

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

谷本 洋[†]

Mission Impossible? A Review of Mixers for Direct-Conversion Receivers

Hiroshi TANIMOTO[†]

あらまし ダイレクトコンバージョン方式受信機用 RF-LSI の研究開発動向について、特にミキサに重点をおいて回路設計の側面から解説する。ダイレクトコンバージョン受信機特有の問題点と、その解決の努力について説明する。中でもキーコンポーネントであるミキサの自己混合や 2 次の非線形性を低減するために多くの回路的努力がなされており、ダイレクトコンバージョン特有の問題のかなりの部分が解決されつつある。特に、原理的に自己混合を生じない偶高調波ミキサはダイレクトコンバージョン方式受信機に適したミキサである。

キーワード ダイレクトコンバージョン、自己混合、DC オフセット、2 次の非線形性、偶高調波ミキサ

1. ま え が き

最近ワンチップ無線機、特に CMOS で実現するものに大きな関心が寄せられている。これは、我が国でいえば携帯電話や PHS 等の移動通信端末の爆発的な普及と、それに伴う各種サービスや、近々予定されている広帯域を売り物とする IMT-2000 システムの出現という社会的・経済的背景と切り離しては考えられない。IMT-2000 の後ろには、ブルートゥース、高速無線 LAN 等の高速・広帯域無線システムが控え、出番を待っている。これらのシステムを実現するには、小形で安価な無線機が必要とされており、「ワンチップ無線機」に対する関心が高い。ワンチップ無線機は、実現されれば高周波アナログ回路と大規模なデジタル信号処理回路をも含んだ究極のシステム・オン・チップとなるため、その実現を目指す大きな技術的・経済的動機がある。

ワンチップ無線機を実現するにあたって一番の技術的課題は、モノリシック化に適した受信方式の選定及び受信回路方式の開発であろう。送信側にも種々の課題はあるが、受信側に比べると困難度はより低い。送信側は自身の送信すべき信号だけを扱えばよいのに対して、受信側は受信すべき信号よりも何けたも大き

く、常に変動する多数の妨害波に打ち勝って、所望の信号だけを取り出さなければならないため、その実現はより困難である。したがって、モノリシック化に適した受信機のアーキテクチャがキーであり、ここ 10 年ほどはダイレクトコンバージョン方式（以下、DC 方式）、低 IF 方式等が大きな注目を浴びている。実際、本論文を書くにあたって、インターネットで“direct conversion receiver”を含むウェブサイトを検索してみたところ、4000 件ものヒットがあり、世間の関心の高さを実感した。ちなみに、“low-IF receiver”は 400 件であった。

ダイレクトコンバージョン受信機（以下、DCR）を用いた無線機は、Alcatel 社によって既に 1992 年以来 GSM 無線端末 [1], [2] で実用化されており、国内では同じころから各社のページャで実用化されている [3]。これらは定包絡線変調方式を採用しているため、2 次の非線形ひずみの影響が少ない上、DC オフセット対策のために比較的高い周波数まで低域をカットしても誤り率がさほど増加しないから、DCR 特有の問題が軽減されるのである。また、衛星放送の IF 受信機は DCR 方式が主流となっているようである [4]^(注 1)。これは、衛星からの多チャネルの信号はほぼ等しい電力レベルで送信されてくるため、多種多様なシステムが

[†] 北見工業大学電気電子工学科，北見市
Kitami Institute of Technology, 165 Koen-cho, Kitami-shi,
090-8507 Japan

(注 1) IF に対してダイレクトコンバージョンを行うので、厳密には DCR ではない。

混在する地上の移動通信網のように不要波と所望波の電力比として 60 dB 程度の値を想定する必要はないからである。しかし、同時に扱うチャンネル数が多いため、2 次の非線形性に対する要求は必ずしも緩和されるわけではない。このように、無線通信方式とシステムの仕様・特徴によっては DCR が実用可能であり、試作レベルであるが PHS 端末をターゲットとした東芝 [5] と三菱電機 [6] の報告があり、特性的には PHS の仕様を満足することが確かめられている [6]。しかし、振幅変調成分を有する変調方式を採用して帯域幅が比較的狭い PDC, PHS 等ではまだ実用化されておらず、残念ながら、すべてのシステムに適用できるレベルまで到達しているとはいえない。また、三菱電機は W-CDMA の開発を偶高調波ミキサを用いた DC 方式で行っている [7]。なお、実用化された例では、いずれも RF 回路の部分が CMOS ではなく、バイポーラトランジスタ (以下, BJT) を用いた LSI で構成されている。

本論文では、筆者がかかわってきた DCR に関して、アナログ IC 設計の立場から、問題点と解決に向けた努力について解説する。なお、DC 方式の一般的な知識として、今でも文献 [8] の記述が有効であるが、本論文ではそれ以降の偶高調波ミキサに関する発展を中心に解説する。

2. ダイレクトコンバージョン方式

現在受信機として主流のスーパーヘテロダイン方式 (SH 方式) は、高周波 (RF) 信号をミキサでいったん中間周波数 (IF) と呼ばれる低い周波数に変換してチャンネル選択を行う方式である。RF 信号の周波数を f_{RF} 、中間周波数を f_{IF} とすると、ミキサに供給する局部発振器 (LO) の周波数 f_{LO} は f_{RF} と f_{LO} の差が f_{IF} となるように選ばばよく、LO として $f_{LO} = f_{RF} \pm f_{IF}$ の二つの周波数が可能である。このとき、どちらの周波数を LO に選んでも、他方の周波数に不要な信号があれば同じ f_{IF} に変換されてしまい、所望波と不要波が分離できなくなる。この不要波をイメージ信号と呼び、ミキサに入力される以前に所望波と比べて十分小さく抑圧しておく必要がある^(注2)。このため、SH 方式受信機的设计ではイメージ信号の抑圧が、方式上最大の課題といえる。

イメージ信号をなくすためには、IF をゼロにして、RF 信号を直接ベースバンド信号 (B/B 信号) に変換すればよい。この方式をダイレクトコンバージョン方

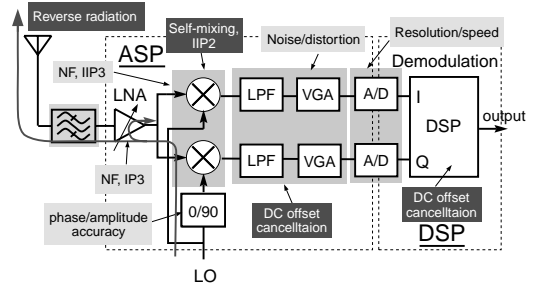


図1 ダイレクトコンバージョン受信機の構成と特有の問題。ASP: アナログ信号処理部, DSP: デジタル信号処理部, LNA: 低雑音増幅器, 0/90: 90° 移相器, VGA: 可変利得増幅器, LPF: 低域フィルタ, A-D: アナログ-デジタル変換器, LO: 局部発振器出力。

Fig. 1 Block diagram of a typical direct-conversion receiver (DCR), and its specific issues. ASP: analog signal processing block, DSP: digital signal processing block, LNA: low noise amplifier, 0/90: 90° phase shifter, VGA: variable gain amplifier, LPF: lowpass filter, A-D: analog-to-digital converter, LO: local oscillator.

