

## 高調波抑圧型偶高調波ダウンコンバータ

鈴木 優太\*, 谷本 洋, 吉澤 真吾  
(北見工業大学)

## Harmonic Rejection Scheme for Even-Harmonic Mixer

Yuta Suzuki\*, Hiroshi Tanimoto, Shingo Yoshizawa (Kitami Institute of Technology)

## Abstract

Harmonic-rejection type of even-harmonic mixer (EHMIX) for zero-IF receiver is proposed in this paper. Two polyphase structures are introduced and compared for harmonic signal rejection of the EHMIX. It is shown that no signal weighting is needed for both the structures, unlike harmonic-rejecting type of switching mixers. The two structures may use polyphase LO signals with 45° or 90° phase shift in order to  $2f_{RF}$  not to downconverter to baseband. For I/Q demodulation, EHMIX requires LO signals with 45° of phase difference. So the 45° LO system may have a smaller hardware size.

キーワード：偶高調波ミキサ，高調波抑圧，ダイレクトコンバージョン，ダウンコンバータ，多相コンバータ，バランス型ミキサ

(even-harmonic mixer, harmonic rejection, direct conversion, downconverter, polyphase converter, balanced mixer)

## 1. はじめに

近年の無線移動体通信は高速・広帯域化に向かっており，そのような要求を満足する無線受信方式のひとつとしてダイレクトコンバージョン受信 (DCR) 方式が注目されている。

DCR 方式は高周波 (RF) 信号を直接ベースバンド (BB) 信号に変換するので通常のスーパーヘテロダイン受信 (SHR) 方式で必要となる狭帯域のイメージ抑圧フィルタが原理的には不要であり，広帯域化に向いている<sup>(1)</sup>。他方，DCR 方式は局部発振器 (LO) 信号のリークによる自己混合やミキサの 2 次歪みによって発生する DC オフセットの影響が避けられないという問題がある。

さらに，通常のスイッチングミキサを用いて DCR 方式を実現すると，LO 周波数 ( $f_{LO}$ ) 付近の信号が BB ヘダウンコンバートされるだけでなく， $f_{LO}$  の奇数倍付近の周波数成分も BB ヘダウンコンバートされるため，妨害波や雑音の原因となる。このため， $f_{LO}$  の奇数倍付近からのダウンコンバージョンを避けるため，ハーモニックリジェクション・ミキサ (HRMIX) が提案されており，LO 信号を多相化することにより，特定の LO 高調波付近 (たとえば  $3f_{LO}$  付近) からのダウンコンバージョンを打ち消すことが行われている<sup>(3)~(5)</sup>。

一方，上記 DCR 方式特有の問題である自己混合が原理上発生しない偶高調波ミキサ (EHMIX) が知られているが，EHMIX もまた通常のスイッチングミキサと周波数は異なるものの， $f_{LO}$  の偶数倍付近から BB へのダウンコンバージョンが行われるため，EHMIX の特徴を活かすためにはスイッチングミキサ同様  $f_{LO}$  の高調波に対する感度抑圧が必要である。上記のようにスイッチングミキサの高調波抑圧については既に報告されており，その多相構成が明らかになっているが，EHMIX に対するハーモニックリジェクション

機能実現のための多相構成に関する報告はこれまでに無いと思われる。そこで本検討では高調波抑圧に焦点をおき，EHMIX の多相構成について検討した結果を述べる。

## 2. EHMIX

DCR 方式では RF 信号と LO 信号の周波数が等しいため，LO 信号のリークが DC に周波数変換される自己混合の問題があるが，EHMIX は RF 信号と LO 信号周波数が異なるため，自己混合が発生しない。そのメカニズムを説明する。

点対称な非線形特性を利用する EHMIX の簡易モデルを図 1 に示す。一般に，EHMIX は加算器と入出力特性が奇関数となる非線形素子とローパスフィルタを用いてモデル化ができる。非線形素子が理想的であれば，DCR 方式の問題である偶数次歪みによる DC オフセットの発生が無く，IIP2 を大きく取ることが可能である<sup>(2)</sup>。

