

### サブサンプリングミキサと $\Delta\Sigma$ ADCを用いた 無線受信器の高性能化に関する研究

小林, 和也 / KOBAYASHI, Kazuya

---

(発行年 / Year)

2012-03-24

(学位授与年月日 / Date of Granted)

2012-03-24

(学位名 / Degree Name)

修士(工学)

(学位授与機関 / Degree Grantor)

法政大学 (Hosei University)

2011年度 修士論文

サブサンプリングミキサと  $\Delta \Sigma$  ADC を用いた  
無線受信器の高性能化に関する研究

A HIGH PERFORMANCE RECEIVER  
USING A SUBSAMPLING MIXER AND A DELTA-SIGMA ADC

指導教授 安田 彰 教授

法政大学大学院工学研究科

電気工学専攻修士課程

10R3120

コバヤシ カズヤ  
小林 和也

**Abstract**

In this paper, we propose a high performance receiver architecture for wireless communication systems, such as Bluetooth. This architecture uses a subsampling mixer and a delta-sigma modulator. The proposed sub-sampling mixer has complex band-pass characteristics. The band-pass filter suppresses the aliasing noise generated by the subsampling mixer. The proposed discrete time delta-sigma modulator has an up-conversion mixer and a down-conversion mixer. An intermediate frequency signal converted from a radio frequency by the subsampling mixer is inputted into the delta-sigma modulator. The delta-sigma modulator input signal is converted to a baseband signal by the internal mixer. After that the baseband analog signal is converted to a digital signal.

**Key Words** : subsampling, complex band pass filter, delta sigma modulator

# 目次

第1章	はじめに .....	4
第2章	無線受信機のアーキテクチャ.....	5
2.1	スーパーヘテロダイン方式.....	5
2.2	低IF方式.....	5
第3章	ミキサ .....	7
3.1	ミキサ .....	7
3.2	直交ミキサ .....	8
3.3	複素ミキサ .....	10
3.4	スイッチングミキサ.....	11
3.5	サブサンプリングミキサ.....	12
第4章	フィードフォワード型ブロッカ信号除去フィルタ .....	14
第5章	複素バンドパス $\Delta\Sigma$ ADC .....	16
第6章	提案手法 .....	17
6.1	全体のシステムの概要.....	17
6.2	アンチエイリアス特性を持つサブサンプリングミキサ .....	17
6.3	離散時間フィルタ .....	20
6.4	ミキサ一体型 $\Delta\Sigma$ ADC .....	20
第7章	シミュレーション.....	25
7.1	アンチエイリアス特性を持つサブサンプリングミキサ .....	25
7.2	離散時間フィルタ .....	26
7.3	ミキサ一体型 $\Delta\Sigma$ ADC .....	27
7.4	全体のシステム.....	28
第8章	結論 .....	31
謝辞 .....		32
参考文献 .....		32
発表論文 .....		32

## 第1章 はじめに

現在は無線通信の時代となり，携帯電話・無線 LAN・Bluetooth といった無線機器は日々の生活に必要不可欠になっている．さらに，ユビキタスセンサーネットワークなどの研究も盛んに行われており，無線通信がより発展してゆくことが予想される．

このようなことから，無線通信システムのさらなる高性能化が求められている．受信機には小型化，低消費電力化，高精度化といったものが求められているが，本研究では高精度化を行う．本研究はアンチエイリアスフィルタ特性を持つサブサンプリングミキサとミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ AD 変換器(ADC)を提案する．提案するサブサンプリングミキサは，周波数変換を行う際に発生する折り返し雑音を防ぐフィルタ特性を持つ．また，ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC は，高精度である離散時間  $\Delta\Sigma$ ADC の内部で周波数変換を行う．低 IF 方式の受信システムの一部に，提案したサンプリングミキサと  $\Delta\Sigma$ ADC を用いることによって受信システムの高精度化を図る．また，本研究で提案する受信システムは Bluetooth 用として設計を行った．

## 第2章 無線受信機のアーキテクチャ

### 2.1 スーパーヘテロダイン方式

以前から使用されている受信方式であるスーパーヘテロダイン方式を図1に示す。

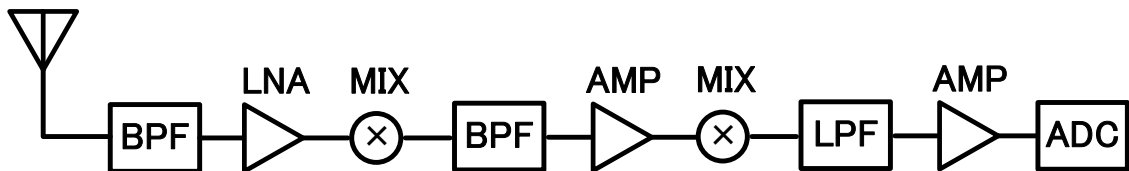


図1 スーパーヘテロダイン方式

スーパーヘテロダイン方式は、RF信号を数段階に分けてベースバンド信号に周波数変換する方式である。RF信号はまずバンドパスフィルタ(BPF)に入力される。このBPFは所望信号帯域外の妨害波を除去する目的を持つ。BPFを通過したRF信号は低雑音アンプ(LNA)で増幅され、ミキサによって中間周波数(IF)に周波数変換される。IF信号はチャンネルを選択するBPFを通過し、増幅器(AMP)で増幅され、ミキサでベースバンド信号へ変換される。ベースバンド信号はローパスフィルタ(LPF)で最終的なチャンネルを選択され、AMPで増幅し、AD変換器(ADC)でデジタル信号に変換される。

スーパーヘテロダイン方式はDCオフセットや $1/f$ 雑音の問題を回避できるが、オフチップ素子が多いことから部品点数の削減や小型化には不向きである。

### 2.2 低IF方式

低IF方式のアーキテクチャを図2に示す。

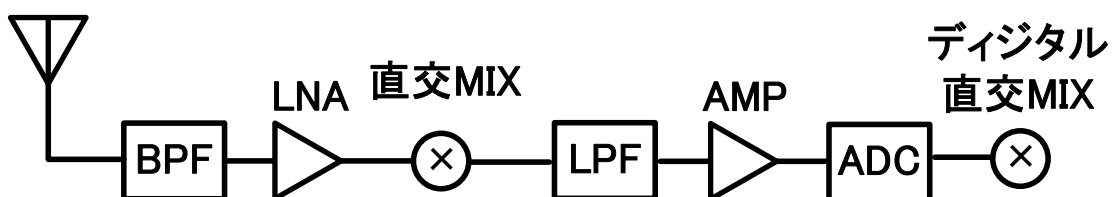


図2 低IF方式

低IF方式は希望チャンネルを一度DC付近の低い周波数のIF信号にダウンコンバートするスーパーヘテロダイン方式の一種である。ただし、IF信号はチップ外には取り出さずにイメージ抑圧処理やチャンネル選択処理をIF帯で行う。要素ブロックの配置に依存して様々な特徴を持った構成が考えられるが、図2はIFからベースバンドへのダウンコンバートをデ

デジタルミキサで行う構成である。

RF 信号を直接 DC に変換するダイレクトコンバージョン方式に比べ、低 IF 方式は DC オフセットや  $1/f$  雑音の影響を少なくできるが、IF 帯の LPF がより広い帯域幅を必要とすることと、ADC に高い変換レートが要求されることが欠点である。

## 第3章 ミキサ

### 3.1 ミキサ

ミキサとは周波数変換を行う回路ブロックである。周波数変換は 2 つの周波数信号の乗算することによって実現できる。受信機の場合、受信信号と局部発信器(LO)信号を乗算する。

ミキサによる周波数変換の動作のスペクトルを図3に示す。受信信号の角周波数を $\omega_{RF}$ ，LO 信号の角周波数を $\omega_{LO}$ とすると，受信信号  $\cos \omega_{RF}t$  と LO 信号  $\cos \omega_{LO}t$  の乗算は

$$\cos \omega_{RF}t \cdot \cos \omega_{LO}t = \frac{1}{2} \cos (\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \frac{1}{2} \cos (\omega_{RF} - \omega_{LO})t \quad (1)$$

となり， $(\omega_{RF} + \omega_{LO})$  と $(\omega_{RF} - \omega_{LO})$  の 2 つの周波数に分離される。第一項はアップコンバージョン，第二項はダウンコンバージョンを示す。受信機では，不要な第一項をフィルタで除去し，第二項のみを取り出す。

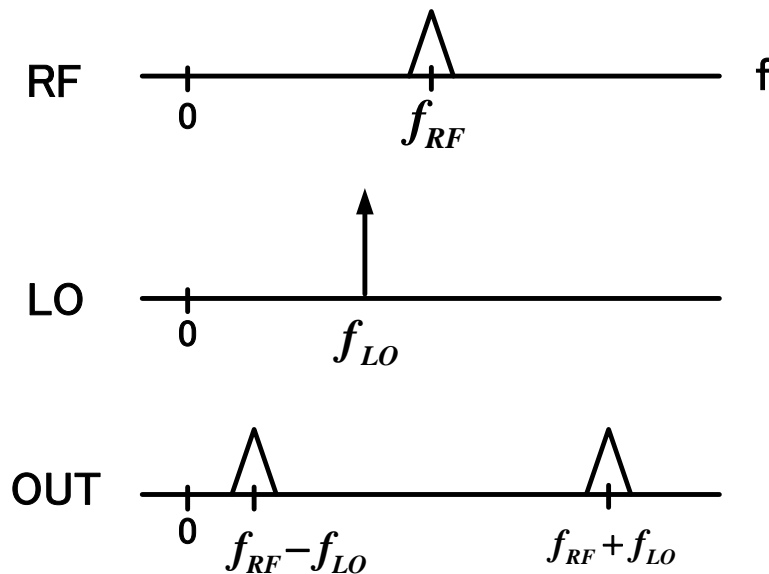


図3 ミキサによる周波数変換

スーパーヘテロダイン方式のように 2 つの異なる周波数を乗算する場合はイメージ信号が問題になる。イメージ信号がある場合のミキサによる周波数変換の動作のスペクトルを図4に示す。イメージ信号とは， $(\omega_{RF} - \omega_{LO}) = (\omega_{LO} - \omega_{IM})$  となる角周波数 $\omega_{IM}$ の信号のことである。ダウンコンバートされたイメージ信号は，図4のようにダウンコンバートされた所望信号と同じ IF 周波数に変換されてしまう。このため，イメージ信号の強度が所望信号より大きい場合所望信号がイメージ信号に埋もれてしまい受信不可能になってしまう。