式と呼び^(注3)、古くから知られているが、以下に述べる DC 方式特有の問題の解決が困難だったため、限られた用途で使われるにすぎなかった。しかし、この方式はイメージ抑圧フィルタや IF フィルタが除去できる特徴をもつので、LSI 技術の進展に伴って、ワンチップ化可能な方式として再評価されるようになった。

DC 式受信機の構成ブロック図と、各ブロックにおける主要な問題を図 1 に示す。なお、IF がゼロだとベースバンドの波形が折り重なって復調できないため、DCR では位相の 90° 異なる二つの LO 信号と 2 組のミキサを用いて直交復調を行う。以下、問題の項目ごとに説明する。

2.1 LO 信号の放射

RF 周波数と LO 周波数が同じであるため、LO 信号が RF 信号経路にもれ込むと、アンテナから LO 信号が放射され、他の受信機への妨害となる。

LO 信号の放射は注意深いシールドで問題ないレベルまで軽減できるという検討結果 [9] があり、実際にも 2GHz において通常のシングルバランス型ミキサの LO-RF ポート間のアイソレーションと LNA の逆方向利得 $|S_{12}|$ を総合すると 65dB 程度のアイソレーションが可能であるとの実験結果がある [5]。これは実装基板

(注2) 無線通信システムの仕様によって異なるが、普通の携帯電話等では、所定の誤り率を得るために必要な D/U 比 20dB を想定すると 80dB 程度のイメージ抑圧が必要である。

(注3) 直接変換、ホモダイン、ゼロ IF 方式など、種々の呼び名がある。

の配置とシールドによって更に軽減できるため、実用的な値に抑えることは十分可能である。

2.2 自己混合の問題

RF 周波数と LO 周波数が同じであるため、LO 信号が RF 信号経路にもれ込むと LO 同士の自己混合を生じ、大きな DC オフセットを発生する。もれ込む LO 信号のレベルは外界の影響で変動するため、DC オフセットも変動する。静的な DC オフセットは回路のダイナミックレンジを狭め、動的な DC オフセットは価的に低周波雑音となるので受信感度を低下させる。

自己混合がいかに重大か、数値例を挙げよう。例えば RF 信号が $10\mu\text{V}$ 程度であるのに対して、LO 信号は数百 mV の大きさであるから、受信機内に所望波より 4 けたほど大きな妨害信号源を抱えていることになる^(注4)。

通常のアクティブミキサのダイナミックレンジは 70dB 前後であるため、100dB にも及ぶ RF 信号のダイナミックレンジを取り扱うためには、ミキサ前段の LNA の利得を切り換える必要がある。しかし、これは LNA 出力側の反射係数の変化を伴わずには実現できないので、LO 信号の RF 経路へのもれ込み量も、LNA の利得切換によって変化し、自己混合による DC オフセット量も変化する。反射係数の変動をかなり小さく抑えても、もともとの LO 信号漏洩量が受信感度に対応する RF 信号よりもはるかに大きいのであるから、DC オフセットの変動量も所望信号より非常に大きくなり得る。したがって、DCR ではミキサの設計が最も重要なポイントであるため、ミキサについては別に説明する。

2.3 DC オフセット

携帯電話等の無線通信ではアンテナで受信した信号を B/B の音声帯域の信号にするには、100dB 前後の増幅度が必要である。SH 方式ではこの大部分を IF 段で稼いでいるが、DCR には IF 段がないため、B/B 部で 60 ~ 80dB 前後の利得を稼ぐ必要がある。これがどのくらい深刻かは、80dB の直流利得はミキサの出力に 0.1mV の DC オフセットがあれば出力を飽和させるのに十分であることを考えれば明らかであろう。

DC オフセットの主要因は、二つある。一つは LO 信号が RF ポートにもれて発生する自己混合によるもので、もう一つは回路を構成する素子のばらつきによるものである。後者はほぼ一定であるが、自己混合に起因するものは外界の状況によって変化するので、静的な成分と同時に予測できない変動成分をもつ。一般

に、静的なオフセットが支配的であり、これは容易にキャンセルできるが、動的な成分は適応的にキャンセルせざるを得ないので対策がより難しい。

受信信号経路の最も上流で DC オフセットが発生するのはミキサであるから、ミキサでの DC オフセット発生を低減するのが本質的であり、これは別に論ずるが、現実的にはミキサ出力の DC オフセットをゼロにすることはかなわない。したがって、B/B 部における DC オフセットの存在を前提とする受信機のシステム設計が必要である [10]。

静的な DC オフセットキャンセルには、すべて B/B 部のアナログ回路で行う方法 [11], [12] と、B/B 出力を A-D 変換後にデジタル信号処理部でオフセットを検出し、D-A 変換器を介してアナログ部にフィードバックする方法 [13], [14] がある。動的な DC オフセットキャンセルには、デジタル的に適応制御する方法 [14], [15] が提案されている。

更に、適用するシステムによっても難しさが異なる。例えば、TDMA のシステムでは送受信しない時間が周期的に回ってくるので、ある受信スロットの間（あるいは休止期間）に DC 成分を平均化して保持し、次の受信スロットではそのオフセットを差し引くことで、スロット間隔程度の周波数までは DC オフセットのキャンセルが可能である [14], [16]。逆に、TDMA システムではパースト受信をせねばならないので、必ずスロット間隔の時間内でオフセットのキャンセルを完了せねばならない。このため単なるキャパシタによる DC カットの手法は時定数がパーストの周期に対して過大になるため、適用できない。

一方、非 TDMA のシステムではパースト的にくる信号でも、FSK (ページャ) のように DC 成分が少ない場合には、DC カットの手法が利用できる。また、CDMA のように、広帯域かつスペクトル拡散を行う場合は、低域信号のある程度の欠損は逆拡散を行うことにより全帯域の様な信号レベル低下に変換される。このため、プロセスゲインによって低域の欠損は目立たなくなり、NF の若干の劣化と引換えに単純な DC サーボによるオフセットキャンセルが適用できる。最近の文献では、例えば [11] は LPF 部に、[12] は VGA 部にオフセットキャンセル機能をもたせている。後者は、定常状態での DC サーボの時定数が非常に大きい

(注4) LO 信号がそのまま RF ポートにもれてゆくわけではなく、減衰しつつ伝わるのであるが、LO ポートから RF ポートへの減衰量は条件にもよるが、せいぜい 40 ~ 60dB である。