図 1 のように理想リミッタを用いた場合，リミッタの入力  $x$  に対する出力  $y(x)$  は以下のように  $x$  の奇数次の冪級数に展開できる。

$$y(x) = a_1x + a_3x^3 + a_5x^5 + a_7x^7 + \dots \quad (1)$$

RF 周波数を  $f_{RF}$ ，LO 周波数を  $f_{LO}$  とし，高次の項の影響を無視した場合に，3 次までの項を取るとコンパレータの出力に現れる周波数成分は以下の通りである。

$$\begin{aligned} & f_{RF}, f_{LO}, 3f_{RF}, 3f_{LO}, \\ & 2f_{RF} \pm f_{LO}, f_{RF} + 2f_{LO}, \underline{f_{RF} - 2f_{LO}} \end{aligned} \quad (2)$$

$f_{RF} = 2f_{LO}$  である場合に下線で示した項は DC へ周波数変換される。一方， $f_{RF} = f_{LO}$  の場合は DC へ周波数変換される成分は存在しないので，原理上自己混合は発生しない。このように，EHMIX は基本的に RF の 1 次成分と LO の 2 次

成分から成る 3 次相互変調積を出力とするミキサであり、LPF を介して必要な BB 成分だけを取り出すことができる。

次に 5 次の変調積の項を展開すると 3 次までの項から現れた周波数成分に加えて以下の成分がコンパレータ出力に現れる。

$$\begin{aligned} &5f_{RF}, 5f_{LO}, 4f_{RF} \pm f_{LO}, 3f_{RF} \pm 2f_{LO}, \\ &2f_{RF} \pm 3f_{LO}, f_{RF} + 4f_{LO}, f_{RF} - 4f_{LO} \end{aligned} \quad (3)$$

したがって、LO 周波数に対して 4 倍の RF 信号が入力された場合にも下線に示した成分が DC へ周波数変換される。つまり、LO 信号の 4 次高調波付近の帯域の信号も BB 帯域にダウンコンバージョンされることがわかる。

7 次以上の高次の項は影響がより小さいものの、上記の解析から明らかのように  $f_{LO}$  の偶数倍の付近から BB への周波数変換が行われる。これらはすべて不要波となるが、なかでも  $4f_{LO}$  付近の帯域は所望帯域である  $2f_{LO}$  近傍に最も近く、変換利得が  $2f_{LO}$  近傍に次いで大きい。そこで、高調波抑圧の第 1 の目標は  $4f_{LO}$  付近の変換利得を抑圧することである。

次に高調波を含めたスプリアスを抑圧する方法として多相コンバータ<sup>(3)</sup>について述べる。

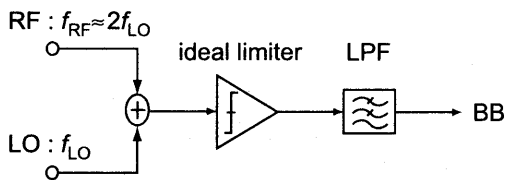


図 1 理想 EHMIX のモデル  
Fig. 1. Simplified model of an ideal EHMIX

### 3. 高調波抑圧の原理<sup>(3)(4)</sup>

本検討では高調波抑圧に多相コンバータを用いる。多相コンバータによる高調波抑圧は位相のみ変化させる方法と位相と振幅の 2 パラメータを変化させる 2 つに大別される<sup>(3)</sup>。前者は図 2 のように差動、もしくは同相となる信号を用いて不要成分を抑圧する。後者は図 3 に示すが同相、差動は関係無く、最後に合計し、不要成分を抑圧する方法である。後者の場合、振幅と位相の 2 パラメータの精度が要求され、前者に比べて実現が困難となるため、実際の回路では前者の方がよく利用されていると考えられる。

ミキサ回路を例に挙げると、シングルバランスドミキサやダブルバランスドミキサは RF や LO を差動にして 2 相信号を用いているため、前者の多相コンバータに分類される。その効果として偶数次歪みの打ち消しやキャリアの除去が可能であった。