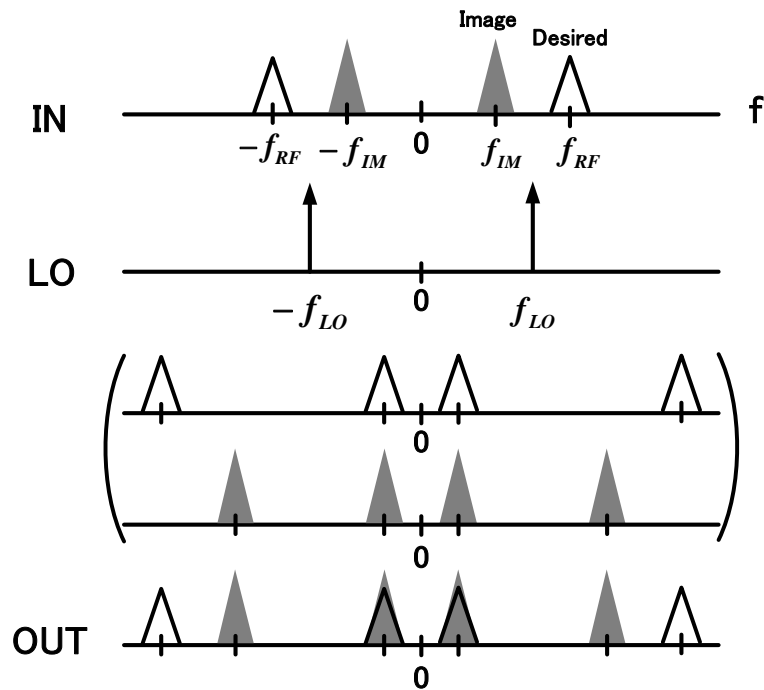


図4 イメージ信号がある場合の周波数変換

このようなことから、イメージ信号の影響を抑えるために周波数変換する前に予めフィルタでイメージ信号を抑圧する必要がある。イメージ信号は、IF 信号に周波数変換するスーパーヘテロダイン方式や低 IF 方式などダイレクトコンバージョン方式以外では必ず発生する問題である。

### 3.2 直交ミキサ

直交ミキサ[1]は実信号と複素 LO 信号の乗算を行うミキサである。直交ミキサを図 5 に、直交ミキサによるダウンコンバートの動作を図 6 に示す。

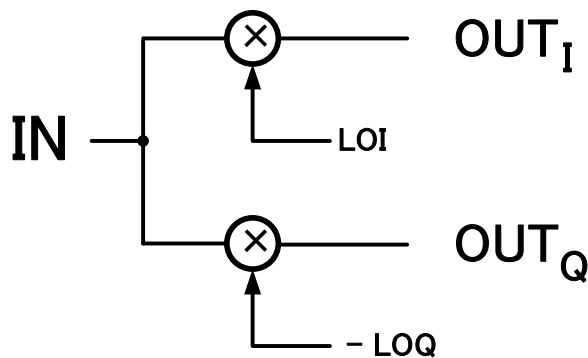


図5 直交ミキサ

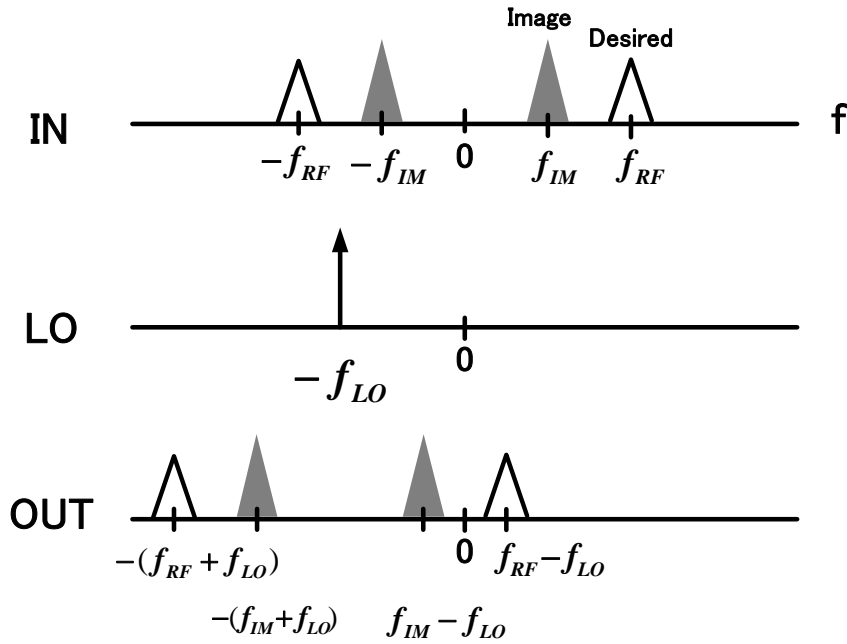


図 6 直交ミキサによるダウンコンバート

ここでは、イメージ信号がない場合の直交ミキサの周波数変換の動作を考える。入力信号の角周波数が $\omega_{RF}$ ，LO 信号の角周波数が $\omega_{LO}$  のとき、 $IN = \cos \omega_{RF}t$ ， $LOI = \cos \omega_{LO}t$ ， $LOQ = \sin \omega_{LO}t$  とする。この時、入力信号と複素 LO 信号はそれぞれ

$$LO = LOI - j LOQ = \cos \omega_{LO}t - j \sin \omega_{LO}t = e^{-j\omega_{LO}t} \quad (2)$$

$$IN = \cos \omega_{RF}t = \frac{e^{j\omega_{RF}t} + e^{-j\omega_{RF}t}}{2} \quad (3)$$

と表され、IN と LO の乗算は

$$IN \cdot LO = \frac{1}{2} (e^{j(\omega_{RF}-\omega_{LO})t} + e^{-j(\omega_{RF}+\omega_{LO})t}) \quad (4)$$

となる。

複素信号処理を行うことの利点は、正の周波数成分と負の周波数成分を分離することができる点である。実信号の同士の乗算の場合は、出力も実信号なので図 4 のように正と負の周波数成分が対称になる。このため、ダウンコンバートされた所望信号とイメージ信号が区別できなくなる。実信号と複素信号の乗算は出力が複素信号になるため、直交ミキサは図 6 のように正と負の周波数成分が非対称な信号を扱うことができる。このため、ダウ

ンコンバートされた所望信号とイメージ信号は別の周波数として扱うことができる。直交ミキサの後段に、周波数軸上で非対称な特性を持つ複素フィルタを用いることで、不要な信号を除去し所望信号のみを得ることができる。

### 3.3 複素ミキサ

複素ミキサは複素信号同士の乗算を行うミキサである。直交ミキサを図 7 に、直交ミキサによる周波数変換の動作を図 8 に示す。

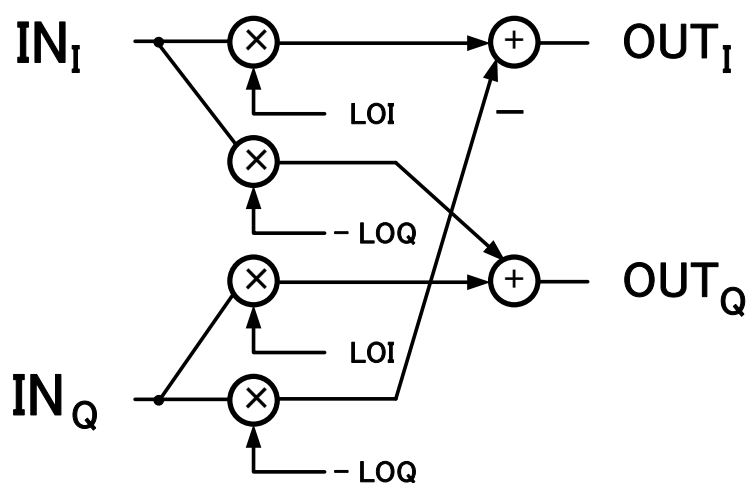


図 7 複素ミキサ

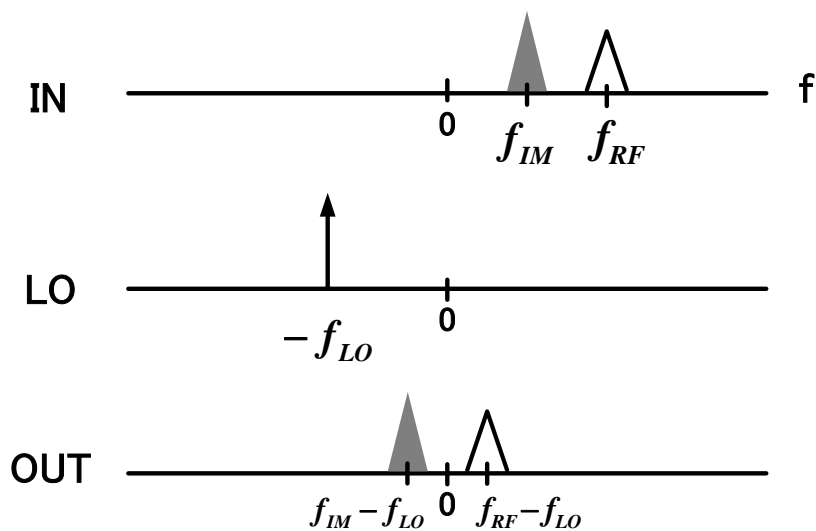


図 8 複素ミキサによるダウンコンバート

ここでは、イメージ信号がない場合の複素ミキサの周波数変換の動作を考える。入力信号の角周波数が $\omega_{RF}$ 、LO信号の角周波数が $\omega_{LO}$  のとき、 $IN_I = \cos \omega_{RF}t$ 、 $IN_Q = \sin \omega_{RF}t$ 、 $LOI = \cos \omega_{LO}t$ 、 $LOQ = \sin \omega_{LO}t$  とする。この時、複素入力信号と複素LO信号はそれぞれ

$$LO = LOI - j LOQ = \cos \omega_{LO}t - j \sin \omega_{LO}t = e^{-j\omega_{LO}t} \quad (5)$$

$$IN = IN_I + j IN_Q = \cos \omega_{RF}t + j \sin \omega_{RF}t = e^{j\omega_{RF}t} \quad (6)$$

