

# インターリーブADCでのタイミングスキュー影響の デジタルフィルタによる補正技術

## Digital Correction Algorithm for Timing Skew Effects in Time-Interleaved ADC Systems

浅見幸司† 黒沢烈士†† 立岩武徳†† 宮島広行†† 小林春夫††

† (株) アドバンテスト †† 群馬大学

Koji ASAMI† Tsuyoshi KUROSAWA†† Takenori TATEIWA†† Hiroyuki MIYAJIMA††  
Haruo KOBAYASHI††

† Advantest Corporation †† Gunma University

### 1 はじめに

電子デバイスは絶え間無く高速化し、それに伴ってデジタルオシロスコープや LSI テスター(半導体試験装置)などの電子計測器への性能要求が増大している。そこではますます高速サンプリングで動作するアナログ/デジタル変換器(ADC)が要求される。本論文ではインターリーブADCシステムのデジタル手法による高精度化アルゴリズムを記述する。

インターリーブADCシステムでは複数( $M$ )チャンネルADC ( $ADC1, ADC2, \dots, ADCM$ )がそれぞれ $M$ 位相のクロックによって動作し、全体として各チャンネルADCの $M$ 倍のサンプリング速度のADCを実現する(図1)。インターリーブADCシステムは高速サンプリングを実現する効果的な方法であり、電子計測器を中心に広く用いられている。理想的には各チャンネルADCの特性を全て等しく、各チャンネルADCへのクロックスキューはゼロにしたい。しかしながら実際にはADCはアナログ回路部を含むのでチャンネル間にオフセット、ゲイン、帯域、線形性のミスマッチが存在し、またチャンネルADCに供給されるサンプリング・クロック間にはタイミングスキューが存在する。それらはいわゆる“パターンノイズ”を引き起こし、インターリーブADCシステム全体としてのSNDRやSFDRを著しく低下させる[1]。実用上はチャンネル間の特性の均一性を確保するために何らかの補正を用いることが多い。

本研究では[6][7]の内容を発展させ、タイミングスキューの補正のためのデジタルフィルタ

の設計方法を時間領域と周波数領域の2つの観点から提案し、その有効性を確認する。この技術によりクロック間スキューのアナログ的校正が不要である(もしくは大幅に軽減できる)。

### 2 インターリーブADCのタイミングスキュー問題

インターリーブADC(図1)では各チャンネルADCにアナログ回路部を含むので製造ばらつきによりチャンネル間での特性ミスマッチが生じ、時間領域ではいわゆる“パターンノイズ”, 周波数領域ではスプリアスを生じる。[1, 2]

インターリーブADCでは理想的にはそれぞれのサンプリングのタイミングが正確に $1/M$ ずつ位相がずれたものを用いる。しかし実際のインターリーブADCはサンプリングのタイミングは各ADCのクロックの配線遅延などのずれにより、これらのチャンネル・サンプリング・クロック間にスキューが生じてしまう。

サンプリング回路でタイミングの誤差はサンプル値の誤差を生じさせる。その結果タイミングスキューは時間領域では位相変調(PM)がかかったパターンノイズを生じさせ(図2(b)), 周波数領域ではスプリアスを生じさせる(図2(c))。その影響は入力信号のスルーレートに比例する。(すなわち高周波・大振幅入力信号になるほどこの影響は大きい)

### 3 タイミングミスマッチ補正用フィルタ

インターリーブADCにおいて、チャンネル間ミスマッチを補正するために、著書らはこれまでフーリエ変換をベースとした周波数軸上での処理を

報告してきた[3][4]．ここでは、その補正原理に基づき、デジタルフィルタを設計する．まず2チャンネル構成において、各 ADC 出力のスペクトラムは、次のようになる．

$$\begin{aligned} X_1(f) &= \frac{1}{2T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{2T_s}\right) \\ X_2(f) &= \frac{1}{2T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{2T_s}\right) e^{-j\pi k} \end{aligned} \quad (1)$$

