

通信用 IC テスト用 I,Q 信号発生のための 複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の検討(2)

村上 正紘* シャイフル ニザム ビン モーヤ 小林 春夫
松浦 達治 (群馬大学) 小林 修 (STARC)

A Study of Complex Multi-Bandpass $\Delta\Sigma$ Modulator for I-Q Signal Generation

Masahiro Murakami*, Shaiful Nizam Bin Mohyar, Haruo Kobayash
Tatsuji Matsuura (Gunma University), Osamu Kobayashi (STARC)

Abstract —This paper describes complex bandpass $\Delta\Sigma$ DA modulator architectures for I-Q signal generation to test communication ICs. We investigate especially complex multi-bandpass and multi-bit DAC modulator architectures. We clarify several features of the complex multi-bandpass modulator architecture with theoretical analysis and simulation. Also we consider a complex multi-bandpass DWA algorithm to take care of multi-bit DAC nonlinearities, and show some simulation results.

キーワード : 複素フィルタ, 複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器, DWA アルゴリズム, I-Q 信号
(**Keywords** : Complex Filter, Complex Multi-Band Pass $\Delta\Sigma$ Modulator, Data-Weighted Averaging, I-Q Signal)

1. はじめに

携帯電話や無線 LAN, Bluetooth 等の通信システムの RF 受信回路において、複素信号処理[1]-[3]は高度な信号処理のために欠かせないものとなっている。

半導体産業においてシリコンコストが減少している一方で、SoC 製造出荷時のテストコストが増加している。テストにおける低コスト化は産業上重要な課題である[4]-[6]。特に RF 受信回路の低テストコスト化は要求が高い。

この論文では、携帯電話や無線 LAN 等の受信チップ評価用 I,Q 信号発生のために複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DAC を検討する。デジタルで信号を処理するので、高性能なテスト信号の低コストでの実現が期待される。

2. 複素フィルタ

<2.1> 複素フィルタの構成 図1に複素フィルタの構成を示す。 b と a は複素積分器の極を表すパラメータであり、 N は遅延素子の個数 (フィルタの極の数に一致) を表す。

図1より、出力は以下のように表される。

$$I_{out} = z^{-N}(I_{in} - aQ_{out}) + bI_{out} \quad (1)$$

$$Q_{out} = z^{-N}(Q_{in} + aI_{out}) + bQ_{out} \quad (2)$$

(1), (2)より、複素出力は

$$I_{out} + jQ_{out} = \frac{1}{z^N - (b + ja)}(I_{in} + jQ_{in}) \quad (3)$$

つまり、伝達関数 $H(z)$ は以下ようになる。

$$H(z) = \frac{1}{z^N - (b + ja)} = \frac{1}{e^{jN\omega T} - e^{jq}} \quad (4)$$

$$z = e^{j\omega T} \quad \begin{matrix} \Re \\ \Im \\ \hat{e} \end{matrix} \quad \begin{matrix} \hat{0} \\ \hat{1} \\ \hat{f}_s \hat{0} \end{matrix} \quad (5)$$

$$b = \cos q, \quad a = \sin q \quad (6)$$

ゆえに、伝達関数 $H(z)$ の極は、

$$W_{zero} = \frac{2\rho \times m + 1}{2\rho \times N} W_s, \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (7)$$

で与えられる。

(7)式から q を変えることによって任意の極が選べることがわかる。

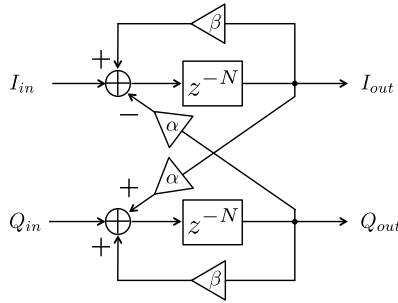


図1 複素フィルタの構成

Fig.1. Configuration of a complex filter.

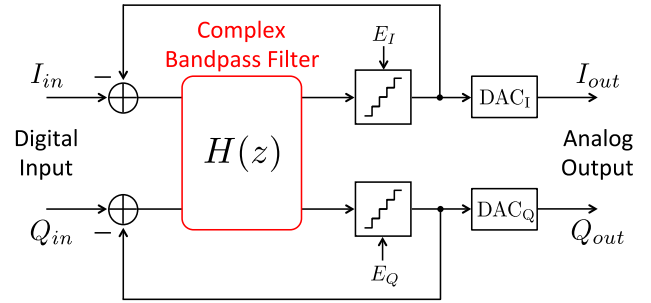


図2 複素バンドパス ΔΣ変調器の構成

Fig.2. Configuration of complex multi-bandpass ΔΣ DA modulator.