ため、立上げ時に高速にオフセットキャンセルが終了するようスピードアップ回路を備えている。

なお、チャンネル選択はB/Bのアナログ回路で行うだけでなく、A-D変換後にデジタルフィルタを用いることができるし、アナログ部とデジタル部に分散させることもできる。分散させる場合は、アナログフィルタはラフなチャンネル選択と、A-D変換器の折返し防止フィルタとしての機能を果たす。このような場合、B/B部出力の静的なDCオフセットはA-D変換器のダイナミックレンジを損なわない程度であればよいが、A-D変換器に入力される段階の信号は、まだチャンネル選択が十分に行われていないので、所望波と同時に大きな不要波をも含む。したがって、A-D変換器の分解能は、想定される最大の不要波をデジタル信号処理で除去した後に必要な所望信号のSN比が確保できる値が必要である。つまり、アナログB/Bチャンネル選択フィルタの不要波除去性能とA-D変換器の分解能がトレードオフになるが、高分解能の高速A-D変換器の開発が進んでいるので、今後チャンネル選択フィルタを簡易化してA-D変換器をより多ビット化する方向に向かうと考えられる。

2.4 ベースバンド回路の雑音

DCR方式にはIF増幅段がないので、その分の利得の大部分をB/Bで稼ぐ必要があるため、B/B信号処理部の低周波雑音が問題になりやすい。SH方式では中間周波数段で増幅するため、普通、熱雑音だけを考慮すればよく、能動素子の $1/f$ 雑音は問題にならないが、DCR方式ではこれが問題となり得る。したがって、雑音の観点からは、ミキサの変換利得ができるだけ大きいことが望ましく、ダイオードミキサなどの受動ミキサ（これらは数dB~10dB程度の変換損を有する）よりも、変換利得を有するギルバート乗算器（普通、10dB前後の変換利得を有する）などのアクティブミキサが有利である。

低周波の雑音には、ミキサから出力されるものと、B/B部から発生するものがある。どちらも低く抑える必要があるが、ミキサはB/B部より前段にあるため、ミキサの低周波雑音低減が特に重要である。

BJTを用いた回路では特に問題は生じていないようであるが、増幅器の低雑音化は消費電流の増加につながるので注意が必要である。なお、MOSの $1/f$ 雑音はBJTより1けた以上大きく、DCRでは問題となるかもしれない。

なお、2.5で述べるダイナミックマッチングの手法は

DC付近の2次の相互変調成分だけでなく、ミキサコア部で発生するDCオフセットや $1/f$ 雑音にも低減効果がある。CMOSで構成したミキサでは1kHzで30dBの $1/f$ 雑音改善効果が得られており[17]、CMOS実現の場合に利用が考えられる。

2.5 2次の非線形性

いったん2次の非線形性によってベースバンドに不要波が発生すると、所望波と区別がつかないので取り除くことができない。したがって、まずミキサ部分で対処する必要があるが、これは別に説明する。DCR方式ではベースバンドでも所望波と不要波と一緒に取り扱うため、B/B部における2次の非線形性も考慮しなければならない。2次の非線形性は、入出力に平衡信号を用い、かつ、回路が完全に対称に構成されていれば、原理的には発生しない。このようにすると、対称性によって、2次の非線形から生ずる成分はすべて同相信号になるからである。したがって、2次の相互変調が問題になるB/Bブロックを構成するLPFや可変利得増幅器も、平衡構成あるいは全差動構成とすることが非常に有効である。

3. ミキサ

本章ではミキサに関係したDCオフセットと2次の非線形対策について述べる。

3.1 ギルバート乗算器タイプのミキサ

アクティブミキサとして一般的なギルバート乗算器タイプのミキサをDCRに適用すると $f_{LO} = f_{RF}$ とするしかないため、自己混合から免れえない。これを緩和するため、種々の工夫がなされ、用途によってはDCRに適用できる。

3.1.1 SBM対DBM

ミキサとしてよく使われるシングルバランス型のギルバート乗算器タイプミキサ(SBM)とダブルバランス型のミキサ(DBM)について、LO信号に対するDCオフセットと2次の非線形性の関係を解析して比較した報告[18],[19]がある。これによれば、DCオフセットの原因としては、LO信号のデューティ比が50%からずれることによるもの、及び自己混合があり、前者はLO信号を作るためのコンパレータのオフセットが主原因であり、後者はLO信号系からミキサを構成する差動対の共通エミッタへの結合が関係している。LO信号系からのもれは同相成分がほとんどだと考えられ、デューティ比の誤差もDBMでは同相信号となって現れるため、すべての入出力ポートが差動構成であ

る DBM では同相除去比の分だけ SBM よりも DC オフセットと 2 次の非線形性が改善されることが明らかにされている [18], [19]. LO 信号のものの差動成分は DBM レイアウトを LO 信号系の引き回しに関して対称にすることで非常に少なくすることができる. 実際には, DBM を構成する素子のマッチングは完全ではなく, レイアウトも完全に対称とすることは困難であるが, SBM に比べて対称性の度合いだけ DC オフセットが低減できる利点は大きい. 以上のことから, DCR 方式のミキサにおける DC オフセットを低減するためには, 雑音は SBM に比べて若干増加する問題はあるものの, DBM を用いることが必須といえる.

この考えに基づいた BJT による DBM の試作の結果, LO 信号レベルを大きくすることにより, DC オフセット, 2 次の非線形性とも改善され, DBM の入力換算で $300\mu\text{V}$ の DC オフセットが得られ, 入力換算した 2 次のインターセプト点として $\text{IIP2} = +34\text{dBm}$ の値が得られている [18]. 更に, 文献 [11] ではもともと 2 乗特性に近い MOS を RF ポート側に使用することにより 3 次の非線形性を改善することを試み, 電流スイッチをバイポーラトランジスタで構成した DBM にて $\text{IIP2} = +43\text{dBm}$ を得ている.

3.1.2 DBM へのダイナミックマッチング法の適用

他にミキサの 2 次の非線形性改善手法として, DBM にダイナミックマッチングの手法を適用した例があり, ダイナミックマッチングを行わない場合に比べて IIP2 が 12 dB 改善されて $\text{IIP2} = +72\text{dBm}$ という驚異的な値を得たという報告がある [17].

この原理を図 2 を用いて説明する. この手法は, DBM の前後に f_{LO} よりも相当低い周波数 f_{ϕ} で同期して動作する極性切換スイッチを挿入するものである. これにより, 同図 (a) 各部の信号のスペクトルは同図 (c) のようになる. 周波数 f_x の不要波と, 周波数 f_{LO} の所望波が A 点の RF 入力ポートから入力されると, 切換スイッチの働きで B 点のスペクトルのように, それぞれ f_x と f_{LO} を中心として副搬送波周波数 f_{ϕ} で変調され, 結果として上下に f_{ϕ} だけ隔たった周波数に移動する. これを LO 信号の周波数が f_{LO} のミキサで周波数変換すると, C 点のスペクトルは f_{LO} 分だけ平行移動され, ミキサの 2 次の相互変調成分 IM2 は DC 付近に現れる. これを再び極性切換スイッチに通すと, 出力 D 点のスペクトルは副搬送波 f_{ϕ} で復調され, 通常のダイレクトコンバージョン同様, 所望波は DC に, 不要波は $f_x - f_{\text{LO}}$ に移動されるが, 2 次の相互変調成分