これらをインターリーブした結果は次のようになる．

$$\begin{aligned} X(f) &= X_1(f) + X_2(f) \\ &= \frac{1}{2T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{2T_s}\right) (1 + e^{-j\pi k}) \end{aligned} \quad (2)$$

ここで

$$1 + e^{-j\pi k} = \begin{cases} 2, & k: \text{偶数} \\ 0, & k: \text{奇数} \end{cases} \quad (3)$$

であることから、(2)式は次のようになる．

$$X(f) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{T_s}\right) \quad (4)$$

この式は、サンプリングにより発生するスペクトラムのレプリカが、 $1/T_s$  毎に発生することを示している．つまり、インターリーブによりサンプリングレートが2倍になったことを意味する．

次に ADC 1 を基準とした ADC 2 のサンプリング・タイミング・スキューを  $\tau$  とする．このとき各 ADC 出力のフーリエ変換は次のように表せる [3]．

$$X_1(f) = \frac{1}{2T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{2T_s}\right) \quad (5)$$

$$X_2(f) = \frac{1}{2T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{2T_s}\right) e^{-j2\pi\tau(f-k/(2T_s))} e^{-j\pi k} .$$

この場合、

$$X(f) = \frac{1}{2T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{2T_s}\right) \left(1 + e^{-j2\pi\tau(f-k/(2T_s))} e^{-j\pi k}\right) \quad (6)$$

となり、 $k$  が奇数であってもレプリカが残ってし

まう．これがインターリーブ ADC 特有のスプリアスとなる．

ここで、実際に取り扱うデータの信号帯域は、DC からインターリーブ ADC 全体のサンプリングレートの2分の1までである．つまり、 $k=0,1,2$  のみを考えればよい．そこで、(5)式を書き直すと、次のようになる．

$$X_1(f) = \frac{1}{2T_s} \sum_{k=0}^2 X\left(f - \frac{k}{2T_s}\right) \quad (7)$$

$$X_2(f) = \frac{1}{2T_s} \sum_{k=0}^2 X\left(f - \frac{k}{2T_s}\right) e^{-j2\pi\tau(f-k/(2T_s))} e^{-j\pi k} .$$

この場合  $k=1$  の成分がスプリアスとなる．したがって(7)式において、 $X_2$  に対して、

$$H_2(f) = e^{j2\pi\tau(f-1/(2T_s))} \quad (8)$$

の特性を持つフィルタを掛けることで、 $k=1$  の成分を消去することができる．また補正処理を施した結果、元の信号成分も変換しているため、補正後に信号成分を元に戻すためのフィルタを掛けておく必要がある．

(8)式に基づき、補正用フィルタを作成する．フィルタは FIR フィルタを用い、実際には次数に応じた群遅延を考慮する必要がある．そのため、 $X_1$  にも群遅延を合わせるためにフィルタを掛けておく．フィルタによる群遅延を  $\xi$  とすると、各々にかけるフィルタは次のようになる．

$$H_1(f) = e^{-j2\pi f \xi} \quad (9)$$

$$H_2(f) = e^{-j2\pi f \xi} e^{j2\pi\tau(f-1/(2T_s))} .$$

#### 4 サンプリング・タイミング・スキューの同定

周波数特性  $H_k(j\omega)$  を同定することにより、タイミングスキューの大きさを同定することができる．この同定のためには基準 DC, AC 信号発生器等が必要であるが我々は大規模なシステムである LSI テスターへの応用を目標としておりそこでは充分実現可能なアプローチである．(しかしながらここでの提案手法は民生用エレクトロニクス製品には必ずしも適していない.)