3. 複素マルチバンドパス ΔΣ DA 変調器

(3・1) 複素バンドパス ΔΣ DA 変調器 複素バンドパス ΔΣ DA 変調器は図 2に示すように、複素バンドパスフィルタ、2つのデジタル量子化器、2つの DA 変換器 (DAC) から構成される。デジタル量子化器は、後段の DAC のビット数を A とすると、上位 A ビット以外を切り捨てる役割をする。

入力信号、出力信号、量子化器で発生するノイズはそれぞれ以下のように表される。

$$X(z) = I_{in} + jQ_{in} \quad (8)$$

$$Y(z) = I_{out} + jQ_{out} \quad (9)$$

$$E(z) = E_I + jE_Q \quad (10)$$

複素フィルタの伝達関数を $H(z)$ とすると、その入出力関係は以下ようになる。

$$I_{out} + jQ_{out} = \frac{H(z)}{1+H(z)}(I_{in} + jQ_{in}) + \frac{1}{1+H(z)}(E_I + jE_Q) \quad (11)$$

ここで、信号伝達関数 $STF(z)$ 、ノイズ伝達関数 $NTF(z)$ を次のように定義する。

$$STF(z) = \frac{H(z)}{1+H(z)} \quad (12)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1+H(z)} \quad (13)$$

$H(z) \rightarrow \infty$ つまり入力周波数がフィルタの極と一致したとき $STF(z) \rightarrow \infty$, $NTF(z) \rightarrow 0$ となり、信号成分をそのまま通し、ノイズ成分を低減させることができる。

I と Q の 2 入力 2 出力を持つ複素バンドパス ΔΣ DA 変調器は 2 つのアナログ入力信号を同時に ΔΣ 変調し、2 つのデジタル信号として出力する。変調器内の 2 つの量子化器のノイズ $E(z)$ は複素ノイズシェーブされる。また変調器内の複素バンドパスフィルタの周波数特性は $\omega=0$ に対して対称ではない。2 つの実バンドパス ΔΣ DA 変調器の周波数特性と比較すると複素バンドパス ΔΣ DA 変調器の方が極の幅が広くなり (図 3)、信号帯域幅を広くとれるという利点がある。これは、複素信号は $\omega=0$ に対して非対称で極が 1 つであるのに対し、実信号は $\omega=0$ 対称で極が左右に 1 つずつ 2 つあるので 1 つ分の帯域幅は 1/2 になるためである。

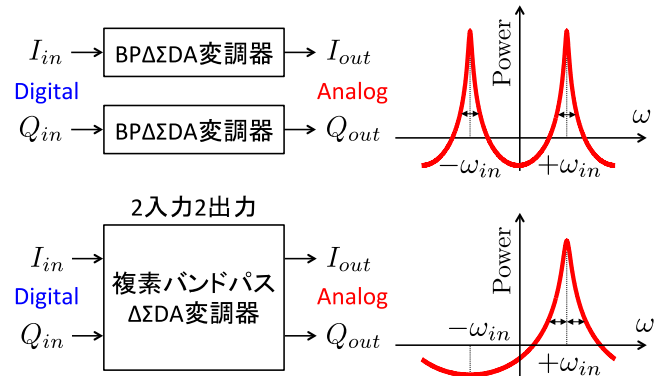


図3 実バンドパス ΔΣ変調器と複素バンドパス ΔΣ変調器の周波数特性

Fig.3. Frequency characteristics of real-bandpass ΔΣ modulator & complex-bandpass ΔΣ modulator.

(3・2) 2次複素マルチバンドパス ΔΣ DA 変調器 2次複素マルチバンドパス ΔΣ DA 変調器の構成を図 4に示す。複素フィルタ 1 つ分の伝達関数を $H(z)$ としたとき、変調器の STF と NTF はそれぞれ以下ようになる。

$$STF = \frac{abH^2}{1+abdH^2+jbcH} \quad (14)$$

$$NTF = \frac{1}{1+abdH^2+jbcH} \quad (15)$$

例えば、 $a=1/\sqrt{2}$, $b=\sqrt{2}$, $c=\sqrt{2}$, $d=-1$ のとき、

$$|STF| = \frac{H^2}{1+H^2} \quad (16)$$

$$|NTF| = \frac{1}{1+H^2} \quad (17)$$

となり、 $H(z) \rightarrow \infty$ つまり入力周波数がフィルタの極と一致したとき $STF(z) \rightarrow \infty$, $NTF(z) \rightarrow 0$ となり、信号成分をそのまま通し、ノイズ成分を低減させることができる。