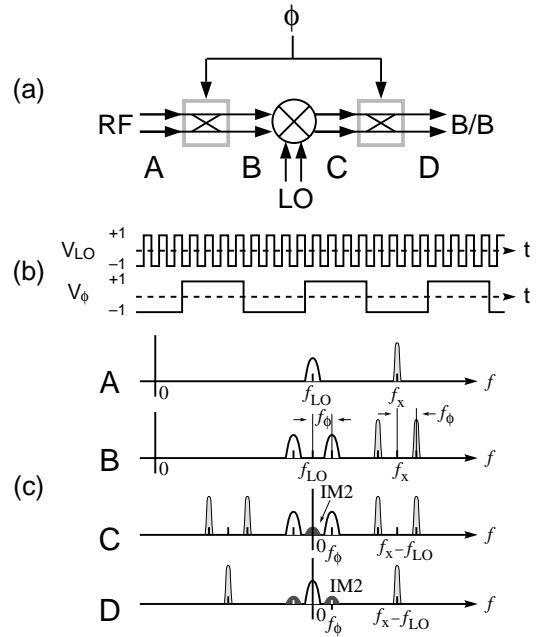


図 2 ダイナミックマッチングによる 2 次の非線形性の改善 [17]. (a) ミキサの前後に同期した極性切換スイッチを挿入する, (b) 各部のクロック波形, (c) ミキサ前後 A ~ D 部分のスペクトル

Fig. 2 Improvement of second-order nonlinearity by using dynamic matching. (a) Placing synchronous switches before and after the mixer, (b) clock waveforms for LO and ϕ , (c) frequency spectra at points A to D.

IM2 は f_{ϕ} に移動し, 所望波とは分離される. 実際は, 方形波でミキシングするので f_{ϕ} の奇数次高調波の所にもサイドバンドが多数発生するが, 簡単のため, 図では省略した. なお, この手法が 3.2.2 で述べる偶高調波ミキサにも適用できることは, いうまでもない.

3.2 非ギルバート乗算器タイプのミキサ

自己混合の問題を避けるためには f_{LO} と f_{RF} が異なればよいが, 普通のギルバート乗算器タイプのミキサやダイオードミキサではこの条件は実現できない. 次に, この条件を満足できるミキサについて説明する.

3.2.1 ダウンサンプリングミキサ

$f_{\text{LO}} \neq f_{\text{RF}}$ が実現できるミキサとして, Chan らの提案になるダウンサンプリングミキサがある [20]. 例えば搬送波が 2GHz である場合に, 50MHz でインパルス的にサンプリングして意図的に折返しを発生させると, 2GHz を中心とする側帯波が 50MHz の整数倍を中心とする側帯波に周波数変換される. LO の周波数は RF の周波数と異なるので, 自己混合は生じない.

このようなサンプリングは、MOSのスイッチによって極めて高性能のものが実現できるので、サブサンプリング方式ミキサは、一見、CMOSワンチップ無線機の実現に好適であると思われる。しかし、この方式では折り返した回数分の雑音がIFに現れるため、雑音指数が非常に悪くなる。これを避けるためには、RF段で十分帯域制限をしておく必要がある（この例だと2GHzにおいて通過域が50MHz以下のフィルタが必要）が、そのようなフィルタが利用できるなら、はじめからDCR方式以外を考える方が賢明であろう。

3.2.2 偶高調波ミキサ

伊東らは偶高調波ミキサ (even-harmonic mixer) は原理的に自己混合がないことに着目し、ダイレクトコンバージョン用のミキサとして利用することを提案した [21]^(注5)。

偶高調波ミキシングの原理を簡単に説明する (図3)。点対称な非線形特性 (同図(a)) を有する素子を見ると、その入力 x に対する出力 y は x の奇関数で表されるから、非線形特性は x の奇数次の項だけからなる級数に展開できる： $y = f(x) = a_1x + a_3x^3 + \dots$ 。この点対称な非線形素子を二つの正弦波 (同図(b))；周波数 f_1, f_2 とする) を加えたもので励振したとすると、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： $f_1, 3f_1, f_1 - 2f_2, 2f_1 - f_2, f_2, 3f_2, 2f_1 + f_2, f_1 + 2f_2$ 。 $f_1 = f_{LO}, f_2 = f_{RF}$ かつ $f_{LO} < f_{RF}$ と考え、更に f_1

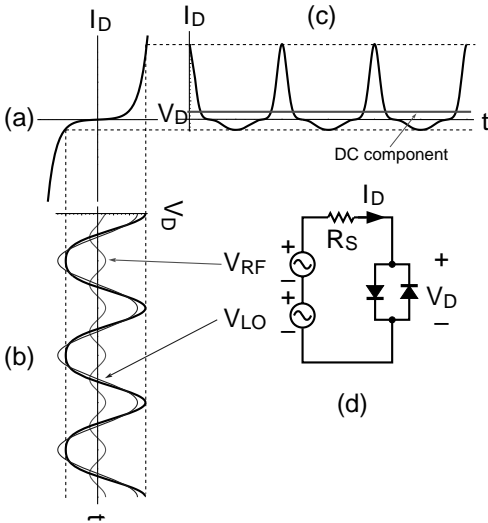


図3 逆並列ダイオード対による偶高調波ミキサの原理
Fig.3 Operation of even-harmonic mixer using anti-parallel diode pair (APDP).

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 $f_{IF} = 2f_{LO} \pm f_{RF}$ となるのがわかる。つまり、 f_{LO} を f_{RF} の1/2に選べば $f_{IF} = 0$ となり、図3(c)のように f_{RF} の振幅に比例した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。この場合、LO信号がもれてRF信号の経路から入力されてもRF信号とは周波数が異なるため、LO信号成分がベースバンドに変換されることはない。実際、前記3次の混合に基づく出力周波数成分には $f_1 \pm f_2$ の組合せがないから、 $f_{LO} = f_{RF}$ 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免れ得る。更に、用いる非線形素子が奇対称特性をもつため、偶数次のひず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。

偶高調波ミキサとして用い得る非線形素子は入出力特性が点対称なものなら何でもよいが、実際に利用されている素子には逆並列接続したダイオード対 (APDP) [23] とパイポーラトランジスタ差動対 [24] がある^(注6)。

APDPは2端子素子なのでRF、LO、B/B信号のポートが同じになるため、三者を分離するために厳重なフィルタが必須となる。図4に、APDPを用いた偶高調波ミキサの実際の構成を示す。同図(a)は、フィ

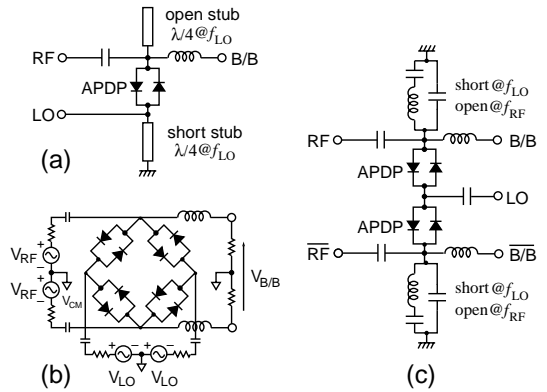


図4 APDPを用いた偶高調波ミキサの回路構成
Fig.4 Circuit configurations using APDP.