と表され、IN と LO の乗算は

$$IN \cdot LO = e^{j(\omega_{RF}-\omega_{LO})t} \quad (7)$$

となる。図7の複素ミキサのブロックは以下の演算を元にして作成されている。

$$\begin{aligned} IN \cdot LO &= e^{j\omega_{RF}t} \cdot e^{-j\omega_{LO}t} \\ &= (IN_I + j IN_Q) \cdot (LOI - j LOQ) \\ &= IN_I \cdot LOI - IN_Q \cdot LOQ + j (IN_I \cdot LOQ - IN_Q \cdot LOI) \\ &= OUT_I + j OUT_Q \end{aligned} \quad (8)$$

### 3.4 スイッチングミキサ

ここでは、スイッチを利用して周波数変換を行うスイッチングミキサ[2]について説明する。図9にスイッチングミキサを示す。

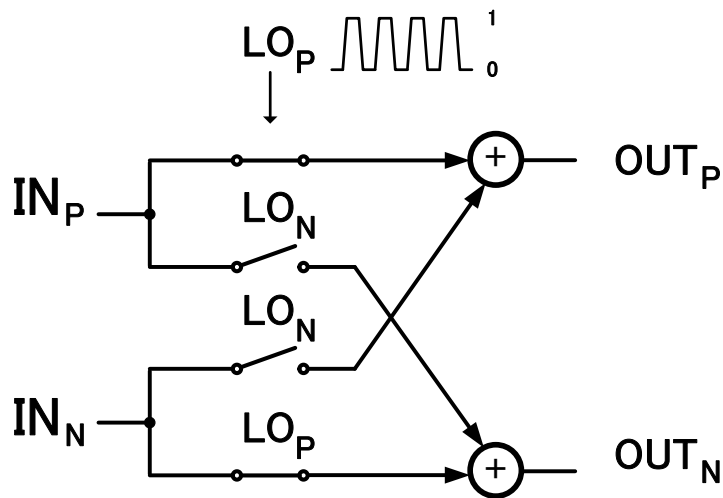


図9 スイッチングミキサ

図 9 はダブルバランス型のスイッチングミキサである。ダブルバランスミキサとは、入力信号と LO 信号が差動構成になっているミキサのことで、周波数変換する際に DC・入力信号周波数・LO 信号周波数が出力に現れないミキサである。

入力信号 IN は以下の式で表す。

$$IN = IN_P - IN_N = \cos \omega_{RF} t \quad (9)$$

LO 信号が角周波数 $\omega_{LO}$ ，デューティ比 50% のパルス波形であるとする、LO 信号は

$$LO = LO_P - LO_N = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{n\pi}{2}} \cos(n\omega_{LO} t) \quad (10)$$

で表される。IN と LO の乗算は次式となる。

$$\begin{aligned} IN \cdot LO &= \cos \omega_{RF} t \cdot 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{n\pi}{2}} \cos(n\omega_{LO} t) \\ &= \frac{4}{\pi} \cos \omega_{RF} t \cdot \cos \omega_{LO} t + \frac{4}{\pi} \cos \omega_{RF} t \cdot \left(-\frac{1}{3} \cos 3\omega_{LO} t + -\frac{1}{5} \cos 5\omega_{LO} t - \dots\right) \end{aligned} \quad (11)$$

第一項が入力信号と LO 信号の乗算であり希望する成分である。その他の項は LO 信号の高調波成分との乗算結果なので不要な成分であるため、フィルタで除去する。

### 3.5 サブサンプリングミキサ

サブサンプリングミキサとはサンプルアンドホールド(S&H)回路のサンプリング処理を利用して周波数を変換するミキサである[3]。サブサンプリングミキサの周波数領域での動作を図 10 に示す。IN は入力スペクトルであり、S&H 回路に「中心周波数 $f_C$ ，帯域幅 $f_{BW}$ の入力信号」と「回路等で発生した熱雑音などの白色雑音」が入力されている。Sampling は S&H 回路のサンプリング信号であり、サンプリング周波数 $f_S$ の間隔で並ぶインパルス列である。

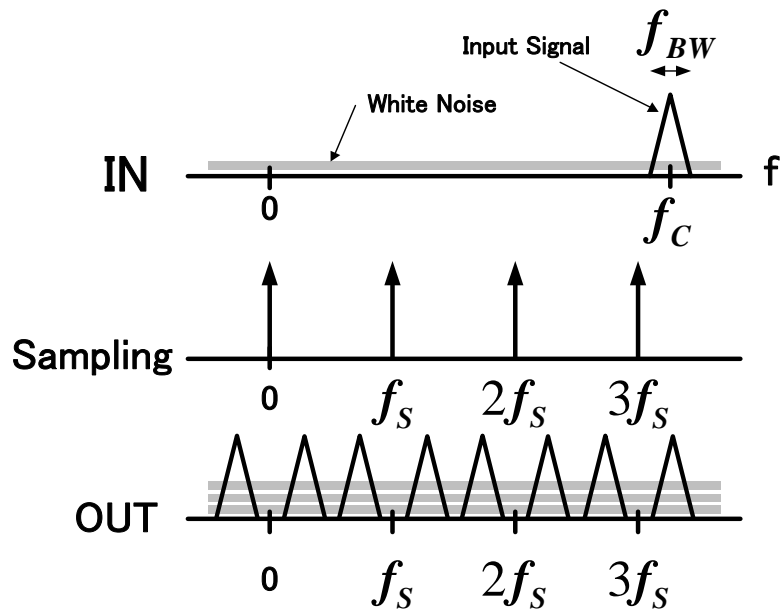


図 10 サブサンプリングの動作

入力信号の周波数より低い周波数でサンプリングを行うことを「サブサンプリング」と呼ぶ。サブサンプリングは「帯域幅 $f_{BW}$ の信号は、サンプリング周波数が $2f_{BW}$ 以上であれば信号を再現できる」というサンプリング定理に基づいている。理想的なサンプリングを行うと、互いに重なることなく折り返しによって周波数軸上で信号の複製を得られる。OUT は出力スペクトルであるが、折り返しによって信号がインパルス列周辺に複製されていることがわかる。サブサンプリング受信機では、フィルタで不要な周波数成分を除去して、ベースバンド付近に周波数変換された信号のみを取り出す。

サブサンプリング方式の欠点は、図 10 の出力スペクトルからも分かる通り、雑音の折り返しである。信号とともに入力された白色雑音は広い帯域を持つため、サンプリングによって折り返し雑音が蓄積され信号対雑音比(SNR)の劣化を招く。

## 第4章 フィードフォワード型ブロッカ信号除去フィルタ

この章ではフィードフォワード型ブロッカ信号除去フィルタ[4]について説明する。

図 11 にフィードフォワード型ブロッカ信号除去フィルタの基本概念を示す。

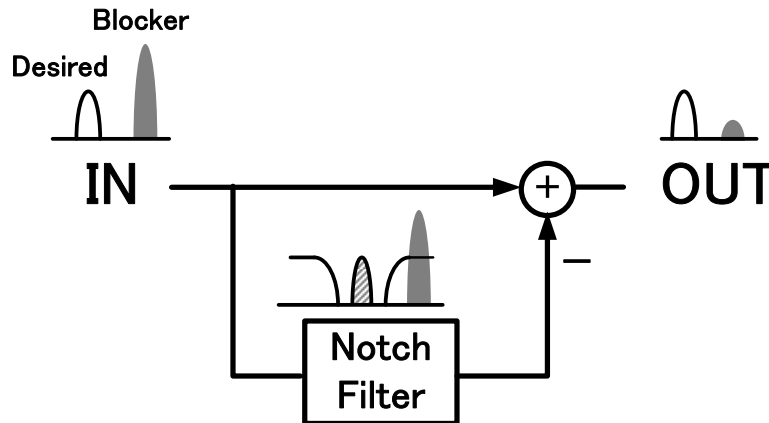


図 11 フィードフォワード型ブロッカ信号除去フィルタの基本概念

このフィルタは信号経路とフィルタ経路の2つを持つ。フィルタ経路には、RF帯の所望信号のみを除去するノッチフィルタを持つ。ノッチフィルタ出力はブロッカ信号のみ通過させるので、信号経路からフィルタ経路を減算すると、所望信号はそのまま通過しブロッカ信号は減衰するフィルタ特性を得られる。この構成の欠点はノッチフィルタがRF帯にある所望信号のみを除去しなければならないことである。このような非常に急峻な特性を持つノッチフィルタをオンチップで作ることは非常に難しい。