$H(z) \rightarrow \infty$ となる周波数 (この変調器のゼロ点) ω_{zerd} は 2 章で述べたように (7) 式で表される。つまり、遅延素子の個数 N だけゼロ点が存在し、複数の信号周波数付近のノイズシェーブが実現可能となる (マルチバンドパス [7])。

〈3・3〉 シミュレーションによる複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の効果の確認 複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の有効性を確認するため MATLAB によるシミュレーションで検証を行った。シミュレーションでは図 4 に示される複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器を使用した。

入力には $e^{j\omega T} (= \cos \omega T + j \sin \omega T)$ を入れる。つまり、I 入力には \cos 、Q 入力には \sin の互いに直交するデジタルデータを入力する。

$$I_{in}(n) = \cos\{2\rho(f_{in}/f_s)n\} \quad (18)$$

$$Q_{in}(n) = \sin\{2\rho(f_{in}/f_s)n\} \quad (19)$$

図 5 には複素バンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の出力パワースペクトラムを示す。入力信号周波数は $f_s/4$ であり、 $N = 1$ とした。図 6 には複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の出力パワースペクトラムを示す。入力には $f_s/8$ 及び $5f_s/8$ のマルチトーン正弦波を入力し、 $N = 2$ とした。

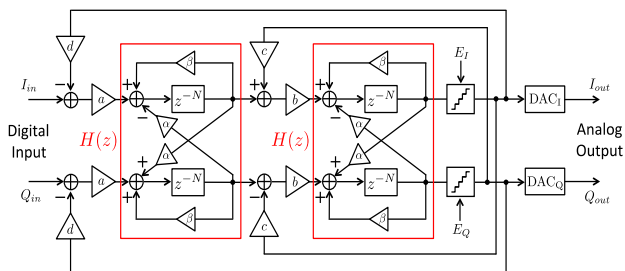


図4 2次複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器
Fig.4. 2nd-order complex multi-bandpass $\Delta \Sigma$ DA modulator.

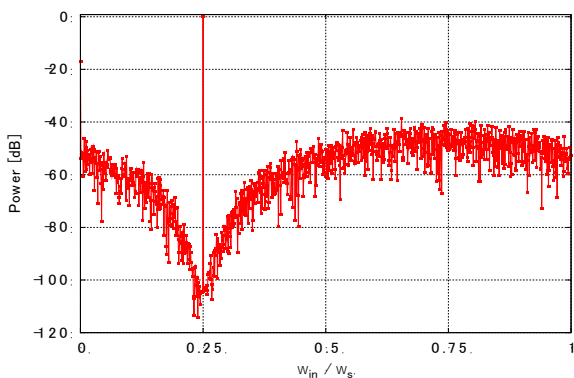


図5 複素バンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の出力パワースペクトラム

Fig.5. Output power spectrum of complex bandpass $\Delta \Sigma$ modulator.

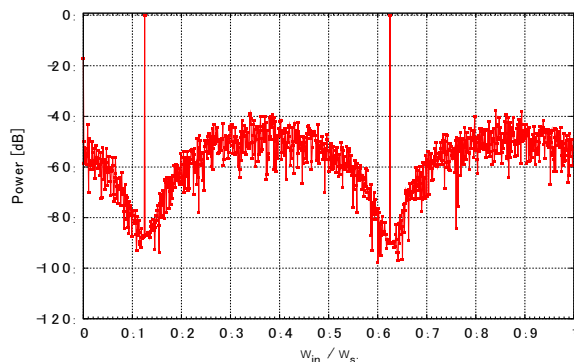


図6 複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の出力パワースペクトラム

Fig.6. Output power spectrum of a complex multi-bandpass $\Delta \Sigma$ modulator.