このように、差動信号を利用する多相コンバータの例は数多く存在する中で、高調波抑圧に焦点を置いた例は比較的少ないが、スイッチでモデリングが可能なミキサの例はいくつか報告がある。スイッチングミキサは所望帯域近

傍に 3 次高調波があるため、これを同相、もしくは差動として抑圧するためには少なくとも 3 相信号が必要であることがわかっている<sup>(3)</sup>。しかし、所望帯域近傍の高調波が 3 次高調波ではなく 4 次高調波である EHMIX を多相コンバータ化した報告はこれまでに無い。そのため、本検討では高調波抑圧に目を向け、EHMIX の所望帯域近傍である 4 次高調波を同相、もしくは差動として抑圧することを目的とし、その構成を検討した。

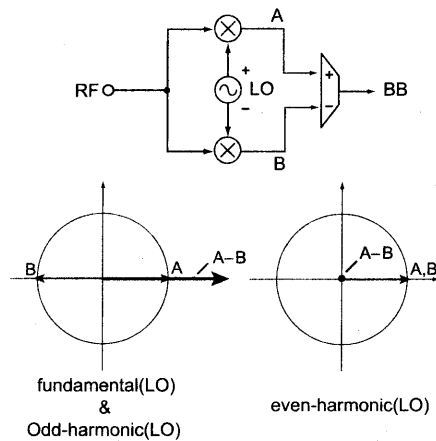


図 2 同相抑圧型ダウンコンバータ  
Fig. 2. Common-mode rejection type downconverter

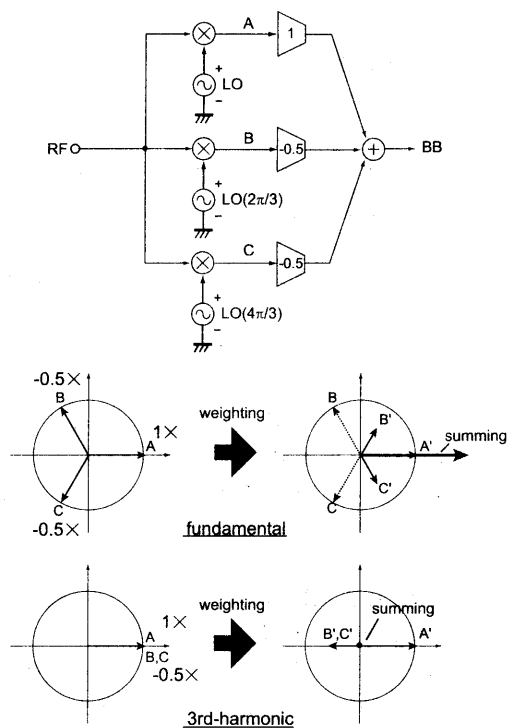


図 3 重み付け後に合計を取るダウンコンバータ  
Fig. 3. Weghit-and-sum type downconverter

#### 〈3・1〉 バランス型 EHMIX<sup>(2)</sup> 初めに多相コンバータ

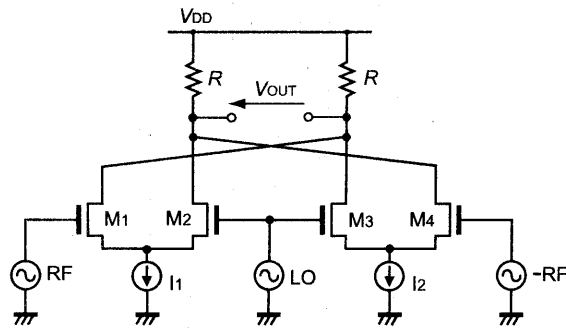


図4 バランス型 EHMIX<sup>(2)</sup>  
Fig. 4. Balanced EHMIX

の最も簡単な例であるバランス型の EHMIX について述べる。

バランス型の EHMIX は図4のように2組の差動対を用いて、それぞれのゲートに  $180^\circ$  位相の異なる2相の RF 信号と LO 信号を入力し、キャリアを打ち消すように出力を接続する。この回路は RF を差動とした多相コンバータであるため、RF ポートから流れ込む同相分 (偶数次) が抑圧できる。

