように高い精度が要求され、それを満足させる集積回路上のレイアウトを含む検討[19]がなされている。また(b)に示すようにチャンネルフィルタと機能を統合させる検討[20]もされている。

## 結び

集積化受信機の代表例としてダイレクトコンバージョン受信機と低IF受信機の概要を紹介した。近年新規に開発される移動体通信用の集積化受信機の大半はこの2つのカテゴリーに含まれると考える。ここでも紹介したようにアプリケーションの特徴により、最適な回路方式は若干異なるようである。今後はソフトウェア無線のキーワードに代表されるように多くのアプリケーションに対応できる回路技術が求められる。これらの技術開発に向けて本講座が課題整理などの一助になれば幸甚である。

## 参考文献

- [1] D. Haspeslagh, et. al., "BBTRX: A Baseband Transceiver For a Zero IF GSM Hand Portable Station," IEEE Proc. of CICC1992, pp. 10.7.1-10.7.4, May 1992

- [2] J. Sevenhans, et. al., "An integrated Si bipolar RF transceiver for a zero IF 900 MHz GSM digital mobile radio front-end of a hand portable phone IEEE Proc. of CICC1991, pp. 7.7.1-7.7.4, May 1991
- [3] 3GPP TS 05.05 ver. 8.14.0 Release 1999
- [4] S. Tanaka et al. "GSM/DCS1800 Dual Band Direct-Conversion Transceiver IC with a DC Offset Calibration System," IEEE, Proceedings of the 27th ESSCIRC pp. 492-495 Sep. 2001
- [5] K. Itoh et. al., "Even harmonic type direct conversion receiver ICs for mobile handsets: design challenges and solutions," IEEE RFIC Symposium 1999 pp.53-56, Jun 1999 [6]
- [6] T. Yamaji et. al. "An I/Q active balanced harmonic mixer with IM2 cancellers and a 45 deg. Phase shifter," IEEE JSSC Vol. 33-12, pp. 2240 -2246, Dec 1998
- [7] J. Strange and S. Atkinson, "A direct conversion transceiver for multi-band GSM application," IEEE RFIC Symposium 2000 pp.25-28, Jun 2000
- [8] S. Otaka, et. al. "A very low offset 1.9-GHz Si mixer for direct conversion receivers," IEEE Symp. On VLSI Circuits Dig. Tech. Paper pp. 89 -90 Jun 2002
- [9] S. Dow, et. al., "A dual-band direct-conversion/VLIF transceiver for GSM850/GSM/DCS/PCS," IEEE 02 ISSCC Dig. Tech. Paper pp. 230-231 Feb. 2002
- [10] A. Molnar, et. al., "A single-chip quad-band (850/900/1800/1900 MHz) direct conversion GSM/GPRS RF transceiver with integrated VCOs and fractional-n synthesizer," IEEE, JSSC, Vol.37-12 pp. 1710 -1720, Dec 2002
- [11] T. Yamaji et. al. "An I/Q active balanced harmonic mixer with IM2 cancelers and a 45 deg. Phase shifter," IEEE JSSC Vol. 33-12,, pp. 2240 -2246, Dec 1998
- [12] Kivekas, K, et al., "Calibration techniques of active BiCMOS mixers", IEEE JSSC Vol. 37-6, pp. 766 -769, June 2002
- [13] 上野 伴希 "無線機 RF 回路 実用設計ガイド", 総合電子出版社 2004
- [14] A. Parssinen et. al., "A 2-GHz wide-band direct conversion receiver for WCDMA applications," IEEE JSSC Vol. 34-12 pp. 1893-1903 Dec 1999
- [15] M. Kokubo, et. al., "A 2.4 GHz RF transceiver with digital channel-selection filter for Bluetooth," IEEE, ISSCC 2002, Digest of Tech. Papers pp. 94-480 Feb 2002
- [16] H. Ishikuro, et. al., "A single-chip CMOS Bluetooth transceiver with 1.5MHz IF and direct modulation transmitter," IEEE, ISSCC 2003, Digest of Tech. Papers pp.94-95 Feb 2003
- [17] A. Abidi "RF CMOS comes of age," IEEE JSSC Vol. 39-4 pp. 549-561 Apr 2004
- [18] J. O. Voorman et. al., "Continuous-time analog integrated filters," in *Integrated Continuous -Time Filters*. New York: IEEE Press, 1993
- [19] F. Behbahani, et. al., "CMOS 10 MHz-IF downconverter with on-chip broadband circuit for large image-suppression," IEEE VLSI Circuits 1999 Digest of Tech. Papers, pp. 83 -86 Jun 1999
- [20] S. Tadjpur, et. al., "A 900 MHz dual conversion low-IF GSM receiver in 0.35  $\mu$ m CMOS," JSSC, Vol.36-12 pp. 1992 -2002, Dec 2001