(注5) 偶高調波ミキサはミリ波の領域で70年代から使われていたが、原理自体は筆者の知る限りでは偶高調波型磁力計 (1936年) [22] にさかのぼる。ただし、これは $DC \rightarrow 2f_{LO}$ のアップコンバータである。

(注6) 差動対をMOSで構成しても、当然偶高調波ミキサが実現できる。

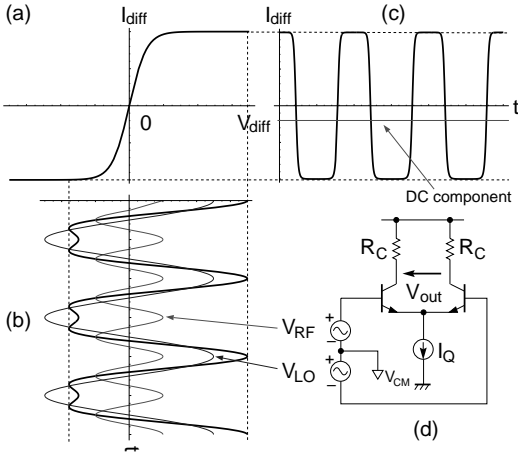


図5 バイポーラ差動対による偶高調波ミキサの原理
Fig. 5 Operation of even-harmonic mixer using BJT differential pair.

ルタとして f_{LO} の波長を λ とする $\lambda/4$ 線路をスタブとして使用したもので、オープンスタブは f_{LO} に対して短絡かつ f_{RF} に対して開放となり、ショートスタブは f_{LO} に対して開放かつ f_{RF} に対して短絡となり、APDPにRF信号とLO信号の和が印加される。B/Bポートには、RF信号を短絡せぬようインダクタが直列に挿入されており、RFポートにはB/B出力を短絡せぬようキャパシタが直列に挿入されている。2GHz帯では $\lambda/4$ 線路はサイズが大きく、ICチップ上に集積化できない難点がある。このため、同図(b)のようにAPDPをブリッジ接続して平衡変調器として用い、RFとLOのポートを分離する手法が提案された[25]。この手法ではスタブを使用しないので集積化が可能である。更に、同図(c)のように、スタブの代わりに集中定数素子を用いる手法も提案されており、ミキサ全体がGaAsチップ上に集積化されるに至った[26]。

これに対して、トランジスタは3端子素子であるため自然な形でRF、LO、BBのポートが分離できる利点があり、ミキサ以外の回路と一緒に大規模集積化も容易である。BJT差動対を用いて偶高調波ミキサを構成するためには図5(d)の回路構成とすればよいが、LO信号のB/Bポートへのものを低減するため、実際には図6のように2つの偶高調波ミキサを用いてRF信号とB/B信号に対しては平衡構成としている[27]。素子のマッチングが完全でないため、実際には右側の差動対と左側の差動対では発生する2次の相互変調成分が異なり、完全にはキャンセルしない。これをキャ

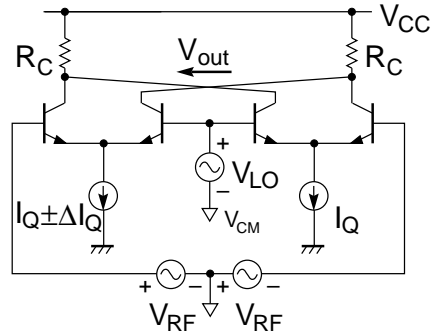


図6 BJT差動対を用いた平衡形偶高調波ミキサの構成
Fig. 6 Construction of even-harmonic mixer using two BJT differential pairs.

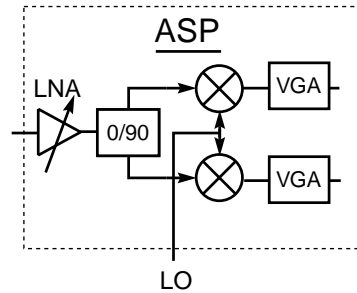


図7 DCRの他の構成法。90°電力分配器をRF信号経路に入れる
Fig. 7 Another option for phase shifter: placing 90° power splitter in RF signal path.

ンセルするため、左側の差動対のバイアス電流源の値を若干増減($\pm \Delta I_Q$)することが有効であり、この調整によってIIP2が20dB程度改善された[27]。

さて、偶高調波ミキサを用いて直交復調を行うとき、LO側で位相差を与えたい場合(図1)には通常のみキサとは異なり、二つのミキサに45°の位相差をもったLO信号を加える必要がある。これは $f_{LO} = f_{RF}/2$ であることによる。45°移相器はあまり使われないが、集積化可能なものとして、2個の中心周波数が異なる全域通過フィルタ(CRブリッジ)を用いて広帯域化を行う手法[27]と、ブリッジの腕をCRの直列素子と並列素子から構成して広帯域化する手法[32]が報告されている。45°移相器の使用を避けるためには通常のみキサ同様、図7のようにRF信号を90°電力分配器で分けて二つの偶高調波ミキサに加えればよい。90°電力分配器の実現方法としては、プリント基板内層に $\lambda/4$ 伝送線路を設ける方法[5]や、チップ上にLC集

中定数回路で構成する方法 [25] が報告されている．移動公衆網に利用される 1~2GHz では伝送線路を利用する方法はサイズが大きくなり集積化できない．集中定数素子を用いる方法は集積化可能だが，広帯域にわたって精度の良い 90° 電力分配器を実現することは難しい．他に RC ポリフェイズフィルタ [28] を用いる方法があり，段数を増やすことによって広帯域で高精度の 90° 移相器を実現することができるが，挿入損が大きくなるため，LO 経路に用いるにはよいものの，RF 信号経路に挿入するには NF の劣化を招きやすい．

偶高調波ミキサの場合，LO 信号は正弦波を必要とすることが通常のみキサと異なる．もちろん，原理からわかるように RF 信号の基本周期の 2 倍の周期を有する奇対称の周期波形（三角波など）ならば LO 信号として用いることはできるが，偶対称性分を含むと DC オフセットを発生するので厳重な注意を要する．GHz 帯で正弦波以外の正確に奇対称な周期波形を作るのは現実には難しく，LO 信号波形の多くの調波を含むほどに広帯域の移相器は実現できないため，事実上，45° 移相器の入力信号は正弦波に限られる．GHz 帯で正弦波の振幅を精度良く制御することはそれほど容易ではないため，変換利得の LO 振幅依存性が大きいと，利得変動が問題となり得るが，LO 振幅に対する変換利得のカーブは山形になること [27], [29] を利用して，変換利得の最大付近を動作点に選べば，比較的利得変動を低く抑えることができる．

このように，非線形素子が点対称な特性を有する限り，偶高調波ミキサはダイレクトコンバージョン用のミキサとして理想的な性質を備えているが，実際は製造ばらつきがあるため，LSI 上で完全に点対称な非線形素子を製造することはできない．それでは，実際の偶高調波ミキサの自己混合特性と 2 次ひずみ特性はどうであろうか．非線形素子として APDP を用いた例と，BJT 差動対を用いた試作報告を見てみよう．これらはいずれも 2GHz 前後で実際にミキサの RF 入力端子から LO 信号周波数の信号を入力して，自己混合の抑圧度を測定している．BJT 差動対を用いたものでは LO-RF ポート間のアイソレーションを含めて 90dB 以上（100dB 程度と推定）[27]，APDP を用いたものではミキサの LO 側入力と同じレベルを RF 入力ポートに加えても自己混合による B/B 雑音の増加が認められなかった [23] ということから，やはり 100dB 程度の抑圧度があるものと推定される．これらの数字は自己混合による B/B への出力が，ミキサの雑音レベル

表 1 偶高調波ミキサを構成する非線形素子による比較例 ($f_{RF} = 1.9\text{GHz}$)

Table 1 Performance comparison between APDP even-harmonic mixer and BJT differential pair even-harmonic mixer ($f_{RF} = 1.9\text{GHz}$).