同定の方法については、すでに [4] で考案・発

表した周波数領域でゲイン，タイミング，帯域の mismatches を同定するアルゴリズムを用いる。

## 5 提案タイミングスキュー補正アルゴリズム

提案するデジタルフィルタを用いてインターリーブ ADC のタイミングスキュー校正を行うことを検討する。インターリーブ ADC のチャンネル間 mismatches の補正の際に注意すべきことは入力信号帯域が，DC からインターリーブ ADC 全体のサンプリングレートの 2 分の 1 までであり，各チャンネル ADC のナイキスト周波数を越えた帯域信号を扱わなければならないことである。

タイミング mismatches 補正用のフィルタを用いたブロック図を図 3 に示す。

タイミングスキューのあるインターリーブ ADC に対して，提案するデジタルフィルタによりタイミングスキュー校正を行う。補正方法は ADC からの出力にアップサンプリングを施し，インターリーブ後の出力周波数にあわせる。これにより，今回提案するタイミング mismatches の補正が行えるようにする。ADC のそれぞれの出力をデジタルフィルタに入力し，加算を行いインターリーブさせる。

## 6 提案アルゴリズムのシミュレーション

インターリーブ ADC のタイミングスキューの影響に対して提案補正法の有効性を確認するため，2ch インターリーブ ADC でシミュレーションを行った。シミュレーションにもちいたフィルタの特性を図 4 に示す。

図 5 はタイミング mismatches がある時の出力である。これに対し，図 6 はタイミング mismatches 補正用のフィルタを用いてタイミングスキュー校正を行った結果である。タイミング mismatches 補正用のフィルタでのタイミングスキュー校正は，インターリーブ後のナイキスト周波数までの位相誤差補正が可能である。

次に一定周波数帯域を持つ入力信号に対して前述のタイミング mismatches があるインターリーブ ADC でシミュレーションを行った (図 7)。補正を行わないと出力スペクトルにスプリアスが多数出現していることがわかる (図 7(a))。この信号に対してデジタルフィルタによる補正を施

した結果を図 7(b) に示す。このような一定周波数帯域をもつ信号ではタイミング mismatches による歪みが信号帯域内へも回り込んでくるが，提案手法で補正が可能であることが確認できた。

デジタルフィルタに窓関数(カイザー窓( $\alpha=4$ ))を掛けた。窓関数を掛けることによりフィルタの打ち切り誤差の影響を弱めることにより，高性能にできる。その結果をそれぞれ図 9 に示す。窓関数を掛けたことによりスプリアスの低減，位相応答の安定化を行えることが確認できた。

またインターリーブ ADC の Nyquist 周波数を越えた信号に対してタイミングスキュー校正を行うことを検討する。Nyquist 周波数を越えた信号を図 10 に示す。このフィルタによりタイミングスキュー校正した結果を図 11 に示す。このデジタルフィルタのアルゴリズムを用いれば，アンダーサンプリングされた信号に対しても位相誤差補正が行えることが確認できた。

## 7 まとめと今後の課題

インターリーブ ADC でのデジタルフィルタによるタイミング mismatches の影響を除去するアルゴリズムを提案し，その有効性をシミュレーションで確認した。今後は，打ち切り誤差の影響を考慮しその対策を施し，実際のハードウェアでの実験で有効性を確認していく。

## 参考文献

- [1] N. Kurosawa, H. Kobayashi, K. Maruyama, H. Sugawara, K. Kobayashi, "Explicit Analysis of Channel Mismatch Effects in Time-Interleaved ADC Systems", *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol.48, no.3, pp.261-271 (March 2001).
- [2] N. Kurosawa, H. Kobayashi, K. Kobayashi, "Channel Linearity Mismatch Effects in Time-Interleaved ADC Systems", *IEICE Trans. on Fundamentals*, vol. E85-A, no. 4, pp.749-756 (April 2002).
- [3] K. Asami "An Algorithm to Improve the Performance of M-channel Time-Interleaved A-D Converters", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E90-A, no.12, pp.2846-2852, Dec. 2007.

