

## 帯域分割法に基づく広帯域信号計測 High-Bandwidth Signal Measurement Using Bandwidth Interleaving Technique

ファジャル メガ プラタマ<sup>†</sup> 宮澤 一之<sup>†</sup> 本間 尚文<sup>†</sup> 青木 孝文<sup>†</sup>  
 Fajar Mega Pratama Kazuyuki Miyazawa Naofumi Homma Takafumi Aoki  
 山口 隆弘<sup>‡</sup> 出川 勝彦<sup>§</sup> 秋田 隆之<sup>§</sup>  
 Takahiro J. Yamaguchi Katsuhiko Degawa Takayuki Akita

### 1. まえがき

近年、マルチメディア技術の発展により、多くの情報機器が大量のデータを扱うようになってきている。それに伴い、データをより多くより速く転送する技術の開発が積極的に進められている。例えば、1998年には1.5Gbpsであったシリアルインタフェースの最大転送速度は、2008年では6Gbpsに達している。プロセッサや無線技術の開発においても高周波数の信号を対象とした研究が盛んに行われている。一般に、高周波数の信号または広い周波数帯域を持つ信号のことを広帯域信号と呼ぶ。現在、いかに広帯域信号を計測するかが重要な課題となっている。

計測器で計測可能な周波数帯は通常 AD 変換器の性能によって決定される。計測する信号の周波数が高ければ高いほど、より高い性能の AD 変換器が必要になる。しかし、AD 変換器の性能にも限界があり、正しく信号を計測できるのは、入力信号の最大周波数が AD 変換器のサンプリング周波数の2分の1以下の場合のみである。それ以上の広帯域信号が入力された場合、単一の AD 変換器では正しい計測が困難となる。

そのような広帯域信号を計測するため、複数個の AD 変換器を組み合わせる手法が考案されている。一つは信号を時間領域で分割する時分割法である。この手法は、サンプリングタイミングの異なる複数の AD 変換器を用いる。得られた信号を合成することで、サンプリング間隔を縮めた(帯域幅を広げた)場合と同じ効果が期待できる。しかし、この手法では複数の AD 変換器のサンプリングタイミングを正確に制御しなければならない。この制御はしばしば非常に困難であり、またタイミングを制御するために追加のハードウェアが必要となる。

これに対して、広帯域信号の周波数帯域を分割する帯域分割法による計測手法がある。この手法は、入力信号の周波数帯域を分割し、各帯域を AD 変換器で計測可能な帯域に変換する。帯域分割法では、時分割法のような正確なタイミング制御を必要せず、フィルタやミキサといった素子で容易に実現が可能となる。その代わりに帯域分割した信号を復元する際に各帯域の相対遅延と位相ずれを補正することが必要となる。従来手法[1]では、これらの値を推定するためにパイロット信号を用いている。そのため、パイロット信号発生用のハードウェアが必要となる。

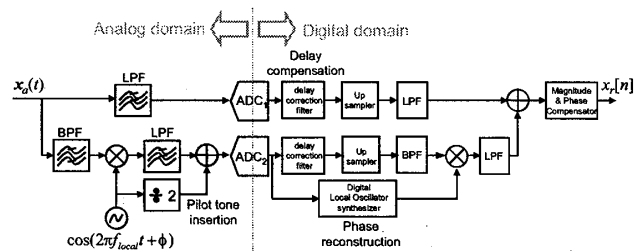


図 1: 従来の帯域分割法 [1] のブロック図

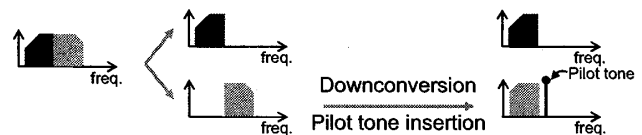


図 2: 従来の帯域分割法 [1] の流れ

本稿では、信号の復元に信号処理技術を用いた新しい帯域分割法を提案する。提案手法では、一部が重複するように信号の帯域を分割し、その重複した周波数帯域の位相差スペクトルを用いて相対時間遅延(遅延)と位相オフセット(位相)を推定する。従来手法と比べて、パイロット信号等を追加する必要がないため、より低いコストで実装することが可能となる。これまで著者らの研究グループでは、ダウンコンバート方式と呼ぶ手法を提案してきた[2]。本稿では、その方式を紹介するとともに、新たにバンドパスサンプリング方式を提案する。実際の広帯域信号を用いた帯域分割及び復元の実験を通して、提案手法が雑音に対してロバストに広帯域信号を計測できることを示す。

### 2. 帯域分割法

従来の帯域分割法[1]は、レクロイ社によって開発された。レクロイ方式で実装した帯域分割法のブロック図を図1に示す。ここでは、チャンネル1とチャンネル2の2つのチャンネルにより信号の帯域を分割して計測する場合を考える。この方式により広帯域信号がAD変換器で観測可能な帯域に変換されるイメージを図2に示す。チャンネル1では、低域通過フィルタ(LPF)を用いて低周波側のスペクトルを取得する。高周波側のスペクトル情報を取得するチャンネル2では、まず、広帯域信号に帯域通過(バンドパス)フィルタを適用し、高周波成分の帯域のみ残す。次に、発振器の余弦波と乗算することによって、スペクトルの位置を低い周波数

