

複素ノイズ結合型バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器

Complex Noise-coupled Bandpass $\Delta\Sigma$ AD Modulator

傘 昊
Hao San

小林 春夫
Haruo Kobayashi

群馬大学大学院 工学研究科 電気電子工学専攻
Department of Electronic Engineering, Graduate School of Engineering, Gunma University

1 まえがき

低中間周波数 (Low-IF) 受信機回路で用いられる ADC の高精度化を低消費電力で実現するため、ノイズ結合手法を複素 $\Delta\Sigma$ AD 変調器に適用し、2 次の積分器回路で 3 次複素ノイズ・シェーブを実現できる構成を提案する。オペアンプを用いず、受動回路だけで複素ノイズ結合回路を構成し、高分解能を低消費電力で実現できる。

2 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器

Low-IF 受信方式は DC 領域から離れた周波数帯域で信号処理を行うため、DC オフセットとフリッカノイズの影響を回避できる。この方式において、複素バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器を用いる場合、信号成分のみの AD 変換を行い、低消費電力となる。2 つの実バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器を用いる場合、信号成分のみならず、イメージ成分も AD 変換を行い、消費電力が大きくなってしまう。図 1(A) に示す複素バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器は複素バンドパスフィルタ、二つのマルチビット ADC と DAC によって構成する [1]。入力信号を $X(z) = I_{in} + jQ_{in}$ 、出力信号を $Y(z) = I_{out} + jQ_{out}$ 、内部 ADC の量子化ノイズを $E_q(z) = E_I + jE_Q$ 、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。

$$Y(z) = STF(z) \cdot X(z) + NTF(z) \cdot E_q(z) \quad (1)$$

$$STF(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)}, \quad NTF(z) = \frac{1}{1 + H(z)} \quad (2)$$

式 (1) から、複素 $\Delta\Sigma$ AD 変調器は I と Q のアナログ入力に対し、同時に AD 変換を行い、複素デジタル信号を出力する。二つの内部 ADC の量子化ノイズは同時にノイズ・シェーブされる。

3 複素ノイズ結合型バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器の提案
ノイズ結合型 $\Delta\Sigma$ AD 変調器は内部 ADC の量子化ノイズを遅延させ、再び ADC に入力する手法で、前段のループ・フィルタ回路を変更せず、変調器の次数を上げることができ、高分解能を実現する [2]。この手法を複素 $\Delta\Sigma$ AD 変調器に適用した構成を図 1(B) で示す。点線で囲む部分では、I と Q 経路で量子化ノイズを算出し、遅延させた後、各経路の ADC ではなく、クロスしてそれぞれを Q と I 経路の ADC に入力する。各ノードの信号は

$$\begin{aligned} I_b + jQ_b &= (-I_a + I_{out}) + j(-Q_a + Q_{out}) \\ &= E_I(z) + jE_Q(z) \\ I_a + jQ_a &= 1 - jz^{-1}(E_I(z) + jE_Q(z)) \end{aligned}$$

となる。従って、変調器全体の入出力関係は下式となる：

$$Y(z) = STF(z) \cdot X(z) + NTF'(z) \cdot E_q(z) \quad (3)$$

$$NTF'(z) = NTF(z) \cdot (1 - jz^{-1}) \quad (4)$$

式 (3) と (4) から、上記手法で複素のノイズ結合を実現できる。従来式複素変調器の $NTF(z)$ に対し、提案変調器のノイズ伝達関数 $NTF'(z)$ の有効次数は 1 次増加し、信号帯域内の量子化ノイズのパワーを効率的に抑える。内部ではマルチビット ADC/DAC を用いるため、変調器全体の安定性の劣化は無く、高次の $\Delta\Sigma$ AD 変調器を実現できる。提案構成の実現回路は容量とスイッチの受動素子のみの追加で実現でき (オペアンプの追加は不要)、低消費電力で高い SQNDR (Signal-to-Quantization-Noise and Distortion Ratio) を実現できる。

4 シミュレーションによる動作確認

MATLAB によるシミュレーション結果の比較を図 2 で示す。図 1(A) の 2 次複素バンドパス変調器に対し、複素ノイズ結合を追加した図 1(B) 提案構成では、3 次のノイズ・シェーブを実現し、より高い SQNDR が得られることが確認できた。

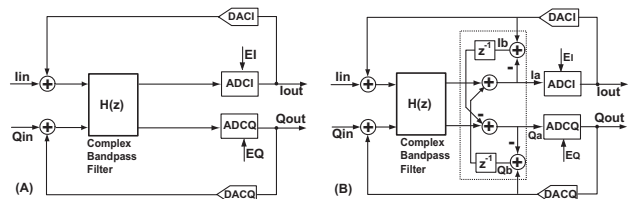


図 1 (A) 従来式 (B) 提案した 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ AD 変調器

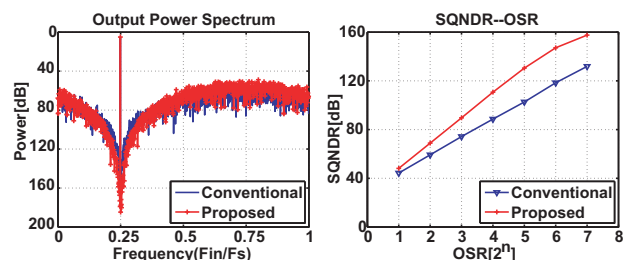


図 2 シミュレーション結果の比較

参考文献

- [1] H. San, et al., "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.
- [2] K. Lee, et al., "Noise-coupled delta-sigma ADCs," Electron. Lett., Vol. 42, No. 24, pp. 1381-1382, Nov. 2006.