- [4] K. Asami, T. Suzuki, H. Miyajima, T. Taura, H. Kobayashi, "Technique to Improve the Performance of Time-Interleaved A-D Converters with Mismatches of Non-linearity", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E92-A, no.2, pp.374-380 (Feb. 2009).
- [5] K. Asami, "Technique to Improve the Performance of Time-Interleaved A-D Converters," *Proc. of IEEE International Test Conference*, Paper 34.1, Austin (Nov.2005).
- [6] 浅見幸司, 黒沢烈士, 立岩武徳, 宮島広行, 小林春夫 「インターリーブ ADC でのタイミングスキュー影響のデジタル補正技術」 電子情報通信学会 集積回路研究会 (2009年10月)
- [7] 浅見幸司, 宮島広行, 黒沢烈士, 立岩武徳, 小林春夫, 「デジタルフィルタの新線形位相条件と回路システムへの応用」 電気学会 電子回路研究会, 桐生 (2010年3月).

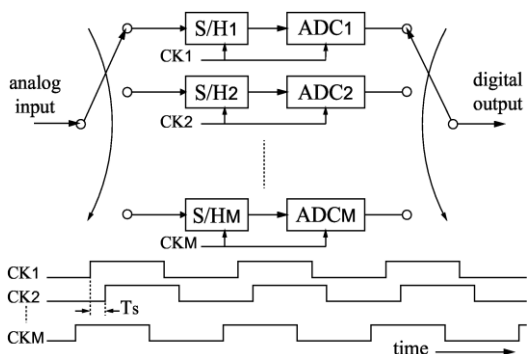
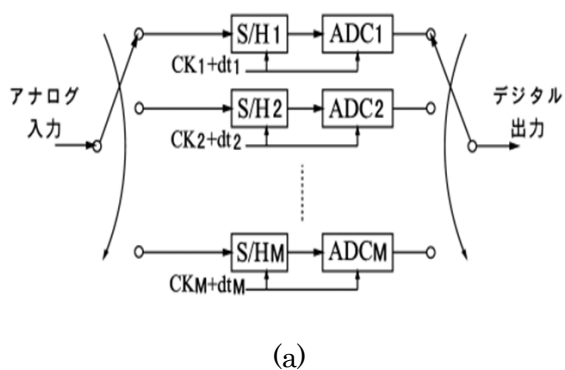
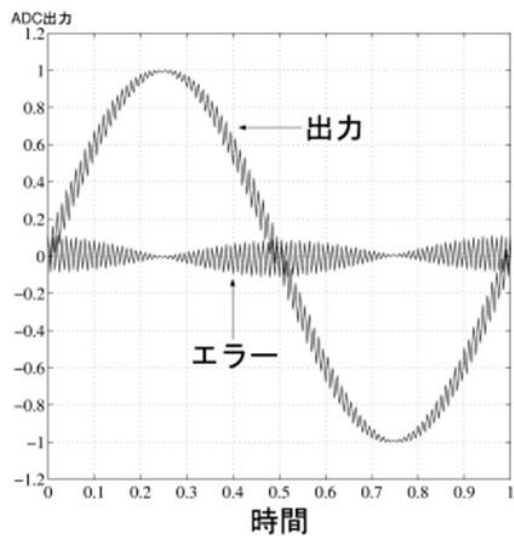


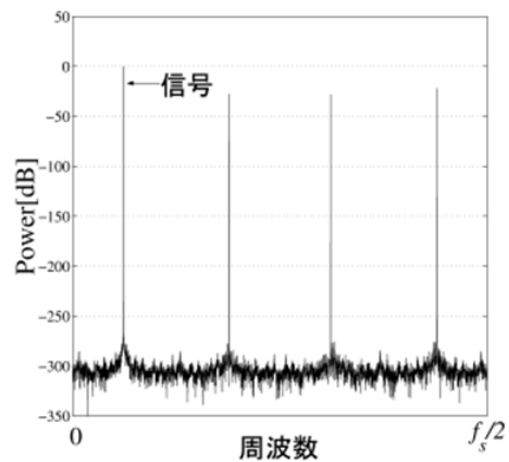
図1：インターリーブ ADC システム.



(a)



(b)



(c)

図2：タイミング・スキューの影響. (a) タイミング・スキューのモデル.  $dt_k$  は  $k$  番目クロックのスキューを表わす. (b) 正弦波入力に対する ADC 出力と誤差の時間波形. (c) ADC 出力パワースペクトル.