<sup>†</sup> 東北大学 大学院情報科学研究科, GSIS, Tohoku University

<sup>‡</sup> (株) アドバンテスト研究所, Advantest Laboratories, Ltd., Japan

<sup>§</sup> (株) アドバンテスト, Advantest Corporation, Japan

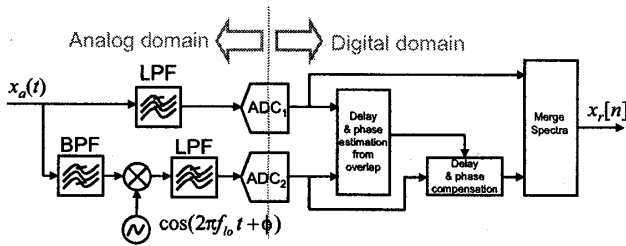


図 3: ダウンコンバート方式を用いた帯域分割法 [2] のブロック図

領域に移動する。その後、AD 変換器で離散化される前にエイリアシングが発生しないように LPF を適用する。

図 1 のように、チャンネル間の素子数が異なるため、高周波側のスペクトル情報を取得するチャンネル 2 ではチャンネル 1 に対して信号が遅れる。また、チャンネル 2 で用いる発振器では余弦波の位相ずれが現れる。この相対時間遅延(遅延)と位相オフセット(位相)が信号を正しく復元する際の問題となる。この遅延と位相を補正するため、従来手法では図 1 に示すように計測される信号とは別に、ある特性を持つ信号(パイロット信号)を加えている。パイロット信号としては 1/2 倍の余弦波が用いられる。

### 3. 提案手法

上記のパイロット信号を利用する手法に対して、信号処理を利用して遅延と位相を推定する手法が提案されている [2]。従来手法と比べて、信号処理を利用した帯域分割法はより少ない素子で実現が可能である。本稿では、パイロット信号を用いずに広帯域信号の再構成を行う帯域分割法を提案する。提案手法は、信号処理技術により遅延と位相を推定するため、従来手法と比べてより少ないハードウェア量で実現できる。以下では、ダウンコンバート方式 [2] を紹介するとともに、本稿で提案するバンドパスサンプリング方式を示す。

#### 3.1 ダウンコンバート方式

図 3 にダウンコンバート方式を用いた帯域分割法を示す。本手法では、従来手法と同様に高周波成分の帯域を取得する。すなわち、広帯域信号に対して帯域通過フィルタ (BPF) を適用し、発振器の余弦波と乗算した後に、低域通過フィルタ (LPF) を適用する。そのため、ここで遅延と位相の復元問題が生じる。提案するダウンコンバート方式では、信号の帯域を一部重複して分割し、この重複帯域を用いて遅延及び位相を推定する。これにより、従来手法と比べて少ないハードウェアで実現でき、信号の再構成においてもより単純に行うことができる。本手法における信号の分割のイメージを図 4 に示す。

ダウンコンバート方式による帯域分割法のモデルを図 5 に示す。ここで、チャンネル 1 に対するチャンネル 2 の遅延を  $d$  とし、チャンネル 1 とチャンネル 2 への外部雑音をそれぞれ  $w_1(t)$  と  $w_2(t)$  とする。広帯域信号が両チャンネルに送られ、チャンネル 1 では LPF を適用し、低い周波数成分のスペクトルを取得する。チャンネル 2 で

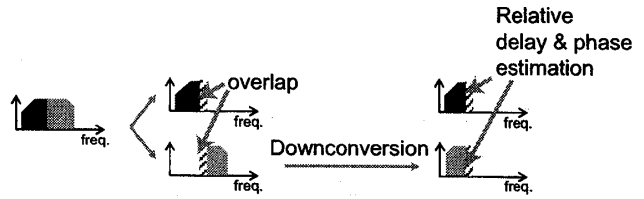
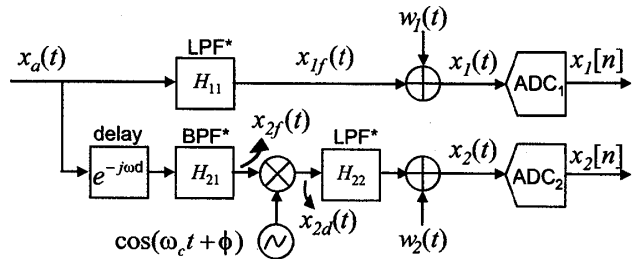


図 4: ダウンコンバート方式を用いた帯域分割法 [2] の流れ



\*BPF & LPF are assumed to have zero group delay

図 5: ダウンコンバート方式を用いた帯域分割法のモデル

は BPF を適用し、高い周波数成分のスペクトルを取得する。チャンネル 1 の LPF における時間領域のインパルス応答を  $h_{11}(t)$ 、チャンネル 2 の BPF における時間領域のインパルス応答を  $h_{21}(t)$  とおくと、チャンネル 1 とチャンネル 2 の信号はそれぞれ次式のように表せる。

$$x_{1f}(t) = h_{11}(t) * x_a(t) \quad (1)$$

$$x_{2f}(t) = h_{21}(t) * x_a(t) \quad (2)$$

また、周波数領域では次式で表せる。

$$X_{1f}(\omega) = H_{11}(\omega) X_a(\omega) \quad (3)$$

$$X_{2f}(\omega) = H_{21}(\omega) X_a(\omega) \quad (4)$$

チャンネル 2 では、発振器の余弦波と乗算することによって、BPF で帯域制限した信号スペクトルを発振器の余弦波周波数  $\omega_c$  だけ左右に移動させる (図 6)。得られた信号は以下の式で与えられる。

$$x_{2d}(t) = x_{2f}(t) \times 2\cos(\omega_c t + \phi) \quad (5)$$

$$X_{2d}(\omega) = e^{j\phi} X_{2f}(\omega - \omega_c) + e^{-j\phi} X_{2f}(\omega + \omega_c) \quad (6)$$