また、差動対を用いたバランス型の EHMIX で実際にバランスしているのは RF 信号のみであるが、キャリアを打ち消すように出力側で加算することが可能なため、スイッチングミキサのようにダブルバランス型にせずとも LO ポートから流れ込む成分も全て抑圧でき、回路がより簡易になる。

このように  $180^\circ$  位相の異なる2相信号を用いることで偶数次、もしくは奇数次の歪みのどちらかを抑圧することが可能であり、更に、位相数を増やすことで3次高調波や、4次高調波のみを抑圧することも可能である。

**〈3・2〉 局発信号の多相化** 本節では本報告の主題である  $4f_{LO}$  付近の帯域からのダウンコンバージョンの抑圧を検討する。

従来のスイッチングミキサ回路は  $f_{LO}$  の奇数次高調波に感度があるため、LO 信号の位相数はそれに合わせた  $3, 5, 7, \dots$  と奇数相必要になり、また、コモンモード抑圧のため、それぞれが差動信号を必要とし、LO 周波数の3次高調波付近からのダウンコンバージョンを抑圧する場合には結局6相信号が必要であった<sup>(3)</sup>。また、DCR 方式では直交復調をするために、更にその2倍の12相信号が必要になる。

これに対し、EHMIX のように偶高調波に感度を持つダウンコンバータに必要な位相数は偶数個であり、4次高調波に対する感度の抑圧は2相信号で可能である。かつ差動信号を必要としないことから小型化や省電力化が期待できる。

EHMIX の場合、4次高調波に対する感度を抑圧するには、後で述べる理由により LO として  $0^\circ$  と  $45^\circ$ 、および  $0^\circ$  と  $90^\circ$  の2通りの組合せが可能である。以下に具体的な4次高調波抑圧の原理を述べる。

**〈3・2・1〉 LO の位相差が  $45^\circ$  の場合** 図5のように  $45^\circ$  位相が異なる2相の LO 信号でそれぞれミクシングし、加算器を通すことで4次高調波が抑圧可能である。EHMIX

では LO 信号の2次高調波と RF 信号がミクシングされた結果が出力となるため、出力信号の位相は入力した LO 信号に対して2倍多く回る。そのため、出力に現れる LO 信号の高調波のベクトル関係は図6に示すように、 $45^\circ$  位相が異なる LO 信号の2次高調波は直交し、4次高調波は逆相になるので和を取れば4次高調波はキャンセルし、2次高調波は  $\sqrt{2}$  倍になる。

多相コンバータの抑圧方法には LO の位相だけでなく、信号レベルに重みを付けて加算する抑圧方法もあるが、信号レベル重みづけの精度が抑圧度に影響してくるため、本検討のような重みづけを必要としない高調波抑圧手法は簡易であると同時に抑圧の精度も良いと考えられる。

上に述べたように4次高調波を抑圧するためには4次高調波のベクトル関係が逆相、もしくは同相であり、かつ2次高調波のベクトル関係が4次高調波のベクトル関係と異なっていれば良いので、他の多相構成も考える。他の多相構成として次に位相差が  $90^\circ$  の高調波抑圧構成を述べる。

**〈3・2・2〉 LO の位相差が  $90^\circ$  の場合** 図7に示すように直交する LO の入力基本波周波数に対して、出力である2次高調波は逆相になり、抑圧対象である4次高調波は同相の関係になる。このため出力の差を取ることで、高調波は抑圧され、所望信号は2倍になる。位相が  $90^\circ$  異なる場合は逆相信号の差を出力とするため、位相が  $45^\circ$  異なる場合よりも3dB 利得を大きく得ることができる。また、 $90^\circ$  位相器は  $45^\circ$  に比べて容易に実現可能であるが、実際に DCR 方式で利用する場合は直交復調をしなければならないので、 $45^\circ$  の LO 信号は必須である。