項目	APDP [23]	BJT diff-pair [27]
変換利得	-6 dB	+6 dB
雑音指数	16. 2dB	14 dB
LO 電力	-3 dBm	-10 dBm
IIP3	-3 dBm	-4 dBm
IIP2	+49 dBm	$\geq +37\text{dBm}$
コア部消費電力	0	2.7 V \times 5 mA [24]

と同程度以下であることを意味している．なお，通常のギルバート乗算器タイプミキサでは LO-RF ポートを直結したとすると自己混合抑圧度は 0dB であるから，LO-RF ポート間のアイソレーションを考慮しても，偶高調波ミキサの方が 40~60dB 程度自己混合抑圧度が大きい．

偶高調波ミキサの非線形素子として APDP を用いたものと BJT 差動対を用いたものの性能比較を表 1 に示した．受動素子と能動素子の違いを反映して，変換利得と必要な LO 電力レベルがかなり違う．また，APDP は受動ミキサであるため，ミキサ自体の消費電力はゼロである．2 次の非線形性を表す IIP2（2 次のインタセプトポイントの入力換算値 [30]）は，APDP の方が 10dB 以上高く，APDP の方がマッチングにかかわる素子数が少ないことを反映していると考えられる．また，APDP は 2 端子素子なので，2 次の相互変調成分の電流はダイオードのループ中を流れ，外には現れないので，IIP2 の値はダイオードのペラ性だけに依存する．これに対して，BJT 差動対の方は 2 次の相互変調成分が二つの負荷抵抗の間の同相電圧として現れるので，IIP2 の値に影響する要因が負荷抵抗のマッチング及び差動対自身の同相電圧除去比，これを検出する回路の同相電圧除去比をも含み，APDP に比べてばらつきの影響を受けやすいものと推察される．

3. 2. 3 複数の乗算器を用いる方法

$f_{LO} \neq f_{RF}$ を実現するため，複数の LO 信号を利用する方法が提案されている [31]~[33]^(注7)．原理は図 8 に示すとおり，最も簡単には，例えば LO 信号を周波数が $f_{RF}/2$ で，互いに位相が 90° ずれた二つの

(注7) 文献 [32] は “sub-harmonic mixer” と名乗っているが，前記のハーモニックミキサとは原理が異なり，ハーモニックミキサに分類すべきものではない．なお，このアイデアは変調器について提案されたもの [36] と同じである．

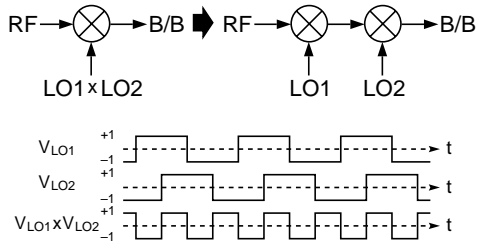


図8 複数の乗算器を用いる方法

Fig.8 Method using plural multipliers to avoid self-mixing.

信号 LO1 と LO2 に分解し、それらに対応した 2 個のミキサを用いて等価的に f_{RF} の周波数をもつ LO を実現しようとするものである [32], [36]。この例では $f_{LO1} = f_{LO2} = f_{RF}/2$ であり、理想的には LO1 と LO2 が RF ポート側にもれても自己混合を生ずることはなく、アンテナからの不要放射も簡単に抑圧することができる。しかし、LO1 と LO2 の信号のデューティサイクルが 50% からずれると、合成された LO 信号のデューティサイクルも 50% からずれ、自己混合を発生して DC オフセットが出力される [32]。簡単な計算から、DC オフセットは $\Delta t/T$ (T : LO の周期, Δt : デューティサイクルの $T/2$ からのずれを時間で表した量) となることが示されるので、偶高調波ミキサ [27] と同程度の自己混合抑圧度を確保するには $50 \pm 0.001\%$ のデューティ比が必要となり、現実的でない。更に、第 2 のミキサ入力に LO2 の信号がもれ込めば自己混合を生ずるので、注意を要する。実際、文献 [32] の記述によれば、 $f_{LO} = 500\text{MHz}$ のとき、最大の自己混合抑圧度は 39dB であったが、この値は偶高調波ミキサの約 100dB と比べるとまだ 3 けたも大きく、ベースバンド信号処理部に強力な DC オフセットキャンセル回路を用いる必要がある。

この方法で直交復調器を構成するには、LO の周波数が $f_{RF}/2$ であるため、I 側と Q 側に 45° の位相差をもった LO 信号を供給する必要があるのは偶高調波ミキサと同様である。

具体的なミキサの回路としては、ギルバート乗算器タイプの自然な拡張である、BJT 差動対を縦積みにした電流スイッチや [32]、差動対を NOR ゲートとして用いるもの [36]、CMOS ロジック回路と親和性の良い MOS のアナログスイッチを使ったもの [31] がある。文献 [31] では周波数が $f_{RF}/3$ の 12 相の LO 信号を用いて直交復調器を構成している。なお、LO1 と LO2 に分

解する方法には自由度があり、 f_{RF} の周波数付近にスペクトル成分をもたない波形を選ぶことができる [33]。

3.2.4 通倍器を用いる方法

2 通倍器をミキサの LO ポート側に用いることにより、 $f_{LO} = f_{RF}/2$ を実現する手法がある。2 通倍器として 2 個のバイポーラトランジスタのエミッタ同士、コレクタ同士を接続した素子 (CECCTP) を用いるものと [34]、2 個の MOS のソース同士、ドレイン同士を接続した素子を用いるミキサ [35] が提案されている^(注 8)。MOS を用いた $f_{LO} = 450\text{MHz}$ のミキサでは、RF ポートから LO 信号を入力した場合、正規の RF 信号を入力した場合に対して変換利得が 44dB 抑圧されたと報告されている [35]。この値は RF ポートと LO ポート間のアイソレーションが 50dB 確保できるとすれば、偶高調波ミキサに迫る自己混合抑圧度であるが、 $1/f$ 雑音の影響で NF が 24.5dB と悪く、改善の余地がある。