ミキサとハイパスフィルタ(HPF)を用いて、基本概念の欠点を改善することができる。図 12 に改善したブロック図を、図 13 に各点のスペクトルをそれぞれ示す。

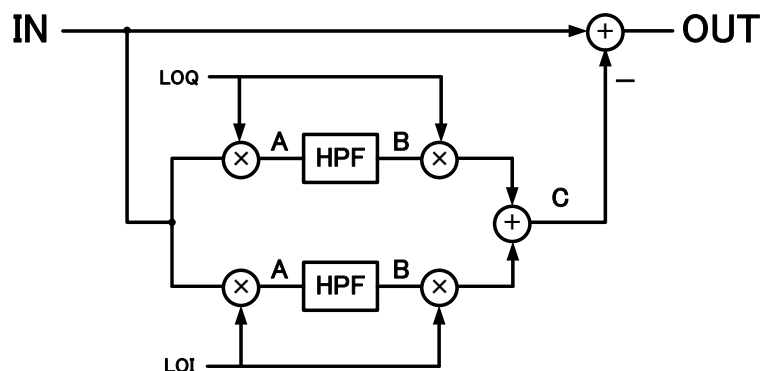


図 12 フィードフォワード型ブロッカ信号除去フィルタ

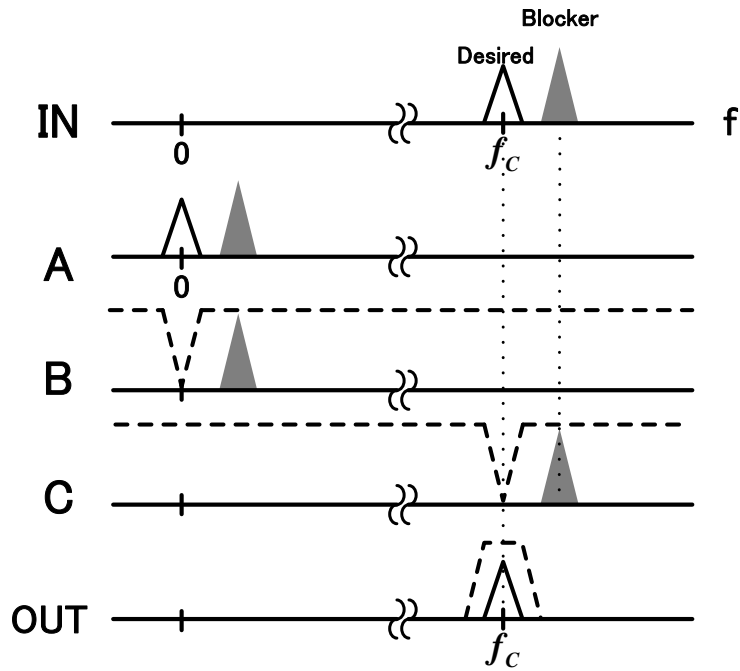


図 13 フィードフォワード型ブロッカ除去フィルタのスペクトル

フィルタ経路はまず初めに、入力された所望信号を DC へダウンコンバートする(図 13 IN, A). ダウンコンバートされた後、図 13 B の点線で示された特性の HPF へ入力される. HPF を通過すると、所望信号のみ除去されてブロッカ信号は残る. そして、再び同じ周波数でアップコンバートする (図 13 C). フィルタ経路の特性として、HPF を $\pm f_c$ だけシフトした非常に急峻なノッチフィルタ(図 13 C 点線)が得られる. 従って、信号経路(図 13 IN)からフィルタ経路(図 13 C)を減算すると所望信号のみが残る(図 13 OUT). 従って図 12 の構成は、所望信号を中心とした非常に急峻な BPF 特性を持つ(図 13 OUT 点線).



## 第5章 複素バンドパス $\Delta\Sigma$ ADC

図 14 に 2 次複素 BP $\Delta\Sigma$ ADC のブロック図を示す. 直交ミキサなどによって作られた中間周波数(IF)の直交信号を複素 BP $\Delta\Sigma$ ADC に入力することにより, 所望信号とシェイピングされた量子化雑音を含むデジタル直交信号が得られる[5]. ADC 出力はデジタル直交ミキサでベースバンドに周波数変換され, 直交デシメーションフィルタで帯域外の信号と雑音を除去し, ナイキストレートのベースバンドデジタルデータを得る.

BP 型  $\Delta\Sigma$ ADC とローパス(LP)型  $\Delta\Sigma$ ADC との大きな違いは, 量子化雑音阻止帯域が直流ではない周波数が中心となることである. 図 14 ではサンプリング周波数が  $f_s$  とすると,  $f_s/4$  が中心となっている. BP $\Delta\Sigma$ ADC の利点は, 信号をさまざまな低周波雑音やひずみ成分から分離できることである.

複素型  $\Delta\Sigma$ ADC は, 正と負の周波数を分離して扱えるので, 全帯域幅が  $-f_s/2$  から  $+f_s/2$  までの  $f_s$  となる. このため, 複素型は実数型に比べオーバーサンプリング比(OSR)が 2 倍になるという利点がある.

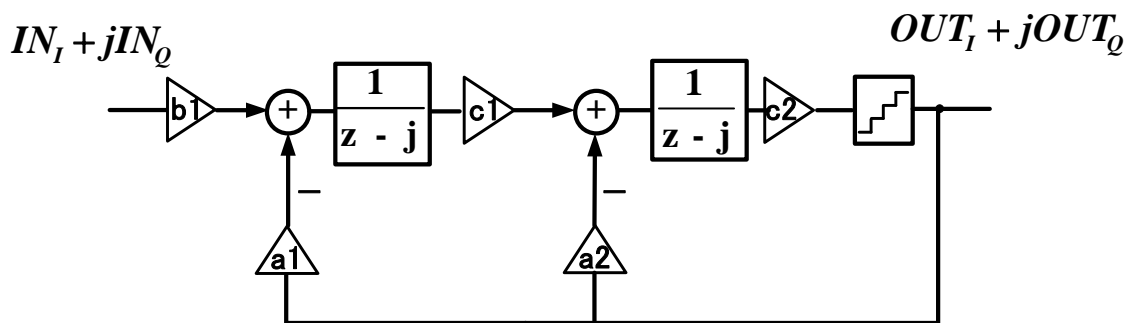


図 14 2 次複素 BP $\Delta\Sigma$ ADC

## 第6章 提案手法

### 6.1 全体のシステムの概要

本研究で提案する受信システムの全体図を図 15 に示す。提案する受信システムの基本的なアーキテクチャは、2.2 で説明した低 IF 方式である。図 2 と異なる点は、デジタル部ではなくアナログ部で IF 信号をベースバンドにダウンコンバートする点である。

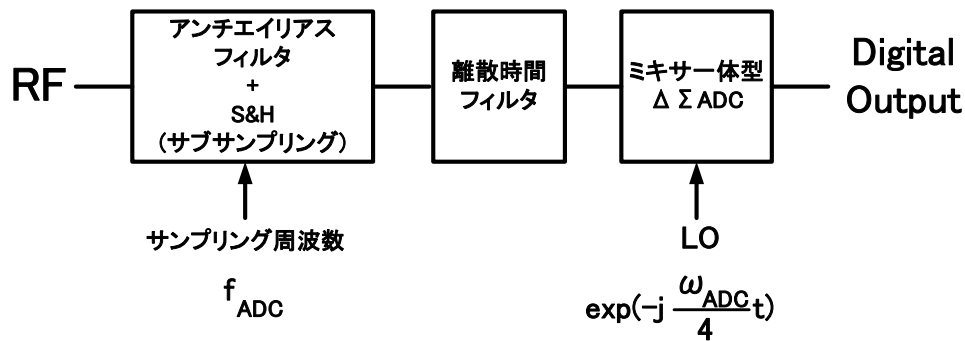


図 15 提案手法の全体図

1 段目は、サブサンプリングミキサの欠点である雑音の折り返しを防ぐアンチエイリアスフィルタ特性を持つサブサンプリングミキサである。1 段目で RF 信号を低い周波数の IF 信号にダウンコンバートする。この提案システムでは、サブサンプリングミキサのサンプリング周波数を  $f_{ADC}$ 、IF を  $f_{ADC}/4$  としている。

2 段目は、後段の ADC の要求性能を下げるための隣接チャネル除去フィルタである。大きなブロッカ信号が入力されても受信できるようにこのフィルタで不要な信号を除去する。1 段目でサンプリング処理を行っているため、スイッチトキャパシタ(SC)回路を利用した高精度な離散時間フィルタを使用できる。

3 段目は、ミキサー体型離散時間  $\Delta\Sigma$ ADC である。ミキサー体型  $\Delta\Sigma$ ADC は、IF で入力された所望信号を内部でベースバンド信号に変換し、アナログ信号をデジタル信号に変換する。この提案システムでは、IF と LO 周波数を  $f_{ADC}/4$  と設定した。

### 6.2 アンチエイリアス特性を持つサブサンプリングミキサ

本研究で提案するアンチエイリアスフィルタ特性を持つサブサンプリングミキサを図 16 に示す。また、各点での周波数スペクトルを図 17 に示す。このミキサは、4 章で説明したフィードフォワード型ブロッカ信号除去フィルタと 3 章で説明したサブサンプリングミキサの 2 つを組み合わせたものである。フィードフォワード型ブロッカ信号除去フィルタと同様に信号経路とフィルタ経路の 2 つを持つ。