従来の LO 信号の基本波成分を利用するスイッチングミキサは直交復調に位相が  $90^\circ$  異なる LO 信号が必要であるが、EHMIX は LO の2次高調波とのミクシングであるため位相が  $45^\circ$  異なる LO 信号を必要とする。そのため、直交復調を考慮した場合には、高調波抑圧の構成が  $90^\circ$  よりも  $45^\circ$  である方が、より回路を簡易にすることが可能であると考えられ、次に直交復調を考慮した場合の構成について検討する。

#### 4. 高調波抑圧型直交 EHMIX の構成

EHMIX は先にも述べたように、LO の2次高調波と RF の基本波のミクシングであるため、直交復調に必要なものが位相差が  $45^\circ$  の LO 信号である。EHMIX の高調波抑圧構成においても  $45^\circ$  の位相差を持つ LO 信号で4次高調波の抑圧が可能であることが本検討より分かっているため、直交復調回路と高調波抑圧回路を組み合わせた回路として図8に示すような構成が考えうる。

位相差が  $\pm 45^\circ$  の LO 信号を入力とすると図8の回路は出力の位相関係が図9のように直交した出力が現れるため、出力のノードを1つ共通にし、EHMIX と LO 信号を1つ減らした I/Q 復調が可能となる。そのため、LO 信号は合計で3相用意すれば I/Q 復調可能となり、回路面積や待機電力の削減が期待される。

一方、位相が  $90^\circ$  異なる高調波抑圧回路の直交復調はノー

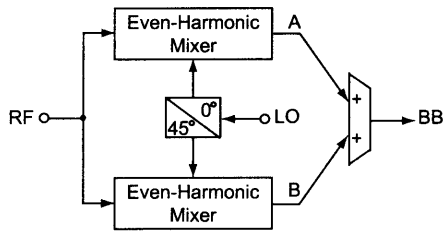


図5 LOの位相差が45°の場合の高調波抑圧構成  
Fig. 5. Harmonic signal rejection scheme by 45 phase-shifted LO

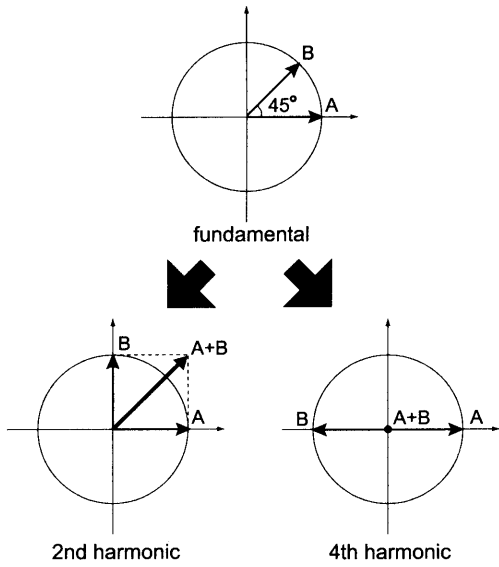


図6 基本波と2次, 4次高調波のベクトル関係(45°)  
Fig. 6. Vector relationship among fundamental, 2nd harmonic and 4th harmonic (45 signals)

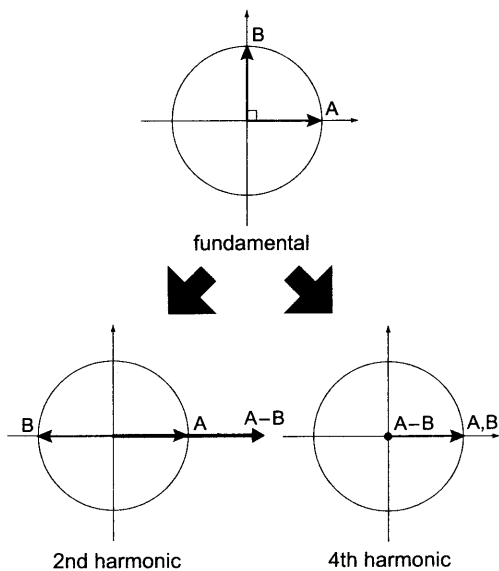


図7 基本波と2次, 4次高調波のベクトル関係(90°)  
Fig. 7. Vector relationship among fundamental, 2nd harmonic and 4th harmonic (90 signals)