次に、 $X_{2f}(\omega - \omega_c)$  の影響を無くするため LPF を適用する。結果として、信号のスペクトルは低い周波数領域にのみ現れ、AD 変換器を用いて正しく信号を標本化できる。以上の処理のイメージを図 6 に示す。

AD 変換器がチャンネル 1 とチャンネル 2 の信号を時間間隔  $T_s$  でサンプリングするとき、両チャンネルの信号は次式で与えられる。

$$x_1(n) = x_1(nT_s) + w_1(nT_s) \quad (7)$$

$$x_2(n) = x_2(nT_s - d) * e^{-j\phi} + w_2(nT_s) \quad (8)$$

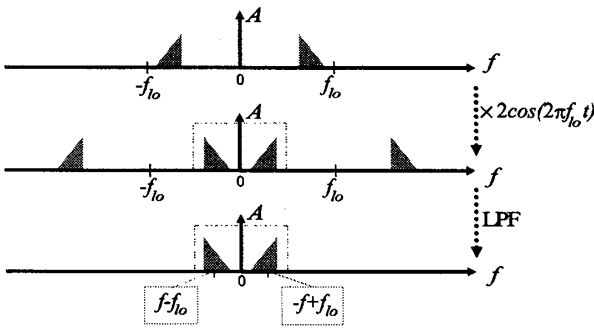


図 6: スペクトルのダウンコンバート

ここで、 $d$  はチャンネル 2 で生じる遅延時間である。式 (8) に示される遅延 ( $d$ ) と位相 ( $\phi$ ) の値を推定することで、信号を再構成することができる。重複帯域でのスペクトルを  $X(k)$  とすると、周波数領域での両チャンネルの信号は以下のように与えられる。

$$X_1(k) = X(k) + W_1(k) \quad (9)$$

$$X_2(k) = X(k)e^{-j\frac{2\pi}{N}kd-j\phi} + W_2(k) \quad (10)$$

ここで、遅延と位相を推定するために、両チャンネルの信号のクロススペクトル  $G_{x_1x_2}$  を次のように求める。

$$G_{x_1x_2}[k] = G_{xx}[k]e^{-j\frac{2\pi}{N}kd+j\phi}[k] + G_{xw_2}[k] + G_{xw_1}[k] + G_{w_1w_2}[k] \quad (11)$$

雑音の影響が十分小さいと仮定すると、 $G_{xw_1} + G_{xw_2} + G_{w_1w_2} \approx 0$  となり、式 (11) は次のようになる。

$$G_{x_1x_2}[k] = G_{xx}[k]e^{-j\frac{2\pi}{N}kd+j\phi}[k] \quad (12)$$

このとき、位相差スペクトルは正規化クロススペクトルから求まる。次式に示すように、位相差スペクトルの傾きは遅延を表し、その直流成分での切片は位相を示す。

$$\Delta\theta = \arg \left[ \frac{G_{x_1x_2}[k]}{|G_{x_1x_2}[k]|} \right] = - \left( \frac{2\pi}{N}d \right) k - \phi \quad (13)$$

雑音が大きくなると、遅延と位相の推定値の誤差も大きくなる。雑音の大きさを考慮した場合、雑音によるクロススペクトルの大きさと位相の変化をそれぞれ  $\Delta G_w, \Delta\phi_w$  とおくと、重複帯域のスペクトル及び遅延と位相の関係式は次式で与えられる。

$$G_{x_1x_2}[k] = (G_{xx} + \Delta G_w)e^{-j\frac{2\pi}{N}kd+j(\phi+\Delta\phi_w)}[k] \quad (14)$$

$$\Delta\theta = \arg \left[ \frac{G_{x_1x_2}[k]}{|G_{x_1x_2}[k]|} \right] = - \left( \frac{2\pi}{N}d \right) k - (\phi + \Delta\phi_w) \quad (15)$$

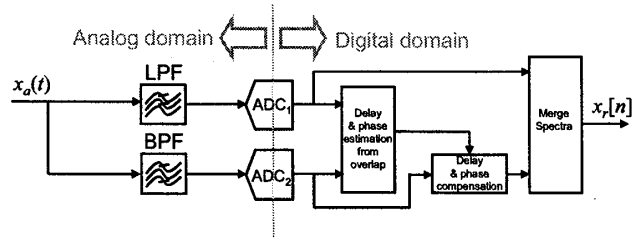


図 7: バンドパスサンプリング方式を用いた帯域分割法 (提案手法) のブロック図

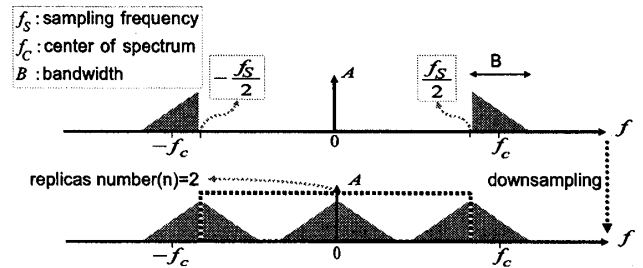


図 8: バンドパスサンプリングの例 ( $f_c = 20[MHz]$ ,  $B = 5[MHz]$ ,  $f_s = f_c - B/2 = 17.5[MHz]$ )

