

偶高調波ミクサを用いた周波数変換機能を持つマルチビット $\Delta\Sigma$ ADCの検討

恩田, 耕太郎 / ONDA, Kotaro

(出版者 / Publisher)

法政大学大学院理工学・工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学大学院紀要. 理工学・工学研究科編

(巻 / Volume)

62

(開始ページ / Start Page)

1

(終了ページ / End Page)

4

(発行年 / Year)

2021-03-24

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00023917>

偶高調波ミクサを用いた周波数変換機能を持つ マルチビット $\Delta\Sigma$ ADCの検討

Examination of multi-bit delta-sigma ADC with frequency conversion function using even harmonic mixer

恩田耕太郎

Kotaro ONDA

指導教員 安田彰

法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻博士前期課程

A $\Delta\Sigma$ ADC using an even harmonic mixer with a frequency conversion function has been proposed. This enables high-speed and low-power wireless communication systems and reduced circuit area. In this paper, a multi-bit delta-sigma AD converter with a harmonic mixer in the loop is presented to improve the SNR. The effectiveness is evaluated by simulation results. The simulation results show that the proposed multi-bit converter can improve not only SNR but also harmonic distortion. The SNR is improved by 13.2 dB with a 4-bit internal ADC.

Key Words : Delta Sigma ADC, Even Harmonic Mixer, Direct Conversion, multi-bit,

1. はじめに

近年、無線技術の発展により携帯電話などの移動通信システムは著しく高速化、高精度化されている。5Gといった大規模な通信システムの移り変わりにより今後もその需要が高まり続けると予想される。

無線機機能のIC化以降、RFフロントエンドや信号処理の回路を1チップに搭載することでコストや消費電力抑えながらの高性能化が行われてきた。チップ内で大きな面積を占めるアナログ回路のブロック数を減らし、高集積化することがRF回路のコスト削減に繋がる。

無線通信システムの受信側では、GHz帯などの高周波のキャリア信号を所望のベースバンド信号帯域までダウンコンバージョンする必要があるが、一般に中間周波数に一旦ダウンコンバージョンするスーパーヘテロダイン方式やベースバンド信号の帯域まで直接変換するダイレクトコンバージョン方式がある。

ダイレクトコンバージョン方式は従来から広く用いられている手法であり、LNAで増幅したRF信号を周波数変換器で直接ベースバンド帯域まで変換する方法である(図1参照)。周波数変換器で一旦中間周波数まで周波数変換を行うスーパーヘテロダイン方式と比べ、SAW(Surface Acoustic Wave)フィルタなどの外付け部品が不必要であり、回路面積削減において有効である。

その一方で、ダイレクトコンバージョン方式は近年の広帯域化するGHzオーダーのRF信号からベースバンド信号へ一度に周波数変換をするため、イメージ信号や

エイリアシングノイズを除去するための急峻なアクティブフィルタが必要となり、結果としてチップ上の面積を大きくしてしまう。

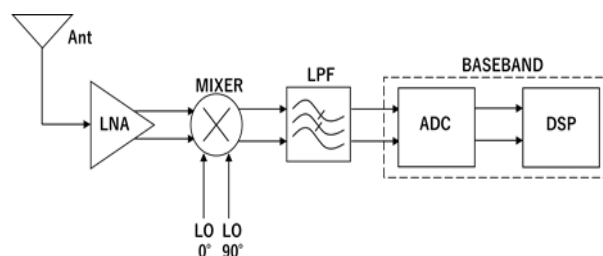


図1 ダイレクトコンバージョン方式

またダイレクトコンバージョン方式には問題点として後述の自己混合(self-mixing)が挙げられる。

本稿では、アクティブフィルタを不要とする周波数変換方式であり、自己混合問題を原理的に無視できるという利点も持ち合わせる偶高調波ミクサ(EHMIX)と $\Delta\Sigma$ 変調機を用いて、周波数変換機能を持つAD変換器の高精度化の検討を行った。

2. 偶高調波ミクサ

(1) 偶高調波ミクサのPWM機能

偶高調波ミクサは奇関数特性のデバイスの持つ3次歪の項を利用して周波数変換を行う方式である。図2のように非線形素子にコンプレータを用いたものが提案されており、本稿での偶高調波ミクサはこのモデルを用いる