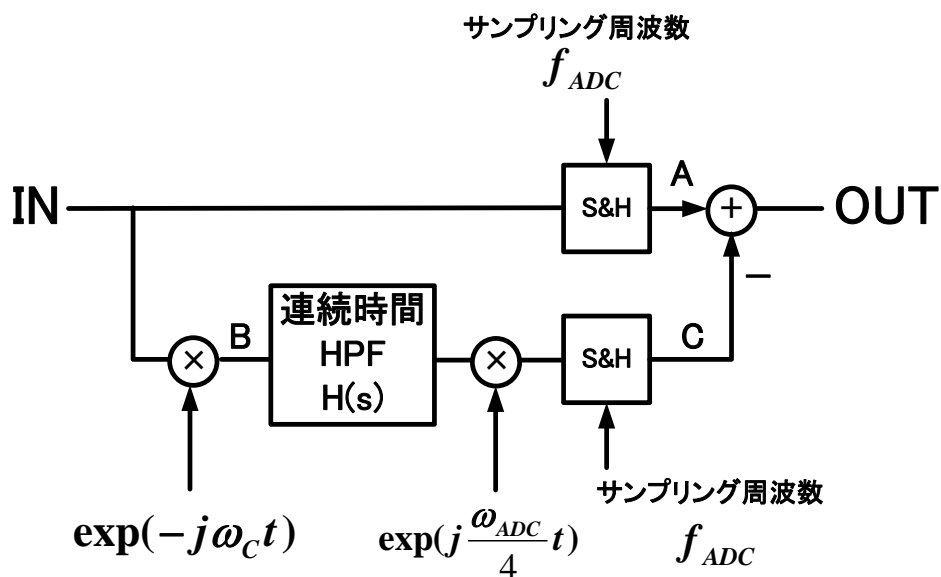


図 16 アンチエイリアス特性を持つサブサンプリングミキサ

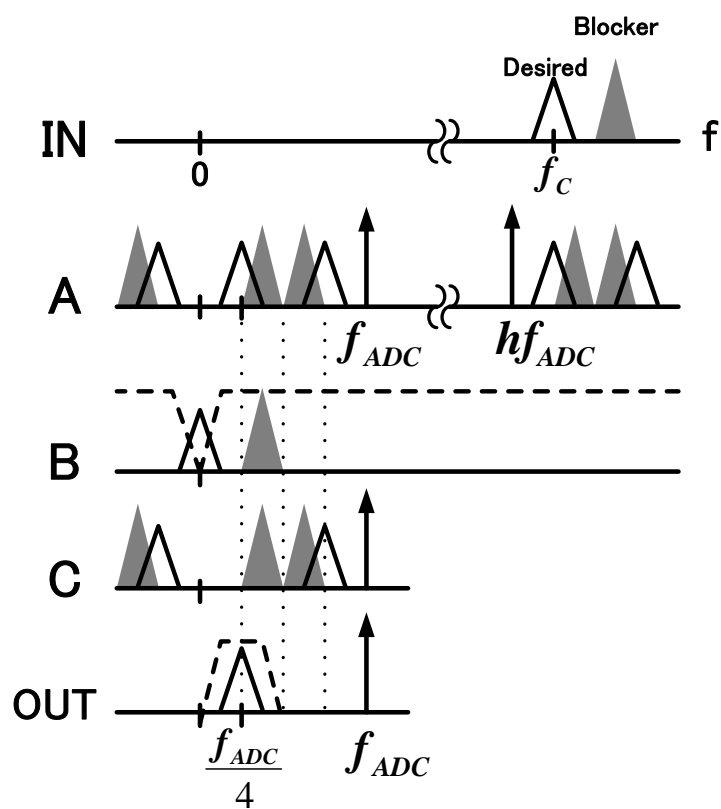


図 17 図 16 の周波数スペクトル

まず初めに、サブサンプリングミキサのサンプリング周波数 $f_{ADC}$ について説明する。このミキサの信号経路は、3章で説明したようにS&H回路でサンプリングする際の折り返しを利用して周波数変換を行う(図17 IN, A)。このため、所望信号のチャネル周波数 $f_C$ が後段にあるミキサ一体型 $\Delta\Sigma$ ADCの入力信号帯域の中心周波数 $f_{ADC}/4$ に折り返されるように $f_{ADC}$ を選ぶ必要がある。 $h$ 倍の比率のサブサンプリングで所望信号を折り返させる時、 $f_{ADC}$ は以下の式のようになる。

$$f_{ADC} = \frac{1}{h + \frac{1}{4}} f_C \quad (12)$$

次に、フィルタ経路の動作について説明する。フィルタ経路はまず初めに、入力された所望信号をDCへダウコンバートする(図17 IN, B)。ダウコンバートされた後、HPFへ入力される。今回使用したHPFの伝達関数は

$$H(s) = \frac{s}{s - a_1} \quad (13)$$

である。 $a_1$ によってこのフィルタのカットオフ周波数が決まる。図17 Bの点線で示されたHPFを通過すると、所望信号のみ除去されてブロッカ信号が残る。そして、信号経路で周波数変換された所望信号と、フィルタ経路の所望信号の周波数が一致するように周波数を $f_{ADC}/4$ だけシフトしてサンプリングする(図17 C)。ここで、信号経路からフィルタ経路を減算すると(図17 A, C)、所望信号を中心とした複素BPF特性が得られる(図17 OUT点線)。この複素BPFは、式(14)で表されるLPFが $f_{ADC}/4$ までシフトされた特性を示す。

$$1 - H(s) = 1 - \frac{s}{s - a_1} = \frac{a_1}{s - a_1} \quad (14)$$

式(14)で表されるLPFは、直流を中心に左右対称であり、カットオフ周波数が低いので、 $f_{ADC}/4$ までシフトしたフィルタは狭帯域複素BPFとなる。

この構成は「フィードフォワードと減算を利用したアンチエイリアスフィルタ」と「中間周波数へ変換するサンプリングミキサ」という2つの特徴がある。この構成にする利点は、自己ミキシングによるDCオフセットや $1/f$ 雑音といった低周波の問題がないことである。フィルタ特性は連続時間複素BPFと同様なので折り返すブロッカや白色雑音を除去できる。このため、サブサンプリング比率の高いサブサンプリングミキサを使用しても、折り返し雑音の影響を抑えることができる。

### 6.3 離散時間フィルタ

今回使用する離散時間フィルタのブロック図を図 18 に示す。この離散時間フィルタで不要な信号を除去することによって、後段の ADC に要求される性能を下げる可以降低。離散時間フィルタは高精度であることが利点として挙げられるが、サンプリングを行わなければならない、雑音の折り返しが問題になってくる。しかし、前節で提案したサンプリングミキサは、アンチエイリアス特性を持ち、サンプリングを行っているので離散時間フィルタを使用することができる。

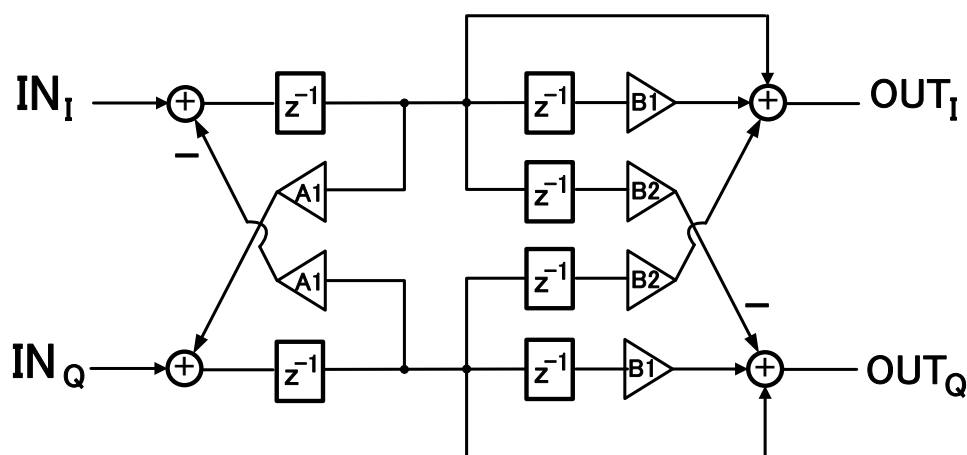


図 18 離散時間フィルタ

### 6.4 ミキサ一体型 $\Delta\Sigma$ ADC

本研究で提案する 2 次のみキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC を図 19 に示す。

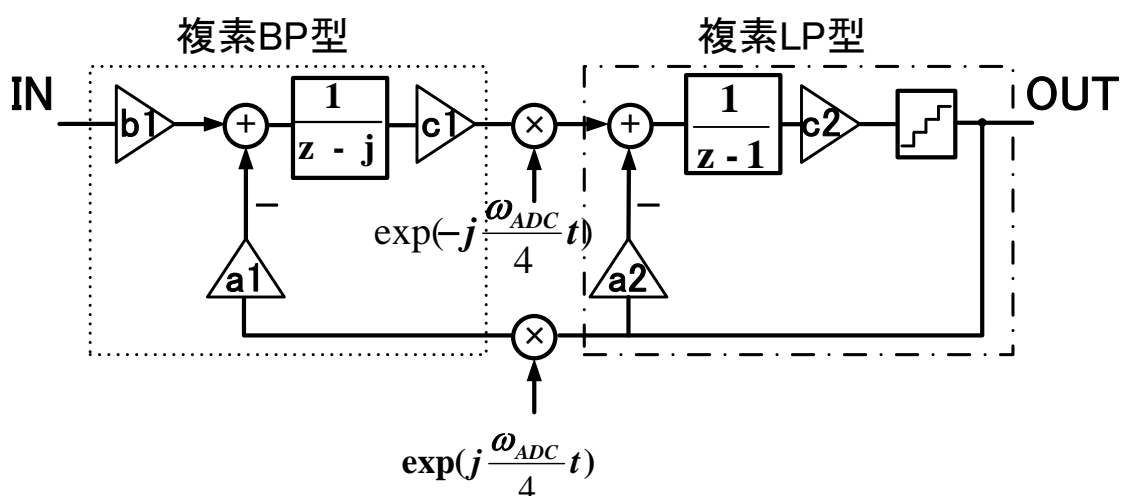


図 19 2 次みキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC

ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC は 2 次複素 BP 型  $\Delta\Sigma$ ADC の 1 段目の部分と、2 次 LP 型  $\Delta\Sigma$ ADC の 2 段目の部分を組み合わせたものである。信号経路にダウンコンバージョンミキサ、フィードバック経路にアップコンバージョンミキサを持っており、複素乗算を  $\Delta\Sigma$ ADC 内部で行う。サンプリング周波数が  $f_{ADC}$  であるとき、図 19 の入力段にある複素 BP  $\Delta\Sigma$ ADC の入力信号帯域の中心周波数は  $f_{ADC}/4$  である。また、 $\Delta\Sigma$ ADC 内部のミキサでは  $\pm f_{ADC}/4$  の周波数変換を行っている。IF で入力されたアナログ信号は  $\Delta\Sigma$ ADC 内部のミキサで LO 信号と乗算され、ベースバンドまで周波数変換されデジタル信号に変換される。ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC に使用する複素 BP 型と LP 型  $\Delta\Sigma$ ADC の雑音伝達関数(NTF)の極と零点の配置例を図 20、図 21 にそれぞれ示す。それぞれを比べてわかるように、図 20 と図 21 の極と零点の位置関係は、原点を中心にして  $90^\circ$ 回転させたものである。