### 3.2 バンドパスサンプリング方式

本節では、ダウンコンバートとは異なる方法の信号処理による帯域分割法として、バンドパスサンプリング方式を提案する。

図 7 にバンドパスサンプリング方式を用いた帯域分割法を示す。本手法では、バンドパスフィルタのみを利用して高周波成分のスペクトルを取得する。ダウンコンバート手法と比べ、(1) 少ない素子数で実装できる、(2) 回路によって生じる雑音や相対遅延を削減できる、(3) 発振器がないため位相ずれが生じないといった利点がある。

通常、信号をサンプリングするには、標準化定理により、その信号の最も高い周波数より 2 倍の周波数でサンプリングしなければならない。この条件を満たさない場合、入力信号が正しく復元することができない。しかし、高周波領域で帯域制限された信号の場合、ある条件下において正しくサンプリングできる場合がある。本手法はそのような条件を利用している。

$x_c(t)$  の連続時間信号が  $T$  の間隔でサンプリングされるときに、得られた離散時間信号  $x_s(t)$  は次式で表わされる [3]。

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT)\delta(t - nT) \quad (16)$$

また、上の式の離散時間フーリエ変換は以下となる。

$$X_s(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(j(\omega - k\omega_s)) \quad (17)$$

式 (17) のように、信号はサンプリングされると、 $\omega_s$  毎に同様のスペクトルが繰り返される。そのようなスペクトルがお互いに重ならない条件は、サンプリング

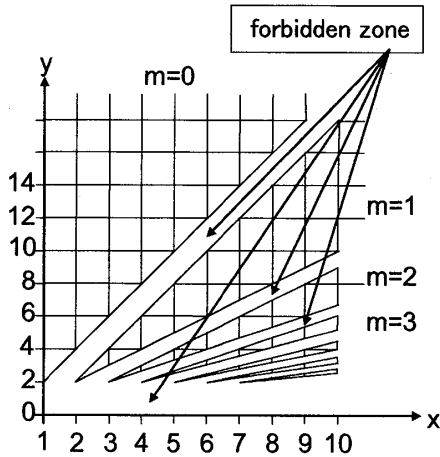


図 9: バンドパスサンプリング周波数の許容領域 [5]

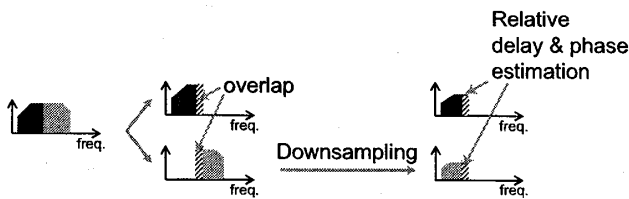


図 10: バンドパスサンプリング方式を用いた帯域分割の流れ

周波数  $\omega_s$  が信号の最大周波数より 2 倍以上大きい場合である。しかし、図 8 のように帯域制限されたスペクトルを持つ信号の場合、サンプリング周波数を適切に選択すれば、スペクトルのコピー（レプリカ）をお互いに重なることなく低い周波数領域に配置させることができる。その条件は以下の通りである [4]。

$$\frac{2f_c + B}{m + 1} \leq f_s \leq \frac{2f_c - B}{m} \quad (18)$$

ここで、 $f_c$  と  $f_s$  はそれぞれ計測する信号のスペクトルの中心とサンプリング周波数であり、 $B$  はスペクトルの幅である。ここで、 $x = \frac{f_c + B/2}{B}$  を  $x$  軸と置き、 $y = \frac{f_s}{B}$  を  $y$  軸と置くと、バンドパスサンプリング周波数の許容領域は図 9 のようになる [4][5]。縦と横の線が交わる領域はレプリカが重ならない状況を表している。 $m$  は周波数領域に現れるコピーの数を示す。本稿では、 $m=1$  のときに式 (18) を満たす周波数でサンプリングを行う場合を考える。このとき、低周波領域に現れるスペクトルのコピーを用いて信号の再構成を行う。本手法における信号分割のイメージを図 10 に示す。

### 3.3 提案手法による広帯域信号の再構成

提案手法では、重複帯域の位相差スペクトルによりチャンネル間の遅延と位相を推定し、信号を再構成する。本節では、遅延と位相の推定方法および信号の再構成について以下の順に述べる。

- 位相差スペクトルの選択
- 位相差スペクトルのアンラップ
- 遅延と位相の推定
- 信号の復元

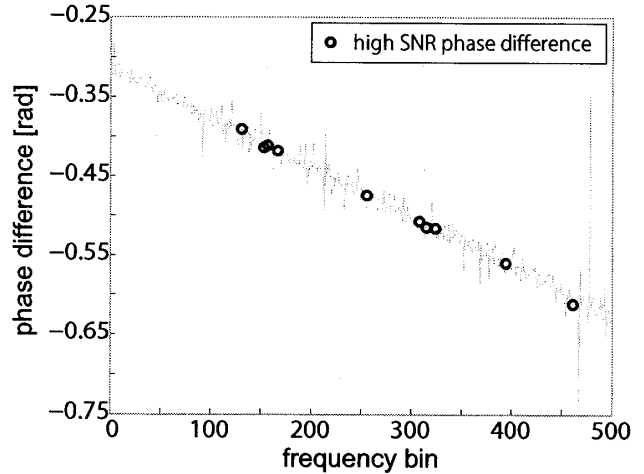


図 11: SNR 値の利用による信頼性の高い位相差スペクトルの抽出

#### 3.3.1 位相差スペクトルの選択

まず、重複帯域において補正に使用する位相差スペクトルの周波数の値（インデックス）を求める。提案手法では、雑音の影響を考慮し、チャンネル 1 とチャンネル 2 の信号のコヒーレンスから最も関係性が高いところを検出する。以下では、コヒーレンスの計算方法について述べる。