(図2参照). RF信号とLO信号が線形加算された後に, コンパレータによってリミットされる. 入力 x , 出力 y としたときに, 非線形システムの一般的な入出力特性の式として, 式(1)のように級数展開したのちに, コンパレータ出力の3次歪の項を V_{3rd} とすると式(2)のように表せる.

$$y = a_1x + a_1x^3 + a_1x^5 + \dots \quad (1)$$

$$\begin{aligned} V_{3rd} &= \{\cos(\omega_{RF}t) + \cos(\omega_{LO}t)\}^3 \\ &= 0.25\cos(3\omega_{RF}t) + 0.25\cos(3\omega_{LO}t) \\ &\quad + 0.75\cos\{(\omega_{RF} - 2\omega_{LO})t\} \\ &\quad + 0.75\cos\{(\omega_{RF} + 2\omega_{LO})t\} \dots \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)の第3項において, $\omega_{RF} = 2\omega_{LO}$ となるように LO 周波数を選ぶことで RF 信号からベースバンド信号への変換が可能になる.

偶高調波ミキサの基本的な入出力波形を図3に示す. LO 信号のみをコンパレータで方形波にした場合のデューティ比が50%であるのに対して, 入力 RF 信号とその半分の周波数である LO 信号を加算した波形は上下非対称に歪み, これは RF 信号の振幅によってデューティ比が決まる PWM としての機能を持つ.

(2) 自己混合

偶高調波ミキサは, 上記のようにダイレクトコンバージョンで問題となる自己混合を原理的に無視できる. 自己混合は, RF ポートに漏れ出た LO 信号が反射し, LO 信号どうしで掛け合わさることで時間的に変化する直流成分を生じさせてしまうことである.

この現象は, 偶高調波ミキサに置き換えると, 偶高調波ミキサでは乗算ではなく加算を用いるので LO 信号の自己混合は以下の式(3)に表される.

$$\begin{aligned} \{\cos(\omega_{LO}t) + \cos(\omega_{LO}t)\}^3 \\ = 6\cos(\omega_{LO}t) + 2\cos(3\omega_{LO}t) \end{aligned} \quad (3)$$

偶高調波ミキサにおいて自己混合で発生する周波数成分は $\omega_{LO}t$ と $3\omega_{LO}t$ であるため, 信号成分が直流レベルに変換されることはなく, 原理的に自己混合の問題が生じない.

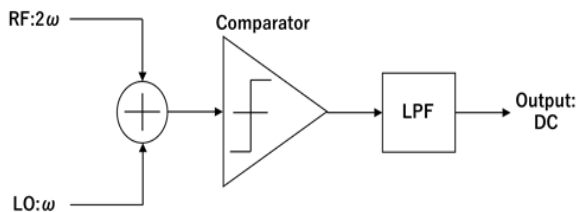


図2 偶高調波ミキサの基本モデル

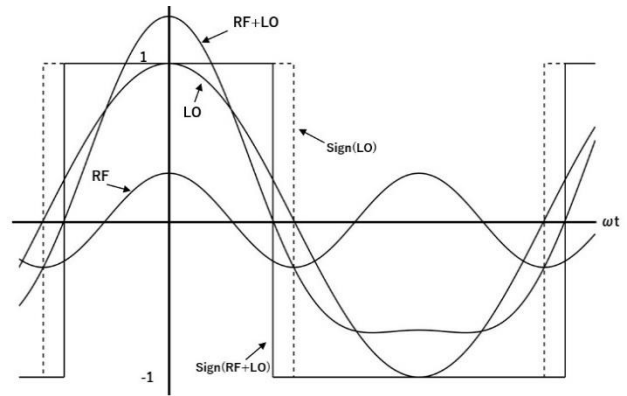


図3 偶高調波ミキサの PWM 機能

3. 従来手法

(1) EHMIX-ΔΣ変調器のオープンループ構成

偶高調波ミキサを用いたダウンコンバーティング ADC としては, EHMIX の後段に ΔΣ変調機を用いたオープンループの構成が提案されている⁽¹⁾. EHMIX からの出力は RF 信号の振幅によって変調された PWM 信号である. このため, 2つの電流源をスイッチングすることで電流信号への変換を容易に行うことができる. この電流は, 後段の ΔΣ変調器への直接の接続が可能である. また連続時間 ΔΣ変調器を用いることでエイリアシングによる影響を抑えるためのフィルタの削減にもなる.