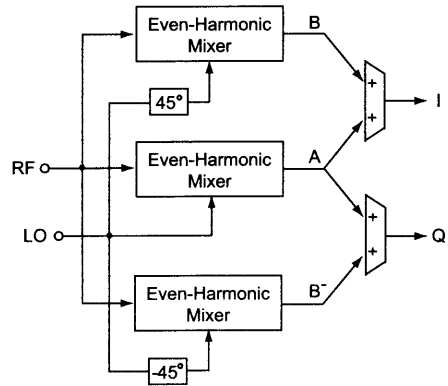


図8 HR型直交EHMIXの構成  
Fig. 8. Harmonic signal rejection scheme for I/Q HR-EHMIX

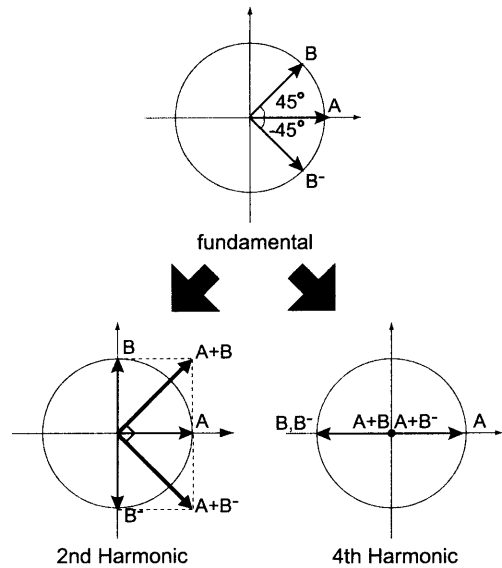


図9 HR型直交EHMIXのベクトル関係  
Fig. 9. Vector relationship of harmonic signal rejection I/Q HR-EHMIX

ドを共通にすることができないため、45°位相が異なるLO信号を必要とし、回路規模は単純に2倍になる。そのため、直交復調を考慮した構成としては回路規模のより小さい45°の方が有利と考えられる。

### 5. 高調波抑圧型 EHMIX のシミュレーション

本節では EHMIX のハーモニクリジェクション (HR) 機能の検証のために行った spice シミュレーションの結果を述べる。

シミュレーションは 2.01 GHz の正弦波を RF 信号とし、これを 1 GHz の LO 信号でダウンコンバージョンした結果の振幅スペクトルを測定した。回路は図 10 に示すように、差動の RF 信号を MOS 差動対を用いたバランス型の EHMIX に入力するが、HR のため、位相が  $\phi$  だけ異なる LO 信号でミクシングする 2 組のバランス型偶高調波ミキサを用いた。差動対に用いた MOS は標準的な 0.18  $\mu\text{m}$  のモデルパラ