4. DAC 非線形性低減のための DWA-DAC

これまで、 $\Delta \Sigma$ DA 変調器出力段の DAC での非線形性は考慮しなかった。非線形性によって生じる誤差 δ を考慮した場合、SNDR の低下を引き起こす (図 7, 図 8)。

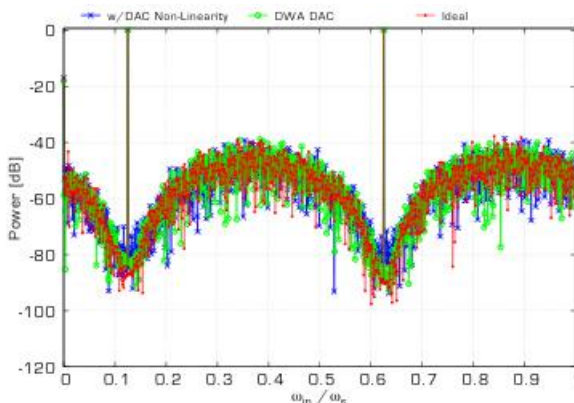


図7 複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の出力パワースペクトラムの比較

Fig.7. Comparison of output power spectrum of complex multi-bandpass $\Delta \Sigma$ modulators.

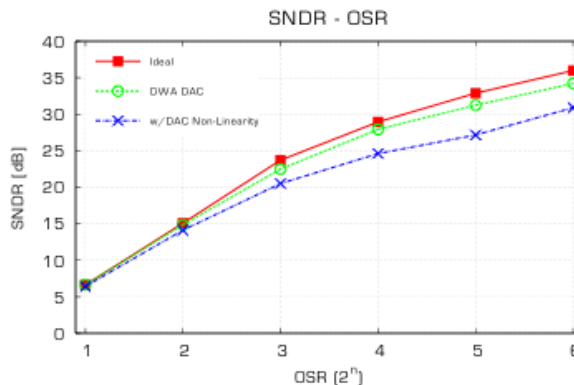


図8 複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の SNDR vs OSR の比較

Fig.8. Comparison of SNDR vs OSR of complex multi bandpass $\Delta \Sigma$ modulators.

DAC の非線形性は DAC を構成する容量間の微小なミス マッチによって生じる。容量は DAC 入力に応じて ON されるが、通常の DAC だと ON/OFF の頻度が高い容量と低い容量が出てきて、誤差が蓄積してしまう。

容量値の平均値からの各容量値差を $e(i)$ とすると $e(i)$ をすべて加算した値はゼロになる [8], [9]。

$$\sum_i^N e(i) = 0 \quad (20)$$

したがって、スイッチの位置は前回のスイッチ ON/OFF の切り替えポイントを示すポインタを用いて容量をローテーションして使うように制御すると万遍なくスイッチが選択され DAC の誤差は累積することなく絶えずリセットされる。

そこで、通常の DAC に上で述べたポインタを付加した DWA (Data Weighted Averaging) DAC [10]–[15] を適用する。すると図 9 のような DAC 前段にデジタル積分器、後段にアナログ微分器を備え、Noise-Shaping 機能を持つフィルタを等価的に実現できる。図 7, 図 8 は図 9 の等価回路を用いた場合のシミュレーション結果である。

図 7, 図 8 に示すように DWA-DAC を用いることによって DAC の非線形性によって生じる誤差が低減され、SNDR が向上しているのがわかる。

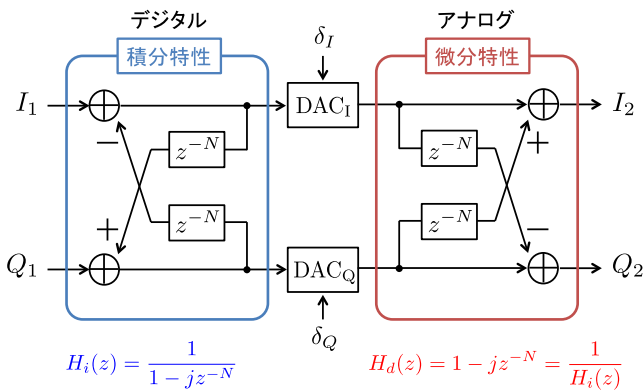


図9 DWA-DAC の等価回路

Fig.9. Equivalent circuit of DWA-DAC.