4. 低 IF 方式と広帯域 IF 方式

ダイレクトコンバージョン受信機では、余りにも DC オフセットと 2 次相互変調の問題が大きかったため、IF 周波数 f_{IF} をゼロではなく、当該無線通信システムのチャネル間隔程度の低い周波数 (数百 kHz 程度) にしようという提案がなされた [37]。これを低 IF 方式受信機と呼んでいるが、 $f_{IF} \neq 0$ であるから、もはや DCR 方式ではなく、立派な SH 方式であることに注意しなければならない。すなわち、DC オフセットや 2 次の非線形性等の問題から免れるのと引換えに SH 方式固有のイメージ除去の問題を背負い込むことになる。

DCR 方式との重要な相違点は、抑圧すべきイメージ信号が、DCR では自分自身であったのに対して、低 IF 方式では所望波よりも何けたも大きな妨害波であることである。このため、低 IF 方式ではイメージ抑圧が 80dB 以上も必要となる。これを緩和するために、RF 部にイメージ抑圧機能を一部残し、IF 周波数を数百 MHz に設定する広帯域 IF 方式 [38] が提案されている。

これらと DCR 方式の比較については [39] を参照して頂きたいが、要するに DCR 方式の困難な点を別の困難な問題に移し変えたにすぎず、問題点が解決され

(注 8) 文献 [34], [35] は「偶高調波ミキサ」あるいは “harmonic mixer” と称しているが、エミッタ (ソース) 同士、コレクタ (ドレイン) 同士を接続したものは二つのベース (ゲート) からの入力に対して偶対称の非線形特性を示すことから、これらはいずれも前項で述べた奇数次の混合に基づく偶高調波ミキサではない。

ば、DCR が最も簡単な構成であることに注意したい。

5. む す び

ダイレクトコンバージョン受信機のキーであるミキサを中心に、研究開発の現状を説明した。B/B の LPF, VGA, A-D 変換器については触れることができなかつた。DCR は実用化困難と考える向き [30] もあるようだが、着実に固有の課題を克服しつつあり、GSM/DECT やページャだけでなく、種々の無線方式に実用されるようになるだろう。APDP による DCR ミキサのワンチップ化・面積縮小 [26]、回路の見直しによる低消費電力化の検討 [40] など、実用化に向けた研究が進んでいる。

DC 方式は、高周波の高 Q の受動フィルタを取り除くための努力に源を発しており、受動フィルタを使わないことと引換えに種々の新たな問題を抱えた。自己混合の問題を除いても、消費電流の大きいミキサが 2 系統 (I/Q) になる、線形性に対する要求が従来のフィルタを多用する狭帯域信号処理に比べて格段に厳しくなり、必然的に消費電力の増加につながるといったことが RF 部のワンチップ化と引換えに起こった。

しかし、通信の広帯域化の流れを考えると、従来のような高 Q で狭帯域のフィルタが利用できないため、伝統的なスーパーヘテロダイン方式の受信機は逆に難しい立場になる。つまり、ダイレクトコンバージョンや低 IF 方式でなければ広帯域の受信機を実現することは難しい。したがって、DCR 方式が悩み、解決してきた、または解決しつつある問題点は、肯定的にとらえれば、伝統的な SH 方式では実現できない広帯域化を実現するための試練だともいえる。コアとなる技術は狭帯域信号のアナログ処理から、広帯域信号のデジタル処理へ移りつつある。これは、デジタル信号処理技術の進歩と CMOS-LSI の進歩によるパラダイムシフトであり、この流れに沿うアナログ回路を工夫していかなば、アナログ回路技術者の存在価値はなくなるだろう。

最後に RF-CMOS の行方を考えてみたい。BJT と CMOS では RF 回路の構成と到達性能に大きな違いはないが、現状で一番の問題は CMOS の単位電流当りのトランスコンダクタンスの低さからくる消費電流の多さであろう。高速性については、BJT の側に SiGe-HBT という援軍が現れ、勝負はまた先に延びた。DCR 方式に関していえば、固有の課題を克服するために至るところで全差動構成ないし平衡構成を利用し

ているが、CMOS は BJT に比べて素子のマッチングが悪い。このため、BJT と同等の性能を実現するにはどうしても消費電流が増えると考えられ、更に何らかの工夫が必要である。したがって、只今現在のところ期待されているほどには CMOS は使われていないが、技術開発は確実に進んでおり、ブルートゥース (BT) 等のローエンドシステムから実用化が始まるだろう。実際、いくつかのメーカから CMOS だけで実現した BT 用の RF トランシーバの製品がアナウンスされている [41], [42]。しかし、BT は NF とイメージ除去の要求が緩いため、これらは DC オフセット等の問題を避けられる低 IF 方式を採用しているようである。

謝辞 本論文の執筆をお勧め頂いた熊本大学の佐々木守先生に深謝致します。また、原稿に対して貴重なコメントを賜った (株)東芝研究開発センターの鶴見博博士と大高章二氏に深謝致します。

文 献

- [1] J. Sevenhans, A. Vanwelsenaers, J. Wenjn, and J. Baro, "An integrated Si bipolar RF transceiver for a zero IF 900 MHz GSM digital mobile radio single chip RF up and RF down converter of a hand portable phone," 1991 Symp. VLSI Circuits Dig. of Tech. Pap., 8-1, pp.69-70, May 1991.
- [2] J. Dulongpont, F. Pinault, and J. Varin, "Terminal technologies for mobile communications," Alcatel Telecommunications Review, 4th Quarter, pp.291-297, 1996.
- [3] K. Yamasaki, S. Yoshizawa, Y. Minami, T. Asai, Y. Nakao, and M. Kuroda, "Compact size numeric display pager with new receiving system," NEC Res. & Develop., vol.33, no.1, pp.73-81, 1992, etc.
- [4] S. Matsuda, T. Takegahara, S. Suzuki, K. Shiraishi, and A. Horii, "Receiving technology for digital satellite broadcasting," MWE 2000 Microwave Workshop Digest, vol.WS1-2, pp.23-28, Yokohama, Dec. 2000, etc.
- [5] H. Tsurumi, T. Maeda, H. Tanimoto, Y. Suzuki, M. Saito, K. Yoshihara, K. Ishida, and N. Uchitomi, "Design study on RF stage for miniature PHS terminal," IE-ICE Trans. Electron., vol.E79-C, no.5, pp.629-635, May 1996.
- [6] 下沢充弘, 林 亮司, 伊東健治, 磯田陽次, "偶高調波形ダイレクトコンバージョン受信機の受信特性," 1997 信学総大, C-2-59, p.114, March 1997.
- [7] 三菱電機ニュースリリース, 1998 年 2 月 6 日.
<http://www.me1.co.co.jp/oldnews/1998/0206-2.htm>
- [8] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.30, no.12, pp.1399-1410, Dec. 1995.
- [9] 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.