(2) 周波数変調器(ミキサ)と ΔΣ変調器の一体化によるクロズドループ構成

文献⁽²⁾の回路構成では, ADC の出力をミキサの前段にフィードバックすることで周波数変換機能を持った ADC として機能させている. 回路全体で ΔΣ変調器として動作するため ΔΣ変調器の特徴であるノイズシェーピングによって高精度な出力を得ることが出来る(図4参照).

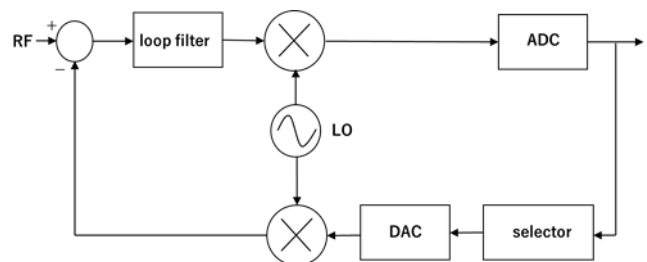


図4 ダイレクトコンバージョン機能をループ内に有する ΔΣ ADC

(3) EHMIX をループ内に有する構成

前節の回路構成から, 図5に示した内部ミキサに EHMIX を用いる手法⁽³⁾では, ダイレクトコンバージョン方式の問題点である LO の漏洩による自己混合を原理的に無視できる. また, サンプリング周波数に LO 周波数を用いているので, 通常ダイレクトコンバージョン方式で

帰還経路に必要なミキサを省略できる。

4. 提案手法

(1) マルチビットΔΣ変調器

ΔΣに限らず，正弦波を入力することを条件としたADCでは以下の式のようにNビットあたりSNRが約6dB改善されることが分かっている。

$$SNR = 6.02N + 1.76[dB] \quad (4)$$

図6に示したように，前章(3)のクローズドループ構成内のΔΣADCをマルチビット化することでSNRの改善が見込める。また，信号の帯域幅が広い場合にも対応可能となる。

(2) シミュレーション結果

Matlab/simulinkを用いたシミュレーションにより，1bitΔΣ変調器を用いた場合とΔΣ変調器をマルチビット化した場合の雑音成分を比較する。

シミュレーションの際に，文献⁽³⁾を参考に，正規化した入力振幅が0.1以下になるよう帰還経路の係数で調整した。入力に関するシミュレーション条件は表1に示した。

文献⁽³⁾では，図7のバランス型のEHMIXを設計し，回路レベルシミュレーションを行っている。バランス型とすることで，入力レベルが0の時には，コンパレータ出力は異符号の信号となり，その差動成分はキャンセルされる。このため，LO成分出力が小さくなり，ΔΣ変調器内に過剰な信号が生成されなくなる。これは，ループの動作の安定化に寄与し，特性の改善を図れる。

