

複素 $\Delta\Sigma$ 変調器による高周波信号生成の検討

村上 正紘* 小林 春夫 (群馬大学)

A Study of Radio Frequency Signal Generation with Complex $\Delta\Sigma$ Modulaor

Masahiro Murakami*, Haruo Kobayashi (Gunma University)

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，I-Q 信号，アップコンバージョン
(Keywords : Complex Filter, Complex Multi-Band Pass $\Delta\Sigma$ Modulator, I-Q Signal, Up Conversion)

1. はじめに

近年、通信システムにおけるデジタル・アナログ変換器 (Digital to Analog Converter : DAC) の低コスト化、低消費電力化、高性能化の要求が特に高まっている。通信デバイスが安価で高性能になってきているので、I-Q (In-phase・Quadrature-phase) 信号を生成するトランスミッタ内部の DAC はより複雑になってきている。[1, 2, 3] また、回路の複雑化と高性能化によって通信アプリケーション用の IC のテストコストも、増えてきている。そこで、低コストで高精度な I-Q 信号が要求される。[4] 本論文では、I-Q 信号をデジタルリッチな構成で生成するための、複素バンドパスデルタシグマ DA 変調器の有効性を検討する。また、I-Q 信号をアップコンバージョンにより高周波信号に変換できることをシミュレーションにより確認する。

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。 β と α 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。

$$I_{out} = z^{-N}((\beta I_{in} - \alpha Q_{in}) - \beta I_{out} - \alpha Q_{out}) \quad (1)$$

$$Q_{out} = z^{-N}((\beta Q_{in} + \alpha I_{in}) + \beta Q_{out} + \alpha I_{out}) \quad (2)$$

(1), (2)より、複素出力は

$$I_{out} + jQ_{out} = \frac{\beta + j\alpha}{z^N - (\beta + j\alpha)}(I_{in} + jQ_{in}) \quad (3)$$

つまり、伝達関数 $H(z)$ は以下のようになる。

$$H(z) = \frac{\beta + j\alpha}{z^N - (\beta + j\alpha)} \quad (4)$$

$$z = e^{j\omega T} \quad \left(T = \frac{1}{f_s}\right) \quad (5)$$

$$\beta = \cos \theta, \quad \alpha = \sin \theta \quad (6)$$

ゆえに、伝達関数 $H(z)$ の極は、

$$\omega_{zero} = \frac{\frac{2\pi}{\theta} \cdot m + 1}{\frac{2\pi}{\theta} \cdot N} \omega_s \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (7)$$

で与えられる。

(7)式から θ を変えることによって任意の極が選べることがわかる。

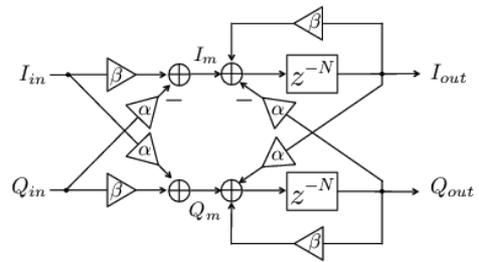


図1 複素フィルタの構成

Fig.1. Configuration of a complex filter.

3. 複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器

〈3・1〉複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ 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。

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のようになる。

$$I_{out} + jQ_{out} = \frac{H(z)}{1 + H(z)}(I_{in} + jQ_{in}) + \frac{1}{1 + H(z)}(E_I + jE_Q) \quad (8)$$

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。

$$STF(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)} \quad (9)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1 + H(z)} \quad (10)$$

$H(z) \rightarrow \infty$ 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 $\Delta\Sigma$ DA 変調器は 2 つのアナログ入力信号を同時に $\Delta\Sigma$ 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 $\Delta\Sigma$ DA 変調器の周波数特性と比較すると複素バンドパス $\Delta\Sigma$ 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。

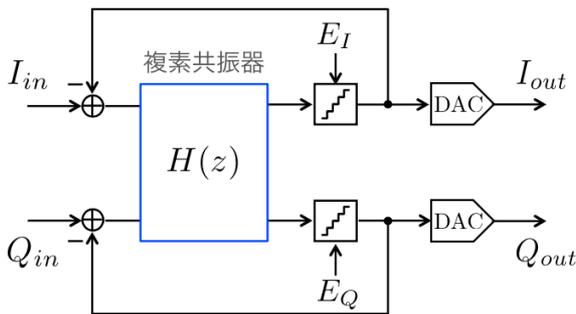


図2 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器の構成

Fig.2. Configuration of complex multi-bandpass $\Delta\Sigma$ DA modulator.

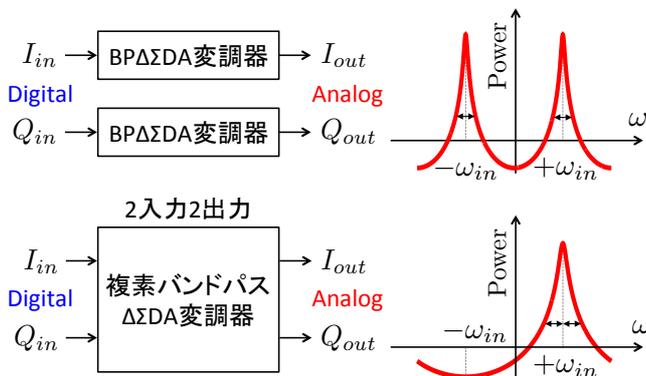


図3 実バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器と複素バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器の周波数特性

Fig.3. Frequency characteristics of real-bandpass $\Delta\Sigma$ modulator & complex-bandpass $\Delta\Sigma$ modulator.