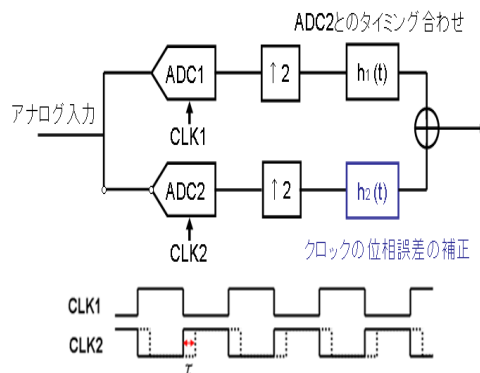
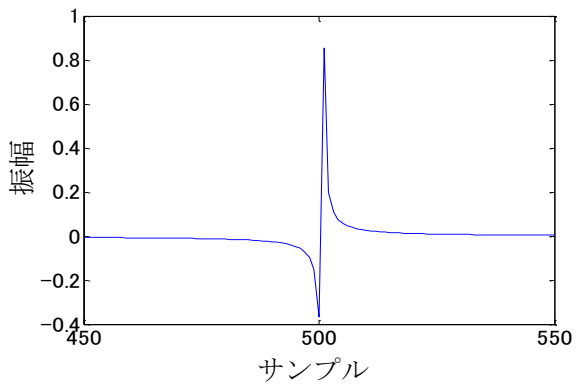
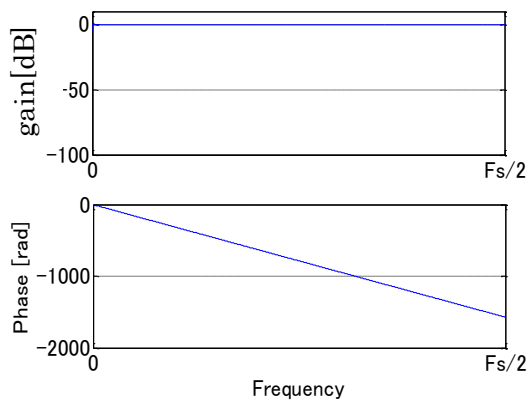


図3：タイミングミスマッチ補正用フィルタでのタイミングスキュー校正のブロック図.



(a)



(b)

図 4 : タイミングミスマッチ補正用フィルタの特性. (a)インパルス応答. (b)位相応答と周波数特性.

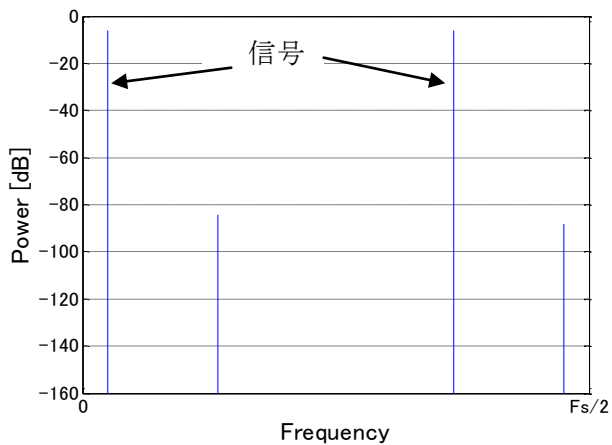


図 5 : タイミングスキューの出力スペクトラムへの影響.