表1 シミュレーション条件

入力振幅	0.05
入力周波数 [Hz]	1.001
LO振幅	1
LO周波数 [Hz]	0.5

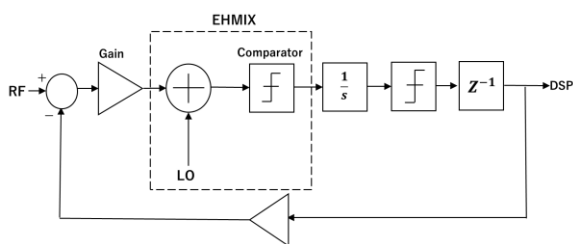


図5 EHMIX 1bitΔΣADC

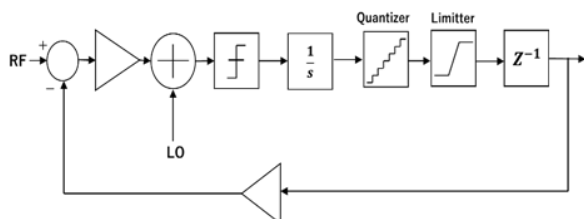


図6 EHMIX-マルチビットΔΣADC

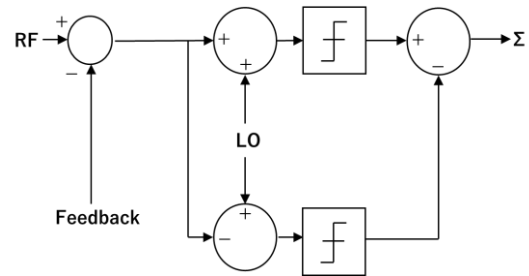


図7 バランス型EHMIX

シミュレーション結果を図8, 9に示す。グラフより，1bit, 4bitのどちらの場合にも1次ΔΣ変調器のノイズシェーピングが確認できる。マルチビット化により，ノイズフロアが下がっている。また，SNRは13.2dB改善されている。

3次高調波成分は約25dB改善されており，EHMIXの非線形性による歪がΔΣADCのマルチビット化により改善されていることが分かる。

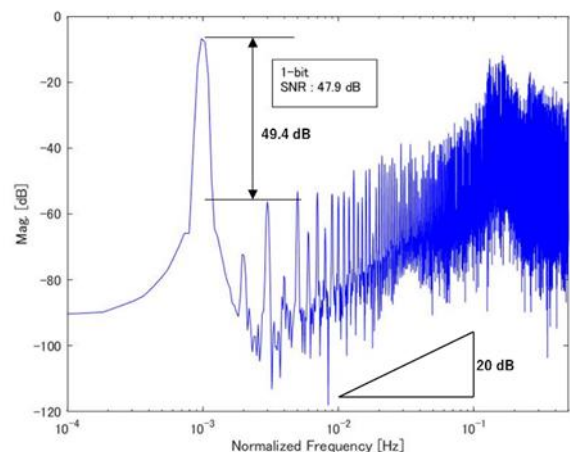


図8 出カスペクトラム(1bitΔΣADC)

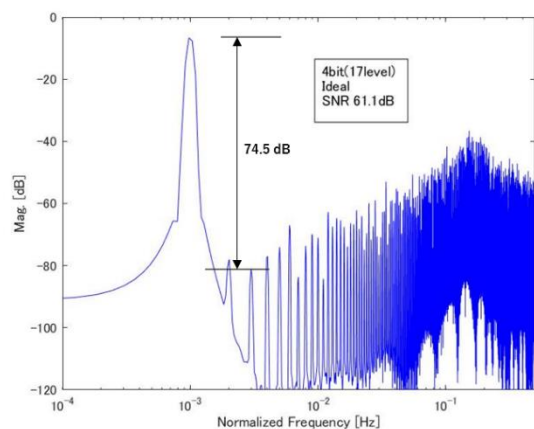


図9 出カスペクトラム(マルチビットΔΣADC)

回路設計において、 $\Delta\Sigma$ 変調器をマルチビット化する際に、各ビットに割り当てられた電流源等の素子ばらつき（ミスマッチ）による変換誤差が問題になる。一般にNSDEM(Noise Shaping Dynamic Element Matching)という手法により、ミスマッチによる雑音にも $\Delta\Sigma$ 変調器のようにノイズシェーピングを掛けられることが知られている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。シミュレーションにおいては、誤差2%のミスマッチを想定し、1次NSDEMの有無によるSNRの比較を行った(図10, 11参照)。

グラフより、図9の理想状態の4bit $\Delta\Sigma$ と比較して、ミスマッチの影響によりSNRが劣化していることが分かる。ミスマッチシェーパーを適用した場合、SNRが61.3 dBまで改善され、図9に示した理想状態の $\Delta\Sigma$ ADCとほぼ同じSNRとなった。これにより、ミスマッチシェーパーでミスマッチによる特性の劣化を無視できる程度に改善出来た。