$G_{x_1x_2}[k]$ ,  $G_{x_1x_1}[k]$ ,  $G_{x_2x_2}[k]$  をそれぞれ  $x_1, x_2$  のクロスパワースペクトル、 $x_1$  のパワースペクトル、 $x_2$  のパワースペクトルとおくと、複素数コヒーレンス関数の計算は周波数インデックスにおいて、次式で与えられる。

$$|\gamma_{x_1x_2}[k]| := \frac{|G_{x_1x_2}|}{\sqrt{G_{x_1x_1}[k]G_{x_2x_2}[k]}} \quad (19)$$

$x_1, x_2$  信号の長さは有限であるため、通常コヒーレンスの値には以下の推定値  $\hat{G}$  を用いる。

$$|\hat{\gamma}_{x_1x_2}[k]| = \frac{|\hat{G}_{x_1x_2}|}{\sqrt{\hat{G}_{x_1x_1}[k]\hat{G}_{x_2x_2}[k]}} \quad (20)$$

ここで、それぞれのパワースペクトルは welch の手法により求める。まず、信号全体長さをいくつかの区分に分割する。このとき、それぞれの区分はお互いに重なるように設定する。通常、区分の数 ( $L$ ) は 8 個に設定し、重なる領域  $K$  は 50 % になるようにする。一つ区分の長さを  $M$  とすると、信号  $s$  のパワースペクトルは次のように計算される [6]。

$$\hat{G}_{ss}^{(l)}[k] = \frac{1}{MP} \left| \sum_{m=1}^M v[m]s_l[m]e^{-j\frac{2\pi k}{M}m} \right|^2 \quad (21)$$

$l$  区分目の信号  $s$  は次式から求める。

$$s_l[m] = s[(l-1)K + m] \quad (22)$$

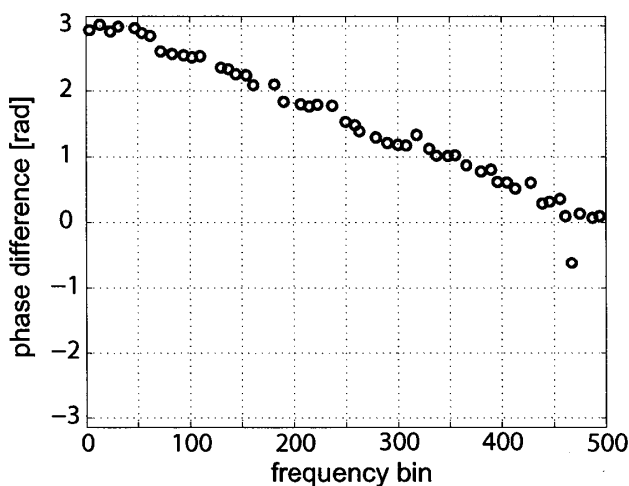


図 12: 遅延が十分小さい場合 (100 [samples]) の位相差スペクトル

ここで、 $v[m]$  はハニング窓関数であり、次のように定義される。

$$v[m] = 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{\pi m}{M}\right) \quad (23)$$

このとき、窓関数  $v[m]$  のパワー  $P$  はコヒーレンスの値となり、 $v[m]$  の二乗平均として次のように計算される。

$$P = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |v[m]|^2 \quad (24)$$

次に、これらの計算から得られたコヒーレンスの値を用いて SNR 値を求める。

$$SNR[k] = \frac{|\hat{\gamma}_{x_1 x_2}[k]|}{1 - |\hat{\gamma}_{x_1 x_2}[k]|} \quad (25)$$

重複帯域ではコヒーレンスの値が他の領域と比べて高くなる。提案手法では、より正確な傾きを求めるために SNR 値が最も高い数点の周波数インデックスを取得する。そのような周波数インデックスでは、重複帯域の位相差スペクトルにおいて、図 11 のように雑音の影響が少なくなり、より正確な値を推定するのに適している。

### 3.3.2 位相差スペクトルのアンラップ

次に、得られた周波数インデックスの位相差スペクトルの値を補正する。位相差スペクトルの値はフーリエ変換の周期性により、 $-\pi$  から  $\pi$  までに制限される (図 12, 図 13)。そのため、折り返されてしまった値を修正する必要がある。このとき、折り返された位相差スペクトルと修正した位相差スペクトルの関係は次式で与えられる。

$$\Delta\theta' = \Delta\theta + 2\pi L[k] \quad (26)$$

$\Delta\theta'$ 、 $\Delta\theta$  はそれぞれ修正した位相差スペクトルと元の位相差スペクトルの値である。あるインデックス  $k$  の  $L[k]$  を求める手順の概略を以下に示す。