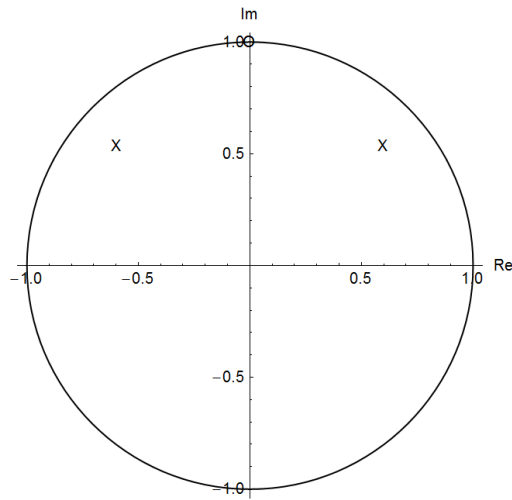


図 20 2 次複素 BP 型  $\Delta\Sigma$ ADC の NTF の極と零点

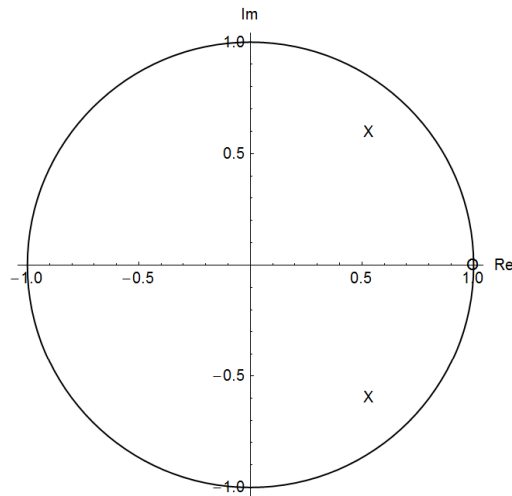


図 21 2 次 LP 型  $\Delta\Sigma$ ADC の NTF の極と零点

サンプリング周波数の 1/4 倍の周波数変換を行う際の LO 信号を図 22 に示す。図 22 を見てわかるように、必要な LO 信号の値が cos 成分は{1,0,-1,0}, sin 成分は{0,1,0,-1}となるため、アナログミキサでも誤差の少ない変換が可能である。また、フィードバック構造内での周波数変換なので雑音の影響を抑えることができる。

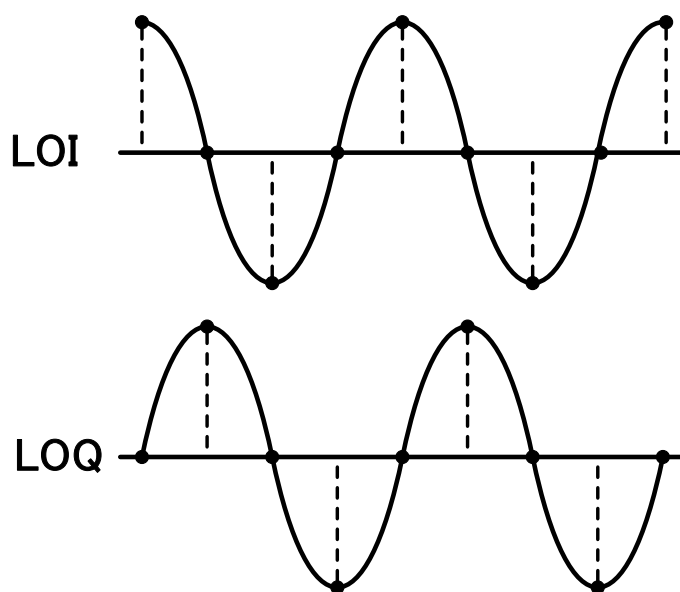


図 22  $f_{ADC}/4$ の周波数変換を行う際の LO 信号

図 19 を書き換えたものを図 23 示す。ここで使用しているダウンコンバージョンミキサブロックとアップコンバージョンミキサブロックを図 24, 図 25 に示す。この 2 つのミキサは、3 章で説明した複素ミキサの構造が基本となっている。それぞれのミキサで周波数を変換する際に共振器・積分器の位相も同時に変化させてしまうため、周波数変換前と位相が一致するようにそれぞれのミキサ出力部分で調節している。

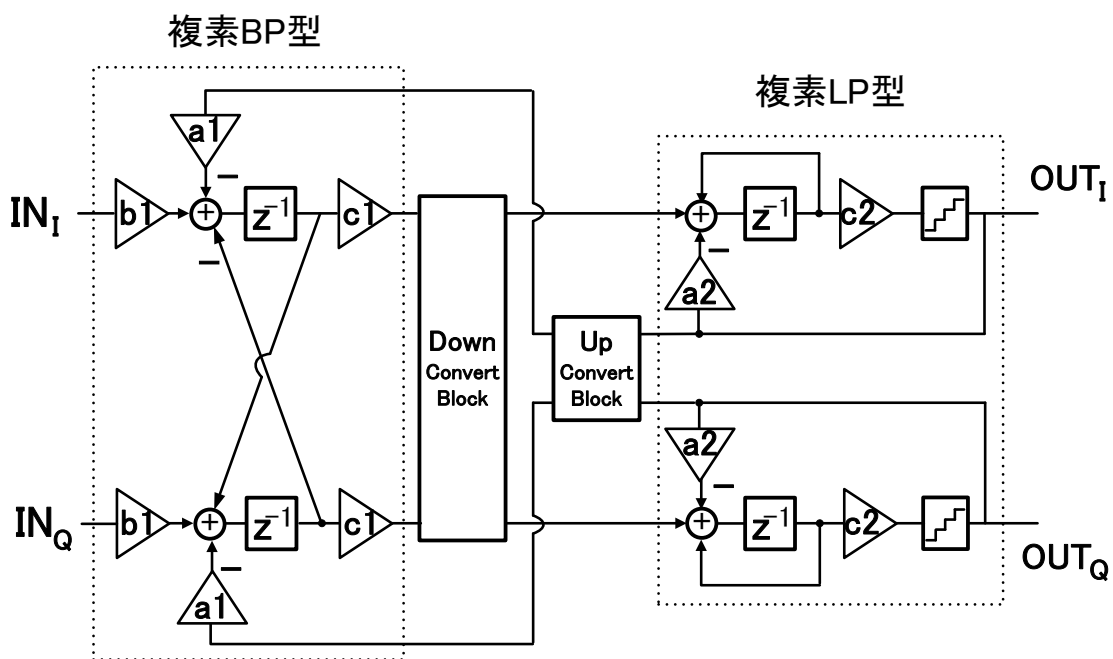


図 23 2次ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC

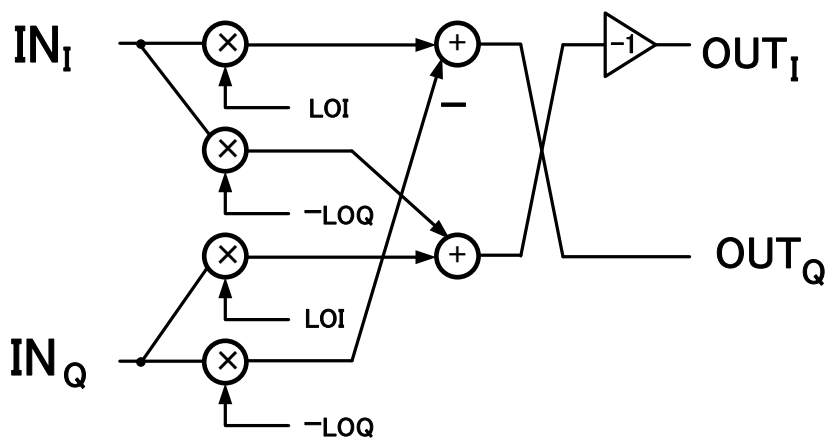


図 24 ダウンコンバージョンミキサ



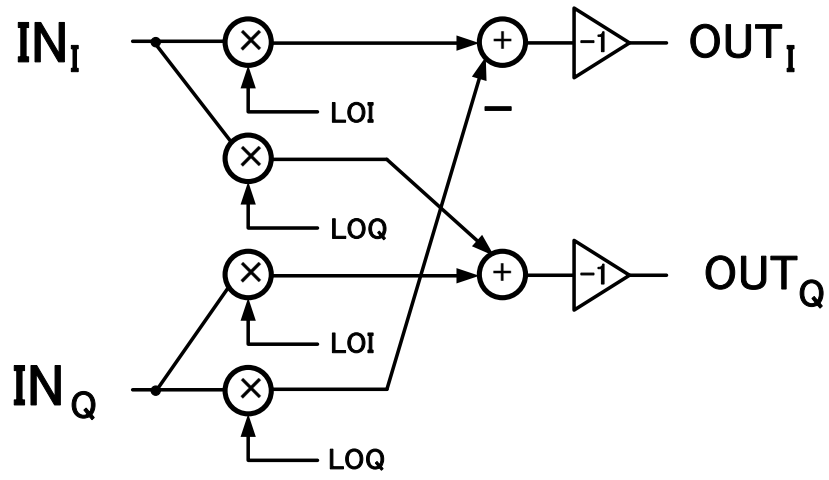


図 25 アップコンバージョンミキサ

## 第7章 シミュレーション

本章では 6 章で説明した提案手法のシミュレーション結果を示す。シミュレーションは MATLAB/Simulink を使用した。また、本研究で提案する受信システムは Bluetooth 用として設計を行っている。

### 7.1 アンチエイリアス特性を持つサブサンプリングミキサ

本節は、6.1 で提案したサブサンプリングミキサの特性を確認する。シミュレーション条件を表 1 に、結果を図 26 に示す。このシミュレーションの入力信号は所望信号、ブロッカ信号、白色雑音である。また、所望信号とブロッカ信号は同じ振幅を入力している。

表 1 シミュレーション条件(サンプリングミキサ)

所望信号チャンネル周波数 $f_c$ [MHz]	2402
所望信号周波数 [MHz]	2402.333
ブロッカ周波数 [MHz]	2403, 2404, 2405, 2439, 2466
サブサンプリング比率 $h$	36
連続時間 HPF カットオフ周波数 [MHz]	0.5