5. まとめと今後の課題

本論文では、携帯電話や無線 LAN 等の受信チップ評価用 I,Q 信号発生のための複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DAC について検討した。

帯域内に複数の極をつくることのできる複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の有効性を確認するため MATLAB によるシミュレーションで検証を行った。

DWA-DAC のシミュレーションは、図 9 に示す等価的なもの (DAC 前段にデジタル積分器、後段にアナログ微分器があるもの) で行ったので、今後はこれと等価な処理をすべてデジタルでできるようなアルゴリズムの開発を行う。

謝辞 有意義な御討論をいただきました、高井伸和先生、新津葵一先生、山口隆弘先生、辻将信氏、梅田定美氏、土橋則亮氏、塩田良治氏、渡邊雅史氏に感謝致します。

文 献

- [1] K. W. Martin, "Complex signal processing is not complex," IEEE Trans. on Circuits and Systems I, vol.51, no.9 pp.1823-1836 (Sept. 2004).
- [2] J. Otsuki, H. San, H. Kobayashi, T. Komuro, Y. Yamada, A. Liu "Reducing Spurious Output of Balanced Modulators by Dynamic Matching of I, Q Quadrature Paths", IEICE Trans. on Electronics, E88-C, no.6, pp.1290-1294 (June 2005).
- [3] H. Kobayashi, J. Kang, T. Kitahara, S. Takigami, H. Sakamura "Explicit Transfer Function of RC Polyphase Filter for Wireless Transceiver Analog Front-End", 2002 IEEE Asia-Pacific Conference on ASICs, pp.137-140, Taipei, Taiwan (Aug. 2002).
- [4] 小林春夫, 山口隆弘 「デジタルアシスト・アナログテスト技術」 電子情報通信学会集積回路研究会, 大阪 (2010年7月)
- [5] 小林春夫, "ミクストシグナル SOC テスト容易化技術への挑戦", SEMICON Japan 2010 SEMI テクノロジー・シンポジウム (STS テストセッション) (2010年12月)
- [6] 小林春夫, 新津葵一, 高井伸和, 山口隆弘 「デジタルアシスト・アナログRFテスト技術 - サブ 100nm ミクストシグナルSOCのテストの検討」 電子情報通信学会 総合大会, 東京(2011年3月)
- [7] 元澤篤史, 萩原 広之, 山田 佳央, 小林 春夫, 小室 貴紀, 傘 昊 「マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器技術とその応用」 電子情報通信学会誌 和文誌C vol. J90-C, no.2, pp.143-158 (2007年2月)
- [8] 和田宏樹, 小林春夫, 傘昊 「マルチ ビット複素バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器 1次 DWA アルゴリズムの実現回路の検討」 電気学会 電子回路研究会, pp.1-6 函館 (2004年6月)
- [9] 萩原広之, 傘昊, 小林春夫 「マルチ ビット・ローパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器 2次 DWA アルゴリズムの提案」 電気学会 電子回路研究会, pp.7-12 函館 (2004年6月)
- [10] H. San, Y. Jingu, H. Wada, H. Hagiwara, A. Hayakawa, H. Kobayashi, T. Matasuura, K. Yahagi, J. Kudoh, H. Nakane, M. Hotta, T. Tsukada, K. Mashiko, and A. Wada, "A Second-Order Multi-bit Complex Bandpass $\Delta\Sigma$ AD Modulator With I, Q Dynamic Matching and DWA algorithm" IEICE Trans. Electronics, vol.E90-C, no.6, pp.1181-1188 (June 2007).
- [11] H. San, Y. Jingu, H. Wada, H. Hagiwara, A. Hayakawa, J. Kudoh, K. Yahagi, T. Matsuura, H. Nakane, H. Kobayashi, M. Hotta, T. Tsukada, K. Mashiko, A. Wada "A Multibit Complex Bandpass $\Delta\Sigma$ AD Modulator with I, Q Dynamic Matching and DWA Algorithm" Asian Solid-State Circuits Conference, Hangzhou, China (Nov. 2006).
- [12] H. San, A. Hagiwara, A. Motozawa, H. Kobayashi "DWA Algorithms for Multibit Complex Bandpass $\Delta\Sigma$ AD Modulators of Arbitrary Signal Band" IEEE International Analog VLSI Workshop, Hangzhou, China (Nov. 2006).
- [13] 傘昊, 萩原広之, 元澤篤史, 山田佳央, 小林春夫, 「任意信号帯域のマルチビット複素バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器用 DWA アルゴリズム」 電気学会, 電子回路研究会, 桐生 (2006年3月)
- [14] 元澤篤史, 萩原 広之, 山田 佳央, 小林 春夫, 小室 貴紀, 傘 昊 「マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器用 DWA アルゴリズムとその応用」 電子情報通信学会, 第19回 回路とシステム (軽井沢) ワークショップ (2006年4月)
- [15] 萩原広之, 元澤篤史, 小林春夫, 小室貴紀, 傘昊 「マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器の DWA アルゴリズム」 電気学会, 電子回路研究会, 那須塩原 (2005年12月)