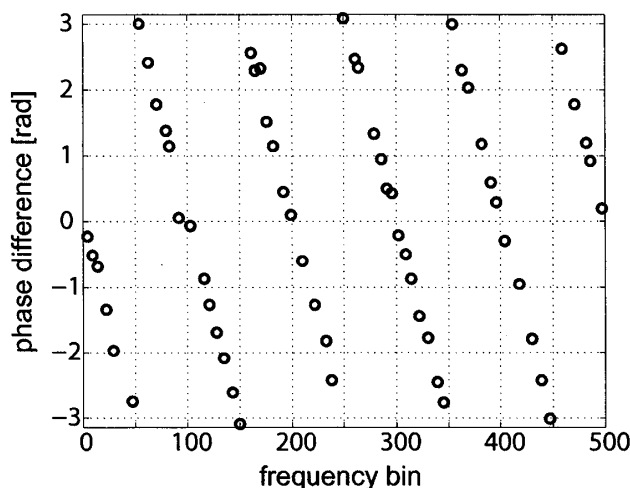


図 13: 遅延が大きい場合 (1000 [samples]) の位相差スペクトル

1. 重複領域の最初のインデックス  $k_0 = 0$  において、 $L(0) = 0$  とおく
2.  $\Delta\theta[k] - \Delta\theta[k-1] > \pi$  ならば  $L[k] = L[k-1] - 1$
3.  $\Delta\theta[k] - \Delta\theta[k-1] < -\pi$  ならば  $L[k] = L[k-1] + 1$
4. 2 もしくは 3 の条件を満たさなくなるまで繰り返す。もし、はじめからどちらの条件も満たさない場合、 $L[k] = L[k-1]$  とする。

こうして位相差スペクトルを修正することで、遅延が大きい場合でも正確な傾きを求めることが可能になる。

### 3.3.3 遅延と位相の推定

得られた位相差スペクトルの値から傾き (遅延) を求める。本稿では、その導出に重み付き最小二乗法を用いる。

周波数の値を  $x$  軸、位相差スペクトルを  $y$  軸とおくと、求めたい直線を  $y = ax + b$  と表すことができる。 $a, b$  がそれぞれ求めたい傾きと  $y$  軸との交点 (切片) である。まず、得られた全てのインデックスの点を用いて最小二乗法により  $a$  と  $b$  を求める。ここで得られた直線にはまだ雑音による誤差が含まれる可能性がある。そこで、座標に対して重みを付けて再度計算を行う。このとき各座標の外れ距離 ( $e$ ) は次のように求める。

$$e[i] = \Delta\theta'[k_i] - \left(\frac{2\pi}{N} a \times k_i + b\right) \quad (27)$$

重みは bisquare 型を用いて次のように計算される。

$$w[i] = \begin{cases} \left[1 - \left(\frac{e[i]}{c}\right)^2\right]^2 & |e[i]| < c \text{ ならば} \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (28)$$

ここで、 $c = 4.6851\sigma$  ( $\sigma$  は外れ距離の標準偏差値) とする。 $\sigma$  は偏差値の中央絶対値 (MAD: median absolute

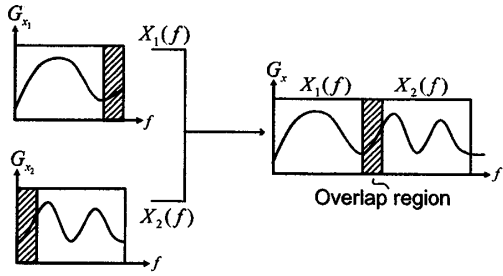


図 14: 分割したスペクトルの合成

deviation) から次のように推定する.

$$\hat{\sigma} \approx \frac{MAD}{0.6745} \quad (29)$$

$$MAD = MED(|e[i] - MED(e[i])|) \quad (30)$$

MAD の計算は外れ距離 ( $e[i]$ ) の標準正規分布の 0.75 分位数 (quantile) を推定するため, それを調整する確率  $\alpha_{0.75} = 0.6745$  から式 (29) の定数 0.6745 を定める [7].  $MED(e[i])$  は外れ距離 ( $e[i]$ ) の中央値 (median) を表している. 以上の外れ距離と重みを用いて, 次の評価式が最小値となるまで  $a$  と  $b$  の計算を繰り返す.

$$\min_{a,b} \sum_{i=0}^M w[i] \times e[i]^2 \quad (31)$$

こうして直線の傾きを求める.

位相差スペクトルの傾きを用いて, 遅延  $d$  と位相  $\phi$  を次のように計算することができる.

$$d = \frac{N}{2\pi} a \quad (32)$$

$$\phi = \Delta\theta[k] - a \times k \quad (33)$$

バンドパスサンプリング方式の場合, 発振器を用いないため, チャンネル間に位相差が生じない. そのため, 直流成分において位相は常に 0 であると考えられる. これを利用して, バンドパスサンプリング方式では原点を通る直線として傾きを推定する. コヒーレンスの計算から得られたインデックス群と原点を用いて, (31) 式の重み付最小二乗法で傾きを求める. また, バンドパスサンプリング方式の場合では, 位相を 0 として補正を行う.