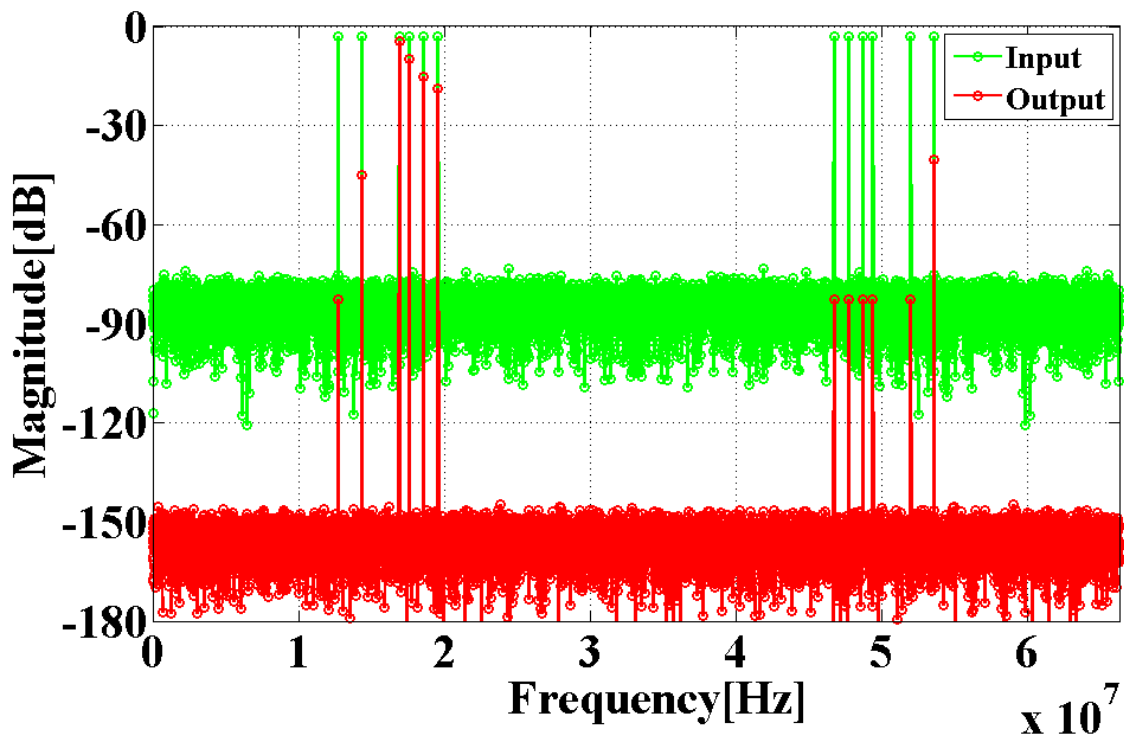


図 26 シミュレーション結果

図 26 の Input は入力信号を周波数 $f_{ADC}$ でサンプリングしたもののスペクトルである。2402.333 MHz の所望信号は 16.899 MHz, ブロック信号は 2403, 2404, 2405, 2439, 2466 MHz が 17.566, 18.566, 19.566, -12.697 (54.566), 14.303 MHz に折り返されており, それぞれ+と-の周波数を持っている。元の周波数とサブサンプリングミキサによって変換された周波数を表2にまとめた。図26の Output は $f_{ADC}$ でサンプリングした出力信号のスペクトルである。Output も表2と同様の周波数に変換されている。図 26 では所望信号を中心に複素 BPF 特性になっていることが見て取れる。また, 入力と出力のノイズフロアが大きく異なっている。これは, Input では白色雑音折り返されてしまいノイズフロアが上昇しているのに対し, Output は複素 BPF 特性によって白色雑音を除去しているため, 白色雑音の影響が抑えられているためである。

表 2 サブサンプリングミキサによる周波数変換

元の+の周波数	変換後の周波数	元の-の周波数	変換後の周波数
2402.333	16.899	-2402	-16.899 (49.363)
2403	17.566	-2403	-17.566 (48.697)
2404	18.566	-2404	-18.566 (47.697)
2405	19.566	-2405	-19.566 (46.697)
2439	-12.697 (54.566)	-2439	12.697
2466	14.303	-2466	-14.303 (51.959)

## 7.2 離散時間フィルタ

本節は, 図 15 の 2 段目に用いる離散時間フィルタの特性のシミュレーション結果を示す。Bluetooth の隣接チャネル除去は 2 MHz 離れたチャネルで-30 dB, 3 MHz 以上離れたチャネルで-40 dB である。この条件を満たすため, 本研究では図 18 に示した離散時間フィルタを 2 段用い, 係数をそれぞれ  $A1=19/20$ ,  $B1=3/10$ ,  $B2=9/10$  と  $A1=19/20$ ,  $B1=-3/10$ ,  $B2=9/10$  を設定した。この離散時間フィルタは,  $f_{ADC}/4$ を通過させるように設計している。離散時間フィルタの特性を図 27 に示す。図 27 では, 横軸はサンプリング周波数 $f_{ADC}$ で正規化し, 縦軸は最大のゲインで正規化している。

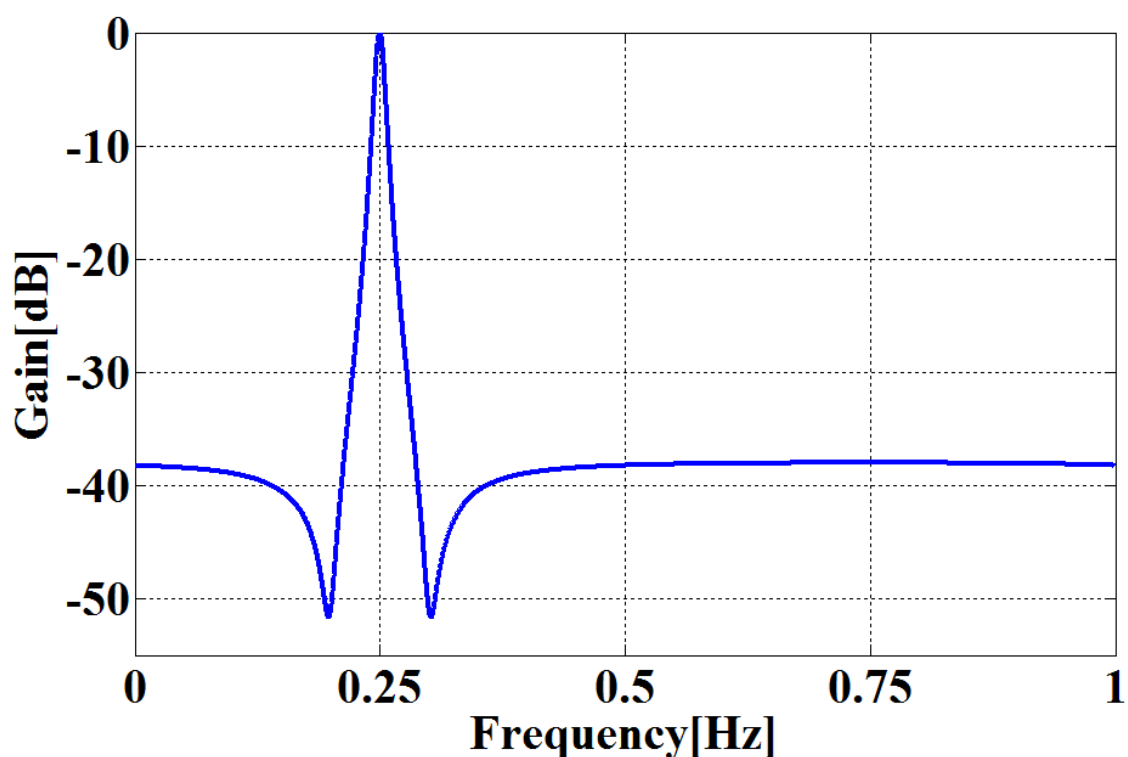


図 27 シミュレーション結果

### 7.3 ミキサ一体型 $\Delta\Sigma$ ADC

ここでは、6.4 で提案したミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC の特性を確認する。今回のシミュレーションで用いる図 23 に示したミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC の係数は、それぞれ  $b_1=1/13$ ,  $c_1=8/13$ ,  $c_2=158/13$ ,  $a_1=-1/13$ ,  $a_2=1/13$  である。シミュレーション条件を表 3 に示す。図 28 にミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC の出力スペクトルを示す。内部のミキサで  $0.257169$  Hz の入力信号が  $7.169 \times 10^{-3}$  Hz に変換され出力されている。今回のシミュレーション条件での SNR は 78.7 dB であった

表 3 シミュレーション条件(ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC)

入力振幅 [dBFS]	-6
サンプリング周波数 [Hz]	1
OSR	66.262
量子化器ビット数	2
入力周波数 [Hz]	0.257169
LO 周波数 [Hz]	0.25
プロット数	$2^{13}$

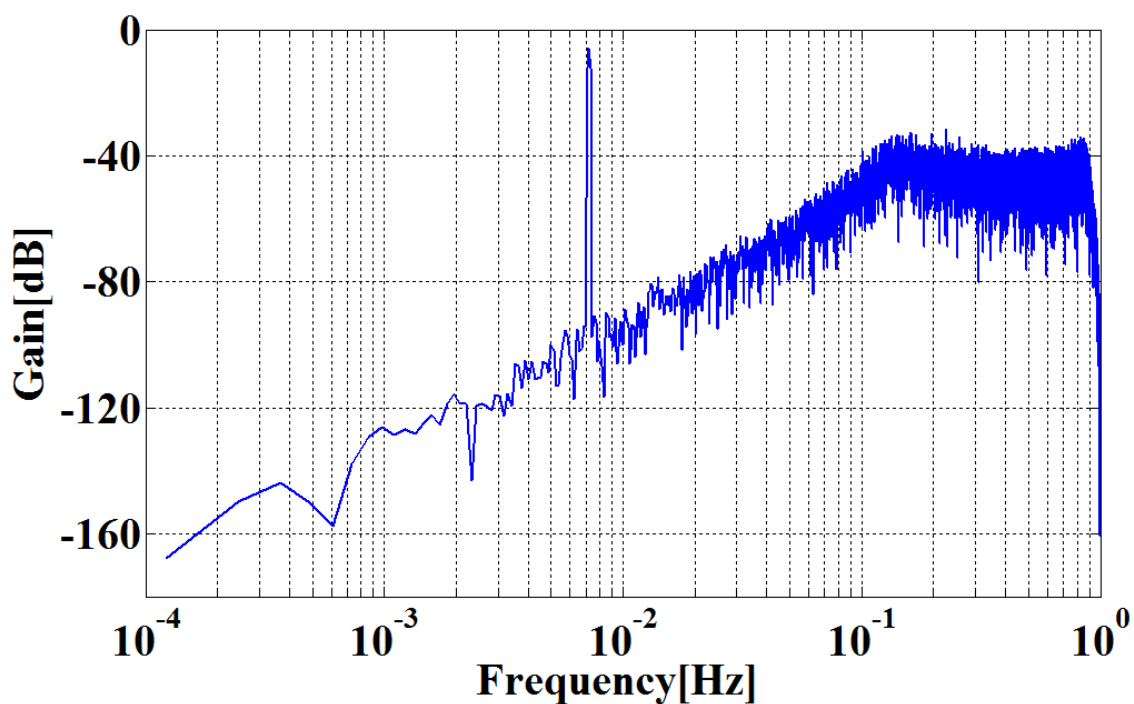


図 28 シミュレーション結果

#### 7.4 全体のシステム

本節では図 15 に示した提案システム全体のシミュレーション結果を示す。提案システムの各ブロックは、本章でシミュレーションを行ったものをそのまま使用した。

シミュレーション条件は表 4 に、シミュレーション結果は図 29・図 30 に示す。このシミュレーションの所望信号は、ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC の信号帯域に入る周波数で、振幅が -6 dBFS になる信号を入力した。また、ブロッカ信号の振幅は所望信号と同じ大きさである。