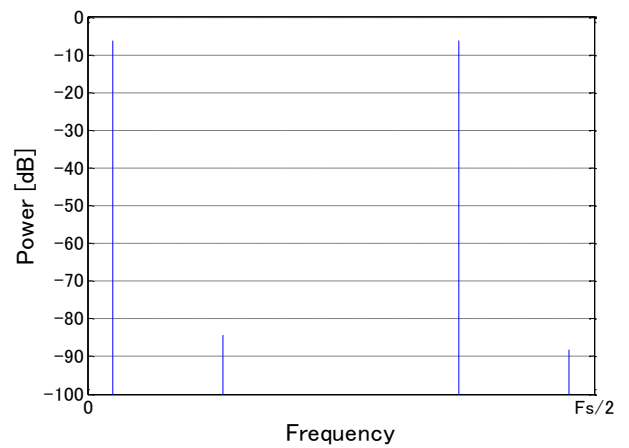
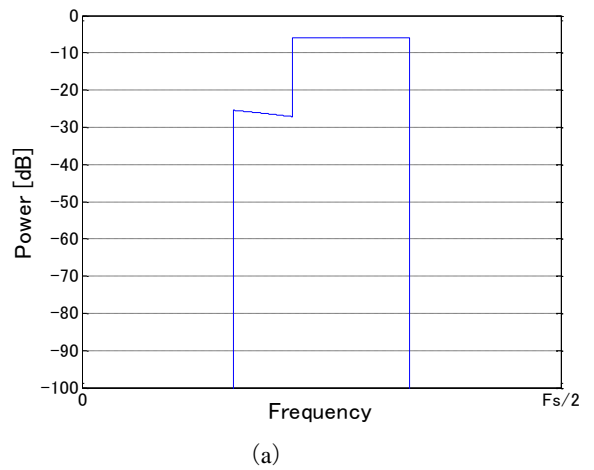
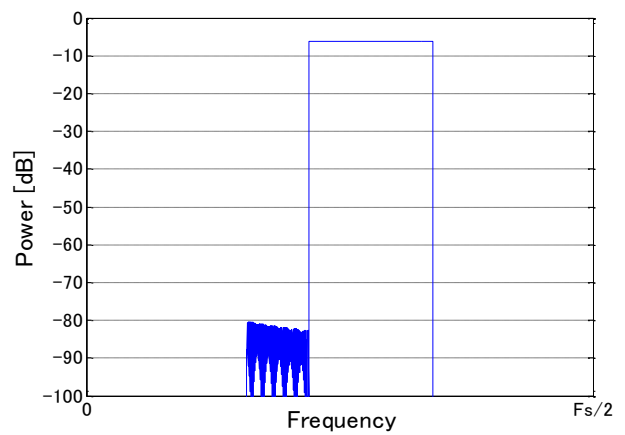


図 6 : タイミングミスマッチの補正結果のインターリーブ ADC 出力パワースペクトル.

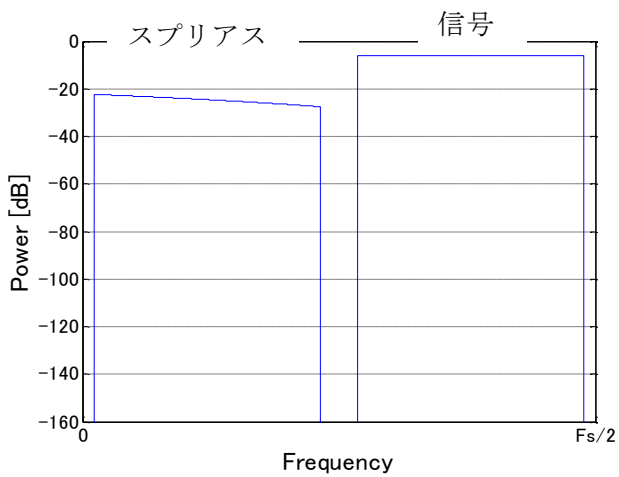


(a)

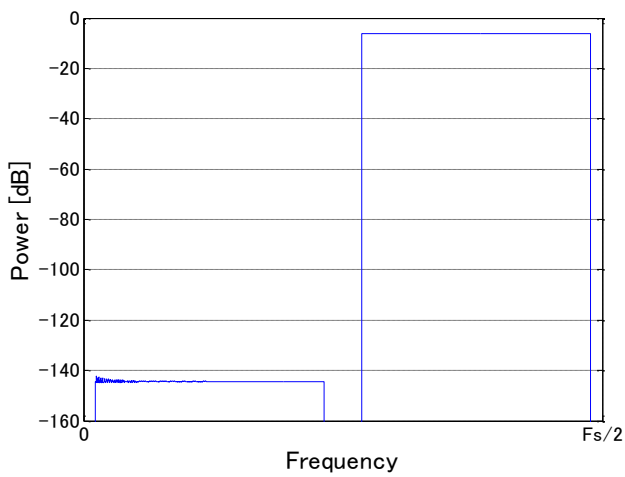


(b)

図 7 : 帯域を持つ信号を入力した場合のインターリーブ ADC 出力パワースペクトル. (a) タイミングミスマッチ補正なし. (b) 補正あり.