### 3.3.4 信号の復元

求めた遅延と位相を用いて式 (10) に示すチャンネル 1 とチャンネル 2 の関係から, チャンネル 2 のスペクトルを以下のように補正する.

$$X_{2c}[k] = e^{+j\frac{2\pi}{N}kd+j\phi} X_2[k] \quad (34)$$

次に, 分割した信号を元の信号に合成する (図 14). チャンネル 2 のスペクトルを分割時に移動した分だけ戻す. すなわち, ダウンコンバート方式では発振器の周波

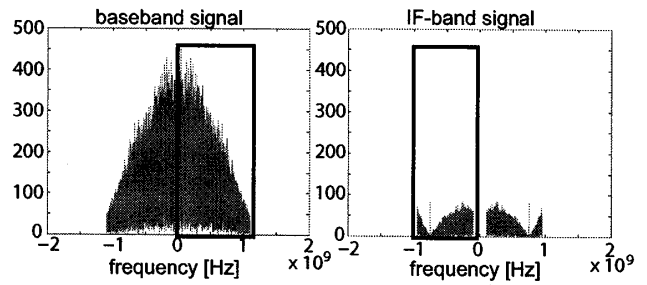


図 15: 復元する前のチャンネル 1 とチャンネル 2 の信号のスペクトル

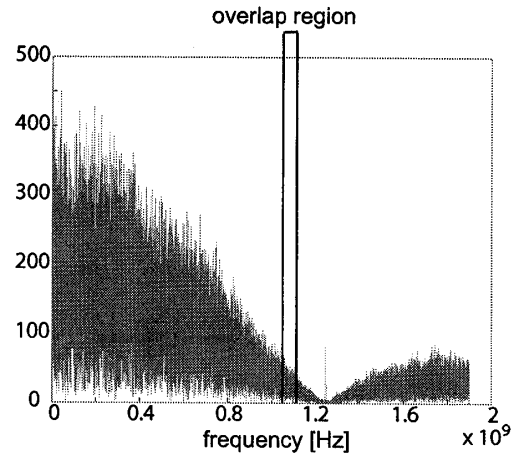


図 16: チャンネル 1 の信号のスペクトルと高域側に移動したチャンネル 2 の信号のスペクトル

数分, バンドパスサンプリング方式ではチャンネル 2 のサンプリング周波数だけ加算する. 図 15 の例では, スペクトルの配置は図 16 のようになる. 通常, チャンネル 1 の信号の方が雑音の影響に対して強いため, 重複帯域ではチャンネル 1 の信号を用いる. こうして提案する帯域分割法では信号を再構成する.

## 4. 広帯域信号の帯域分割及び復元実験

提案した帯域分割法の有効性を評価するために, ダウンコンバート方式とバンドパスサンプリング方式を用いた帯域分割法を用いて, 広帯域信号の分割及び復元実験を行った. 実験で用いた信号は PRBS (Pseudorandom binary sequences: 疑似ランダムビット列) 信号である. 実験ではデジタルオシロスコープを用いて取得した実際の PRBS 信号を使用した. 取得時のサンプリング周波数は 20GSps であり, サンプル数は 100000 である.

本実験では全てのフィルタを Parks-McClellan アルゴリズムで実装した. AD 変換器でのサンプリングは式 (16), (17) に示した理想的なサンプリングとする. 図 17 と図 18 に各方式での実験パラメータを示す. ダウンコンバート方式とバンドパスサンプリング方式を比較するために, ダウンコンバート方式における発振器の位相 ( $\phi$ ) を 0 とし, 両者の遅延を 10[samples] にした. 通常では 4GSps 以上のサンプリング周波数を必要

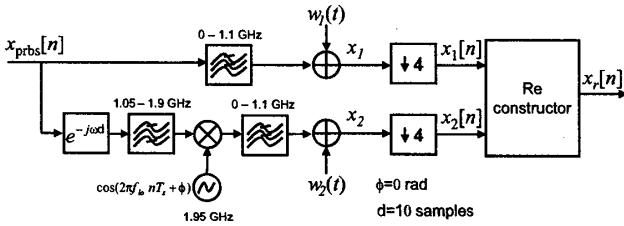


図 17: ダウンコンバート方式の実験に用いたパラメータ

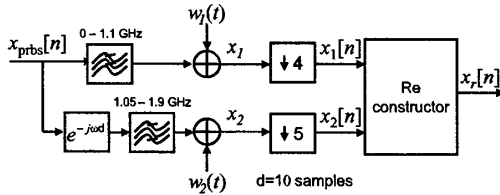


図 18: バンドパスサンプリング方式の実験に用いたパラメータ

表 1: ダウンコンバート方式の実験結果

推定した遅延 [samples]	10.634013
遅延の誤差 [%]	6.3401 ± 2.0321
推定した位相 [rad]	0.4133 ± 0.1384
RMS 誤差 (補正なし) [mV]	50.9
RMS 誤差 (位相と遅延補正) [mV]	8.42 ± 2.49

表 2: バンドパスサンプリング方式の実験結果

推定した遅延 [samples]	9.99631
遅延の誤差 [%]	0.0369 ± 0.0147
推定した位相 [rad]	0.0081 ± 0.0051
RMS 誤差 (補正なし) [mV]	50.9
RMS 誤差 (遅延補正) [mV]	0.71 ± 0.01

とする信号を提案手法により 2.5GSps のサンプリング周波数で復元した。追加した雑音は一様乱数であり、入力信号の大きさの 0~2% 程度である。このとき平均の SNR 値は 48.3[dB] から 24.2[dB] となる。ダウンコンバート方式を用いた帯域分割法では、両チャンネルの AD 変換器が同一のサンプリング周波数を有している ( $f_{s1} = f_{s2} = 2.5\text{GSps}$ ) のに対し、バンドパスサンプリング方式を用いた帯域分割法では、AD 変換器が異なるサンプリング周波数を有している ( $f_{s1} = 2.5\text{GSps}$ ,  $f_{s2} = 2.0\text{GSps}$ ) ことに注意されたい。このため、バンドパスサンプリング方式の場合、復元する前にチャンネル 1 とチャンネル 2 のスペクトルの大きさが同じになるように変換する必要がある。すなわち、チャンネル 1 のスペクトルは  $f_{s2}$  倍に、チャンネル 2 のスペクトルは  $f_{s1}$  倍とする。