表 4 シミュレーション条件(全体)

所望信号チャネル周波数 $f_c$ [MHz]	2402
所望信号周波数 [MHz]	2402.333
ブロッカ周波数 [MHz]	2403, 2404, 2405, 2439, 2466
サブサンプリング比率 $h$	36
HPF カットオフ周波数 [MHz]	0.5
サンプリング周波数 [MHz]	66.262
OSR	66.262
量子化器ビット数	2
LO 周波数 [Hz]	16.566
プロット数	$2^{13}$

図 29 の **SamplingMixer** は図 15 の 1 段目出力である。本節の所望信号周波数とブロッカ信号周波数の条件は、7.1 のシミュレーション条件と同じであるため、表 2 と同じ周波数に変換されている。入力振幅が異なっているため図 26 と振幅の大きさが異なっているが、フィルタ特性は同様の結果を示している。図 29 の **DiscreteTimeFilter** は図 15 の 2 段目出力である。図 27 の特性を持つ離散時間フィルタを通過することで、所望信号に比べブロッカ信号の影響が抑えられていることがわかる。

図 30 は提案システム全体の結果である。ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC 内部ミキサにより 0.333 MHz に周波数変換された所望信号と 1, 2 MHz に周波数変換されたブロッカ信号が確認できる。ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC の出力の SNR は 79.3 dB となった。

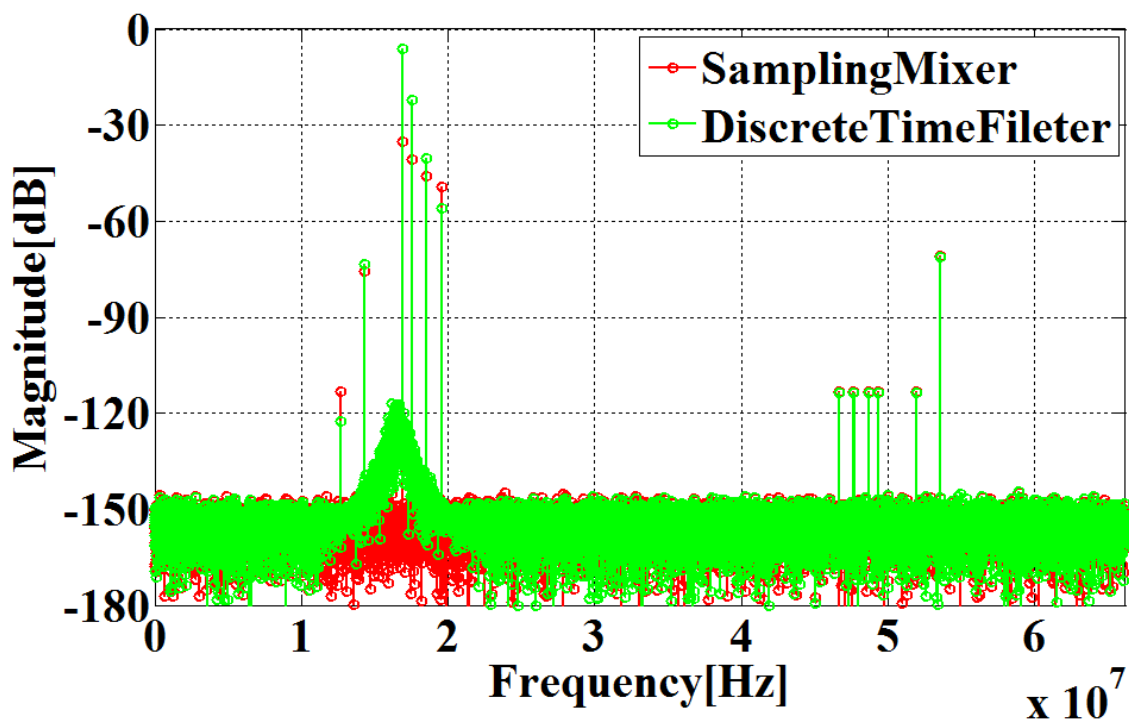


図 29 1 段目及び 2 段目出力のシミュレーション結果

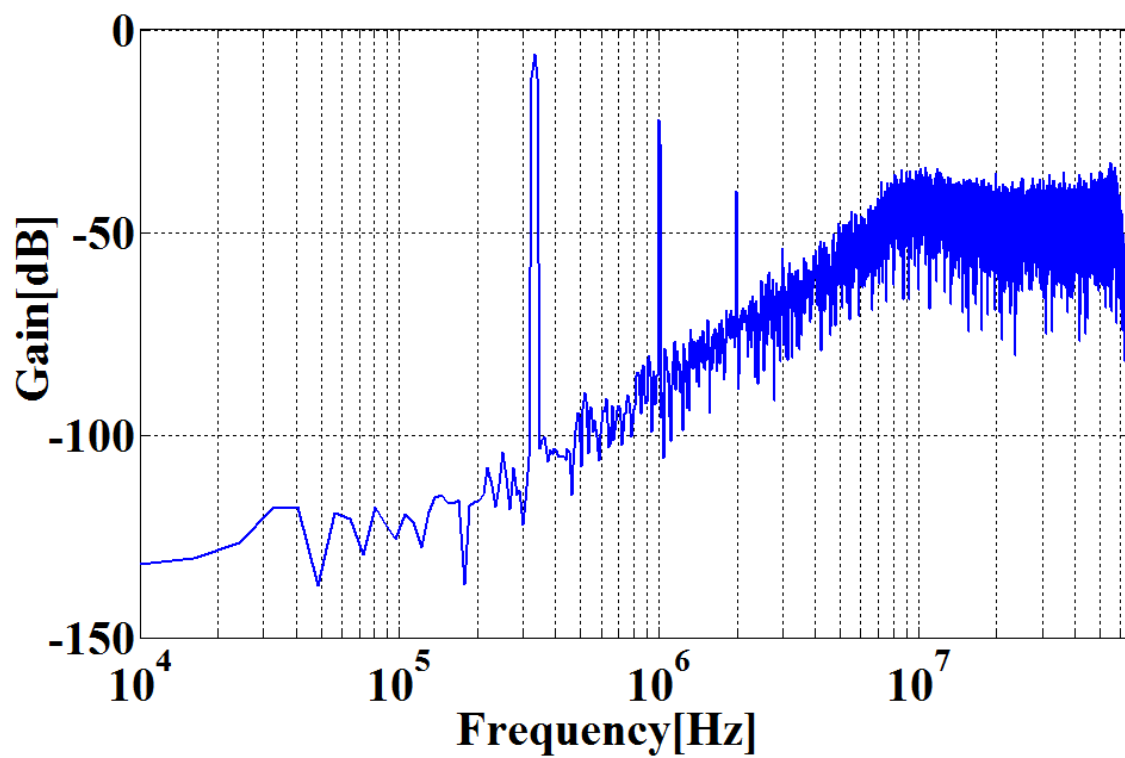


図 30 全体のシミュレーション結果

## 第8章 結論

本研究は「アンチエイリアス特性を持ったサブサンプリングミキサ」と「ミキサ一体型  $\Delta\Sigma$ ADC」を提案した。提案したサンプリングミキサは、狭帯域の複素 BPF 特性を持っているため、サブサンプリングミキサの欠点である雑音の折り返しを防ぐことができる。また、サンプリング処理を行うので、後段の ADC の要求性能を下げる目的で隣接チャンネル除去フィルタとして高精度な離散時間フィルタを使用することができる。提案した  $\Delta\Sigma$ ADC は、高精度である離散時間の複素 BP 型  $\Delta\Sigma$ ADC と LP 型  $\Delta\Sigma$ ADC の一部を組み合わせたものである。IF で入力される信号を  $\Delta\Sigma$ ADC 内部のミキサでベースバンドへシフトさせる。この時の LO 信号は{1,0, -1}という値のみしか使わないため、誤差の少ない変換が可能である。またフィードバック構成の内部で変換を行うため誤差の影響を抑えることができる。提案したシステム全体の SNR は 79.3 dB となった。この受信システムを Bluetooth などの無線受信機に用いることで高精度化することができる。



## 謝辞

本稿を作成するにあたり，多大なるご協力，ご指導を頂きました安田彰教授に心から感謝を申し上げます． また，様々な面で支えて頂いた同研究室の皆様に心より御礼を申し上げます．

## 参考文献

- 1) 東原恒夫：CMOS RF 回路設計，丸善，2009
- 2) STARC 教育推進室監修，浅田邦博・松澤昭共編：アナログ RF CMOS 集積回路設計(応用編)，培風館，2011
- 3) Behzad Razavi 著，黒田忠広 監訳：RF マイクロエレクトロニクス，丸善，2002
- 4) Hooman Darabi：A Blocker Filtering Technique for SAW-Less Wireless Receivers, IEEE journal of Solid-State Circuits, Vol.42, NO.12 DECEMBER 2007
- 5) Richard Schreier, Gabor C. Temes, 著，和保孝夫，安田彰 監訳： $\Delta\Sigma$  型アナログ/デジタル変換器入門，丸善，2007

## 発表論文

Kazuya Kobayashi, Yusuke Fukasawa, Akira Yasuda：Noise reduction of TDC by using a GRO TDC and a noise shaping structure, IEEJ International Analog VLSI workshop, 2010