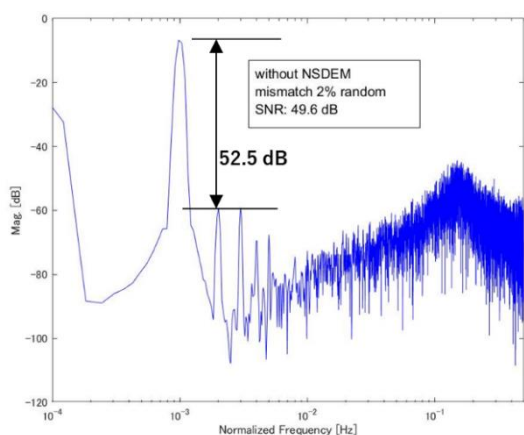


図10 出力スペクトラム(NSDEM無し)

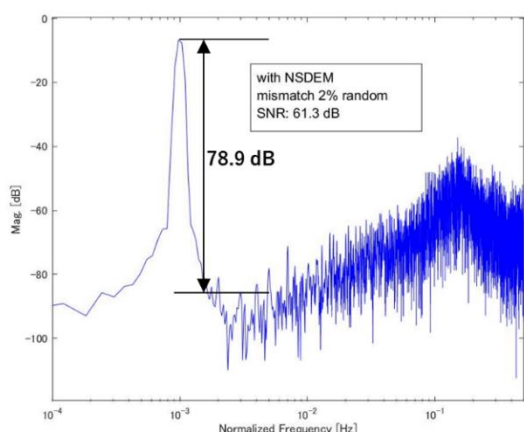


図11 出力スペクトラム(NSDEM有り)

5. おわりに

EHMIXを用いた周波数変換機能を持つマルチビット $\Delta\Sigma$ ADCを提案し、その特性を評価した。シミュレーションにおいて、 $\Delta\Sigma$ ADCをマルチビットにした際のSNR、歪みの改善が確認できた。また、ミスマッチの影響をNSDEMで改善し、ミスマッチが無い状態に近い特性を得られることが確認できた。

本提案手法の設計では、LO周波数をクロックとしても扱うため、DACを高速で動かす必要があるという点で大きな消費電力や高いクロック精度が求められる⁽³⁾。しかし、基本動作と期待される特性の改善がシミュレーションにより確認できたことから、偶高調波ミキサを用いた周波数変換機能を持つマルチビット $\Delta\Sigma$ ADCの有用性が十分に示された。

謝辞

本稿の作成にあたって、多大なるご協力、ご指導を頂きました安田彰教授に深く感謝申し上げます。また、資料を提供して頂いた北見工業大学の谷本洋名誉教授に感謝致します。

参考文献

- 1) 櫻井克彰, 柳田真明, 深澤勇介, 安田彰: 「LOキャンセル機能を有するミキサ一体型連続時間 $\Delta\Sigma$ AD変換器に関する研究」
電気学会電子回路研究会資料 ECT-09 pp.11-16 (2009)
- 2) 安田彰, 「周波数変換機能を有する Δ 変調器の検討」,
電子情報通信学会総合大会講演論文集, SA-1-3, pp. 429-430 (1999)
- 3) 高橋卓人, 杉本俊貴, 谷本洋, 吉澤真吾, 「偶高調波ミキサと $\Delta\Sigma$ -TDCを用いたダウンコンバーティングAD変換器の提案」,
電気学会電子回路研究会資料, ECT-016-090, (2016)
- 4) K. Yanagisawa, T. Takuya, Y. Yamanaka, A. Yasuda, "Examination of $\Delta\Sigma$ Modulator with Harmonic Mixer Function(in Japanese)," The 20th Workshop on Circuits and Systems in Karuizawa, pp. 87-92, Apr. 2007.
- 5) R. T. Baird and T. S. Fiez. Improved δ - σ dac linearity using data weighted averaging. Proceedings of the 1995 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 1, pp. 13-16, May 1995.
- 6) Akira Yasuda, Hiroshi Tanimoto, and Tetsuya Iida. A third-order δ - σ modulator using second-order noise shaping dynamic element matching. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 12, pp. 1879-1886, Dec. 1998.....