(a)



(b)

図 8 : 帯域を持つ信号を入力した場合のインターリーブ ADC 出力パワースペクトル。(a) タイミングミスマッチ補正なし。(b) 補正あり。

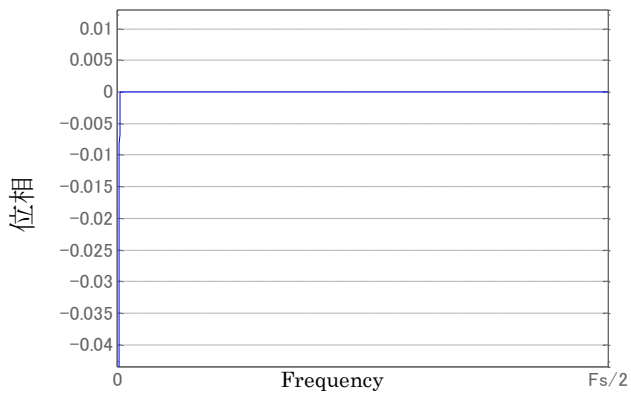


図 9 : 窓関数を掛けたデジタルフィルタの位相応答。

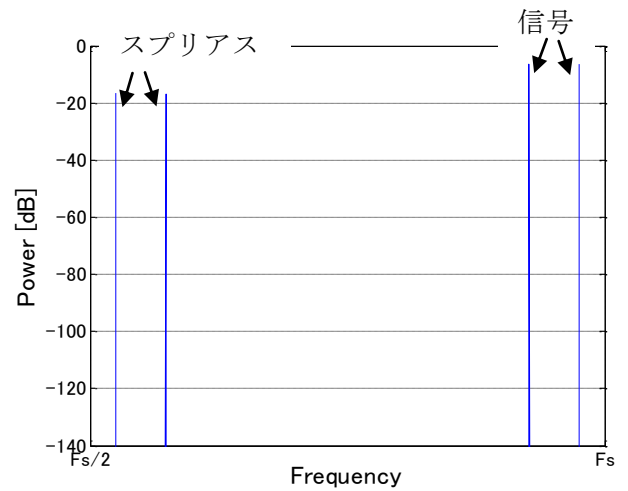


図 10 : インターリーブ ADC のナイキスト周波数を入力した場合のインターリーブ ADC 出力パワースペクトル。

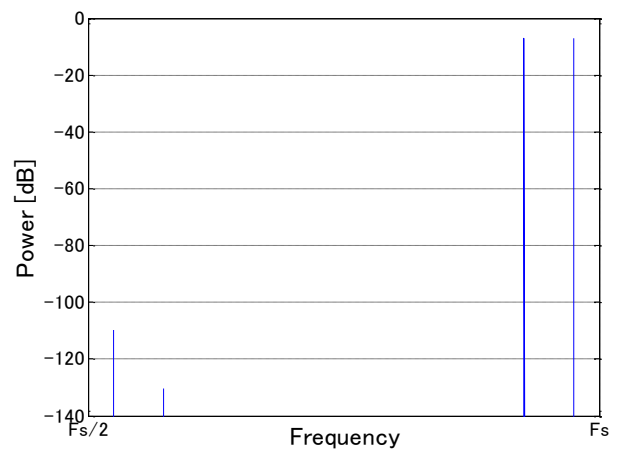


図 11 : インターリーブ ADC のタイミングミスマッチ補正用のデジタルフィルタによる補正処理後の出力パワースペクトル。