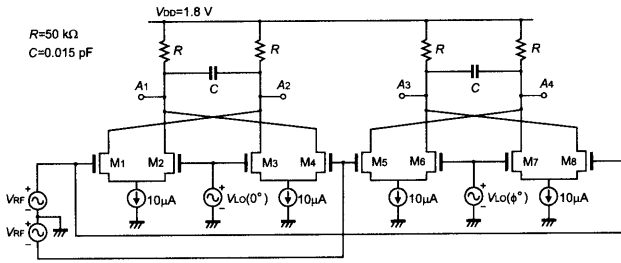


図 10 HR 型 EHMIX のシミュレーション回路図  
Fig. 10. Simulation circuit of HR-EHMIX

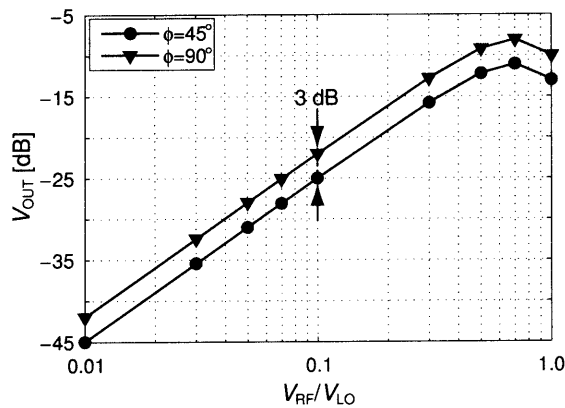


図 11 HR 型 EHMIX の変換特性  
Fig. 11. Conversion characteristic of HR-EHMIX

メータを使用し、寄生容量の影響を小さくするために最少ディメンジョンのトランジスタを用い、アスペクト比は 1 に設定した。時定数  $\tau=1.5$  ns の RC ローパスフィルタを通過後のそれぞれの出力ノードを図に示すように  $A_1, A_2, A_3, A_4$  とすると、位相差  $\phi$  が  $45^\circ$  ならば  $(A_1 + A_4) - (A_2 + A_3)$ 、 $90^\circ$  ならば  $(A_1 + A_3) - (A_2 + A_4)$  となるように出力を取り出すことで 4 次高調波を抑制することが可能である。

振幅 0.5 V の LO の位相  $\phi$  が  $45^\circ, 90^\circ$  のそれぞれにおいて RF 信号として等しい振幅の 2 次高調波入力と 4 次高調波入力を印加して 2 次高調波に対する変換利得  $G_2$  と 4 次高調波に対する変換利得  $G_4$  を測定し、4 次高調波の抑圧比  $G_2/G_4$  [dB] を求めた結果を表 1 に示す。また、所望波の変換特性を図 11 に示す。

表 1 4 次高調波抑圧比のシミュレーション結果  
Table 1. Simulation result of 4th harmonic rejection ratio

$V_{RF}/V_{LO}$	$G_2/G_4$ [dB]	
	$\phi = 45^\circ$	$\phi = 90^\circ$
0.01	103.2	102.6
0.1	102.3	102.6
1	101.5	101.8

表 1 より、位相差  $45^\circ, 90^\circ$  の両者に高調波抑圧の機能が

確認でき、図 11 からは先に述べたように所望信号の利得は  $45^\circ$  よりも  $90^\circ$  の方が 3 dB 大きくなることが確認できた。LO の位相差が  $45^\circ, 90^\circ$  のどちらの場合でも表 1 のように高調波を 100 dB 程度抑圧可能であることを確認した。しかし、実際は MOS 差動対のしきい値バラツキが存在するため、100 dB の抑圧比を実現することは不可能で、MOS 差動対のマッチング精度が HR 機能に密接に影響することが考えられる。

## 6. 結論

EHMIX は DCR 方式特有の問題である自己混合や 2 次歪みが発生しないため、DCR 方式に適したミキサであるが、従来のスイッチングミキサ同様に高調波への感度が問題であった。この問題を解決するために EHMIX を用いたハーモニクリジェクション機能を有する多相ダウンコンバータを検討した。

EHMIX はスイッチングミキサと異なり、偶数次高調波に感度を持つため、4 次高調波の影響を最も大きく受ける。そのため 4 次高調波の抑圧を最優先とし、その抑圧構成を検討した結果、位相差が  $45^\circ$ 、もしくは  $90^\circ$  となる 2 相の LO 信号を用いる 2 つの場合で重み付けを必要としない抑圧構成が可能であることを見出した。LO の位相差が  $45^\circ$  である場合には 4 次高調波が逆相となるため、和を取ることで 4 次高調波を抑圧し、 $90^\circ$  である場合には同相の関係であるため差を取ることで 4 次高調波を抑圧することが可能である。