〈3・2〉 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。

$$I_{in}(n) = \cos 2\pi(f_{in}/f_s n) \quad (11)$$

$$Q_{in}(n) = \sin 2\pi(f_{in}/f_s n) \quad (12)$$

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。

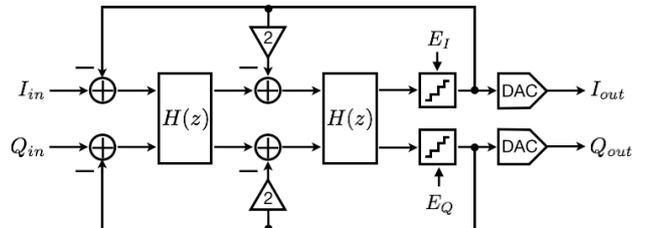


図4 2次複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器

Fig.4. 2nd-order complex multi-bandpass $\Delta\Sigma$ DA modulator.

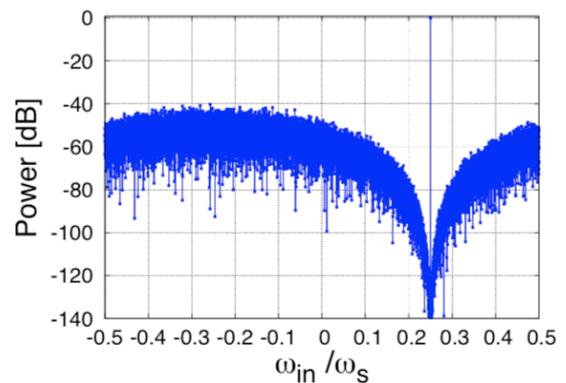


図5 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の出力パワースペクトラム ($N=1$)

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

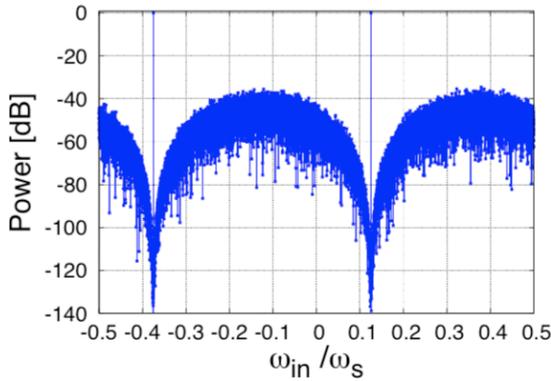


図6 複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA変調器の出力パワースペクトラム(N=2)

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

4. アップコンバージョン

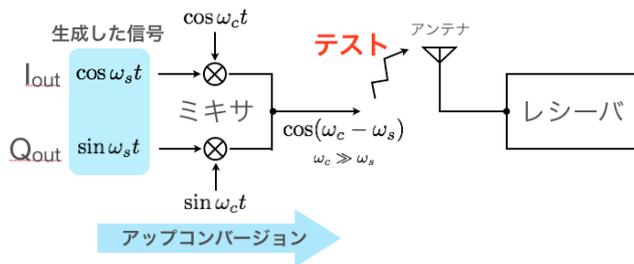


図7 出力信号のアップコンバージョン

Fig.7. Up conversion of output signals.

複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DACで生成したI-Q信号を改めて以下のように定義する。

$$I_{out} = \cos \omega_s t \quad (13)$$

$$Q_{out} = \sin \omega_s t \quad (14)$$

ミキサでのキャリア周波数を ω_c とする ($\omega_c \gg \omega_s$)。ミキサの出力信号Yは、以下のように表せる。

$$Y = \cos \omega_s t \cdot \cos \omega_c t + \sin \omega_s t \cdot \sin \omega_c t \\ = \cos(\omega_c - \omega_s) \quad (15)$$

よって、 $\omega_c \gg \omega_s$ より、信号は高い周波数に変換できる。

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。

比較的周波数の低い、レシーバ内部のADCのテストだけでなく、比較的周波数の高い、レシーバ本体のテストのた

めに、複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DAC出力のI-Q信号をアップコンバージョンすることを検討した。

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" IEEE 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" IEEJ 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)
- [16] M. Murakami, S. N. Mohyar, H. Kobayashi, et. al., "Study of Complex Multi-Bandpass $\Delta\Sigma$ Modulator for I-Q Signal Generation," The 4th IEICE International Conference on Integrated Circuits Design and Verification, Ho Chi Minh City, Vietnam (Nov. 2013).
- [17] 村上 正紘, 小林 春夫 「複素マルチバンドパスDWAアルゴリズムの効果検討」電気学会 電子回路研究会, 秋田 (2014年10月)
- [18] 村上正紘, 小林春夫 「複素マルチバンドパス DAC の線形性向上アルゴリズム」電子情報通信学会 第37回アナログRF研究会(2014年12月)