- [10] 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.
- [11] A. Pärssinen, J. Jussila, J. Rynnänen, 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.
- [12] 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, June 2000.
- [13] D. Haspelslagh, J. Ceuterick, L. Kiss, J. Wenin, A. Vansensenaers, 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers," *IEEE Trans. CAS-II*, vol.44, no.6, pp.428–435, June 1997.
- [17] E. Bautista, B. Bastani, and J. Heck, "A high IIP2 downconversion mixer using dynamic matching," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.35, no.12, pp.1934–1941, Dec. 2000.
- [18] S. Otaka, T. Yamaji, R. Fujimoto, and H. Tanimoto, "A very low offset 1.9-GHz mixer for direct conversion receivers," 1997 *Symp. VLSI Circuits Dig. of Tech. Pap.*, 12-3, pp.89–90, Kyoto, May 1997.
- [19] 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.
- [20] P. Y. Chan, A. Rofougaran, K. A. Ahmed, and A. A. Abidi, "A highly linear 1-GHz CMOS downconversion mixer," *Proc. Eur. Solid State Circuits Conf.*, pp.210–213, Sept.1993.
- [21] 伊東健治, 川上憲司, 下沢充弘, 末松憲治, 飯田明夫, "ダイレクトコンバータ用偶高調波ミキサの偶数次混合特性," 1995 *信学総大*, C-87, p.87, March 1995.
- [22] H. Aschenbrenner and G. Goubau, "Eine Anordnung zur Regisierung rauscher magnetischer Störungen," *Hochfrequenztechnik und Elektroakustik*, vol.47, no.6, pp.177–181, 1936.
- [23] 下沢充弘, 川上憲司, 伊東健治, 飯田明夫, "偶高調波ミキサを用いたダイレクトコンバータ," 1995 *信学総大*, C-88, p.88, March 1995.
- [24] T. Yamaji and H. Tanimoto, "A 2GHz balanced harmonic mixer for direct-conversion receivers," *IEEE 1997 Custom Integrated Circuits Conf.*, vol.9.6, pp.193–196, May 1997.
- [25] 川上憲司, 下沢充弘, 伊東健治, 笠井信之, 飯田明夫, "アクティブ整合 90 度電力分配器を用いたモノリシック偶高調波直交リングミキサ," 1997 *信学総大*, C-2-55, p.110, March 1997.
- [26] 下沢充弘, 川上憲司, 池松 寛, 伊東健治, 笠井信之, 磯田陽次, "平衡形 90 度移相器を用いた偶高調波直交ミキサ," 1998 *信学総大*, C-2-39, p.91, March 1998.
- [27] T. Yamaji, H. Tanimoto, and H. Kokatsu, "An I/Q active balanced harmonic mixer with IM2 cancelers and a 45-degree phase shifter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.33, no.12, pp.2240–2246, Dec. 1998.
- [28] M. J. Gingell, "Single sideband modulation using sequence asymmetric polyphase networks," *Electric Commun.*, no.48, pp.21–25, 1973.
- [29] 杉山 茂, 下沢充弘, 久保俊次, 末松憲治, 伊東健治, 伊山義忠, 石田修巳, "BiCMOS プロセスを用いて作成したショットキーダイオードのダイレクトコンバージョン特性," 1997 *信学ソ大 (エレクトロニクス)*, C-2-1, p.36, Sept. 1997.
- [30] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, Cambridge, 1998.
- [31] K. Lee, J. Park, J.-W. Lee, S.-W. Lee, H.-K. Huh, D.-K. Jeong, and W. Kim, "A single-chip 2.4 GHz direct-conversion CMOS receiver for wireless local loop using one-third frequency local oscillator," 2000 *Symp. VLSI Circ. Dig. Tech. Papers*, pp.42–45, Honolulu, June 2000.
- [32] L. Sheng, J. Jensen, and L. E. Larson, "A wide-bandwidth Si/SiGe HBT direct conversion sub-harmonic mixer/downconverter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.35, no.9, pp.1329–1337, Sept. 2000.
- [33] T. Manku, "Virtual LO tunes direct-conversion receivers," *Microwaves & RF*, pp.107–112, Jan. 2000.
- [34] 前田憲一, 末松憲治, 高木 直, "CECCTP を用いた 2GHz 帯偶高調波形 Si-MMIC 受信ダブルバランスミキサ," 2000 *信学総大*, C-2-22, p.73, March 2000.
- [35] Z. Zhang, Z. Chen, and J. Lau, "A 900 MHz CMOS balanced harmonic mixer for direct conversion receivers," 2000 *IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON 2000)*, pp. 219–222, Denver, Sept. 2000.
- [36] H. Matsuoka, T. Tsukahara, and S. Konaka, "A 5-GHz frequency-doubling quadrature modulator with a ring-type local oscillator," *Proc. 1998 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp.113–116, 1998.
- [37] J. Crols and M. S. J. Steyaert, "A single-chip 900 MHz CMOS receiver front-end with a high performance low-IF topology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.30, no.12, pp.1483–1492, Dec. 1995.

- [38] P. R. Gray and R. G. Meyer, "Future directions of Silicon IC's for RF personal communications," IEEE 1995 Custom Integrated Circuits Conf., pp.83-90, May 1995.
- [39] 谷本 洋, 山路隆文, "ワンチップ無線機," 東芝レビュー, vol.53, no.4, pp.48-51, April 1999.
- [40] 山路隆文, 板倉哲朗, 谷本 洋, "ダウンコンバータとフィルタの一体設計による低消費電力化," 2000 信学総大, SA-1-1, March 2000.
- [41] Cambridge Silicon Radio, BlueCore™ Single Chip Bluetooth System Data Sheet, 2000.
<http://www.CambridgeSiliconRadio.com/bc01.pdf>
- [42] 沖電気工業, ML7050LA データシート, Sept. 2000.
<http://www.oki.co.jp/OKI/DBG/database/dae-jpn/FJDL7050LA-04.pdf>

(平成 13 年 1 月 9 日受付)



谷本 洋 (正員)

1975 北大・工・電子卒。1977 同大大学院修士課程了, 1980 同博士課程了。工博。同年東京芝浦電気株式会社(現株式会社東芝)入社。以来, 同社研究開発センターにて通信用アナログ LSI の設計及びシミュレーション技術に関する研究開発に従事。2000 年 4 月より, 北見工業大学工学部教授。本会回路とシステム研究専門委員会委員(1990~94), 同幹事(1994~96), 1996 より再び同委員。第 8 回回路とシステム軽井沢ワークショップ実行委員会委員長(1994~95)。1993~97 本会基礎・境界ソサイエティ英文論文誌編集委員。基礎・境界ソサイエティ英文論文誌小特集 "Analog Circuit Techniques and Related Topics" ゲストエディタ(1999)。1994 より電気学会電子回路研究専門委員会委員, 同幹事(1996~2000)。1996 より電気学会電子回路技術委員会委員。IEEE APC-CAS(1996~), IEEE ASP-DAC'97 プログラム委員, IEEE ISSCC プログラム委員(1999~2000)を歴任。1997~99, IEEE TCAS-II 編集委員。1998~99, IEEE CAS Tokyo Chapter Secretary。電気学会, IEEE 各会員。