原理確認のために行った簡易なシミュレーションでは、LO 信号の位相がどちらの場合でも 100 dB 程度の 4 次高調波に対する感度の抑圧を確認し、位相が  $90^\circ$  である方が所望波である 2 次高調波に対する感度を 3 dB 大きくなることを示した。しかし、実際の回路では偶高調波ミキシングに用いる入出力特性が点対称である奇関数素子のマッチング精度と LO 信号の位相精度が抑圧比に大きく影響することが考えられる。予備的なシミュレーション結果によれば、 $\Delta V_{TH} = 30$  mV では、4 次高調波に対する感度の抑圧比が 60 dB 程度となることが分かった。また、LO 信号の位相が  $45^\circ$  のハーモニクリジェクション構成では位相誤差  $\Delta\phi = 1^\circ$  程度で抑圧比が 30 dB 程度になることもシミュレーションにより確認した。

EHMIX を用いて直交復調をする場合には元々  $45^\circ$  位相が異なる LO 信号が必要であるため、高調波抑圧の構成と合わせて考えると、位相が  $45^\circ$  である方が LO 信号の位相数が少なく、回路を簡易にすることができるため、回路規模を小さくできる。しかし、位相誤差は  $45^\circ$  よりも  $90^\circ$  の方が RC ポリフェーズフィルタで、位相精度が良いと期待されるため、これらを総合的に判断して  $45^\circ$  もしくは  $90^\circ$  を選択する必要がある。

従来の奇数次高調波への感度を持つスイッチングミキサを HR ミキサとした構成は既に報告がある。スイッチングミキサは所望帯域近傍の 3 次高調波抑圧のために 3 相信号が用いられるが、コモンモード抑圧のため、それぞれの差動信号を合わせた 6 相の LO 信号が必要となり、加えて、直

交復調をする場合は更にその倍の12相必要になる。これに対して、差動対を点対称特性の素子として用いるEHMIXは3相のLO信号で直交復調かつ高調波抑圧が可能であるため、スイッチングミキサと比較して多相コンバータ化と相性が良いことを示した。当然ながら、この多相化の構成は点対称特性の素子としてアンチパラレルダイオードペアを用いたEHMIX<sup>(6)</sup>等にも適用できる。

本検討によりEHMIXの高調波抑圧のための多相構成が明らかになり、ミキサ前段に位置するフィルタへの要求が軽くなるためRFブロックの縮小や、より広帯域の信号への対応が期待できる。今後は提案した高調波抑圧型EHMIXの具体的な回路設計の検討を行い、ミキサとして達成可能な性能や必要な消費電力等を明らかにしたい。

#### 参考文献

- (1) 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(招待論文)」, 電子情報通信学会論文誌 C, Vol.J84-C, No.5, pp.337-348, May. 2001
- (2) Hiroshi Tanimoto and Takafumi Yamaji, "A balanced harmonic mixer based on BJT differential pairs," *2001 Microwave Workshop and Exhibition (MWE'01)*, Dec. 2001.
- (3) Takafumi Yamaji, Hiroshi Tanimoto, Junya Matsuno, and Teturo Itakura, "Harmonic signal rejection schemes of polyphase downconverters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 58, no. 10, pp. 2308 - 2317, Oct. 2011.
- (4) N. A. Moseley, E. A. M. Klumperink, and B. Nauta, "A two-stage approach to harmonic rejection mixing using blind interference cancellation," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 55, no. 10, Oct. 2008, pp. 966 - 970.
- (5) Z. Ru, N. A. Moseley, E. A. M. Klumperink, and B. Nauta, "Digitally enhanced software-defined radio receiver robust to out-of band interference," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, pp. 3359 - 3375, Dec. 2009.
- (6) M. Cohn, J. E. Degenford, B. A. Newman, "Harmonic mixing with an antiparallel diode pair," *IEEE Trans. Microwave Technology Tech.*, vol. 23, no. 8, pp. 667 - 673, Aug. 1975.