提案する帯域分割法を評価するため、推定した遅延と位相の値及び元の信号に対する復元した信号の

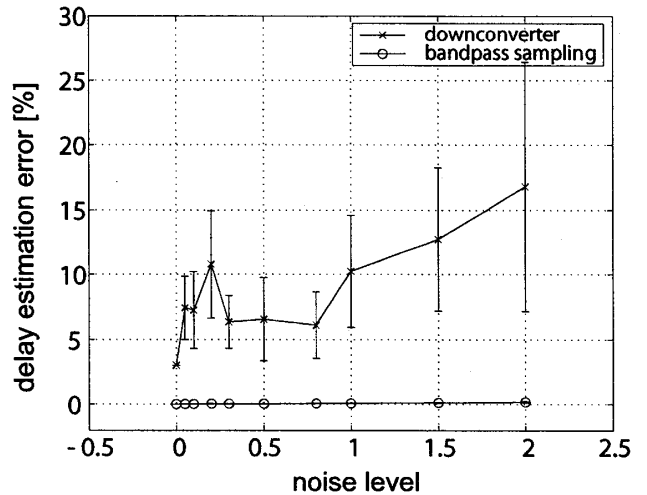


図 19: 雑音に対する遅延推定値の誤差

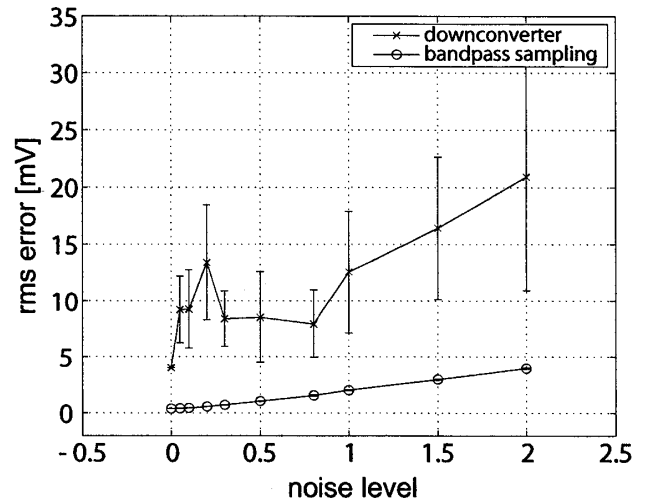


図 20: 雑音に対する復元した信号の RMS 誤差

RMS(root-mean-square) 誤差を比較した。SNR の値が約 40dB の時のダウンコンバート方式とバンドパスフィルタリング方式の結果をそれぞれ表 1 と表 2 に示す。このときの値は 5 回の試行の平均値と平均標準誤差 ( $mean \pm \delta_{mean}$ ) である。

実験結果より、バンドパスサンプリング方式のほうが正確に遅延を推定していることがわかる。これはダウンコンバート方式では遅延の推定に雑音の影響が含まれるインデックス群のみを用いるためと考えられる。これに対して、バンドパスサンプリング方式では、インデックス群に加えて、雑音の影響のない原点の (0,0) を追加することによって、より正確に遅延を推定できる。結果として、位相の平均と平均標準誤差に関してバンドパスサンプリング方式の誤差の方が小さくなった。また、元の広帯域信号に対する復元した信号の RMS 誤差を比較しても、バンドパスサンプリング方式のほうがダウンコンバート方式より正確に信号を復元していることがわかる。

次に、雑音の大きさに関する影響について検討を行った。本実験では、上述の実験パラメータを用いて、雑

音の大きさをだけを変化させた。図19と図20にその実験結果を示す。図19より、バンドパスサンプリング方式は雑音成分が大きくなっても、ロバストに遅延を推定することがわかる。一方で、バンドパスサンプリング方式の場合、復元した信号のRMS誤差は雑音成分が増加するとともに大きくなる。これは、スペクトルのコピーを生成するときに雑音成分もコピーされるためである。結果として、復元した信号には2倍の雑音成分が含まれる。しかし、本実験では、正確な遅延推定により、ダウンコンバート方式と比べて正確に信号を復元できた。また、図19と図20より、ダウンコンバート方式では遅延は正しく推定されず、結果として復元した信号のRMS誤差が増加することがわかる。

## 5. むすび

本稿では、広帯域信号の計測を実現する新しい帯域分割法を提案した。提案手法では、従来のパイロット信号を用いることなく信号処理技術により帯域分割法における相対時間遅延(遅延)と位相オフセット(位相)を推定する。そのため、従来手法と比べてより少ないコストで実装することが可能である。本稿では、提案するバンドパスサンプリング方式により高い精度で推定が可能になることを実験的に確認した。今後は、雑音成分が大きい場合にもいかに精度を維持するかが課題となる。さらに、本稿では2チャンネルについて検討したが、N-チャンネルからなる帯域分割法についても検討する予定である。

## 参考文献

- [1] P.J. Pupalaiakis. An 18 GHz bandwidth, 60 GS/s sample rate real-time waveform digitizing system. *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, pp. 195–198, June 2007.
- [2] Albert Tumewu, Kazuyuki Miyazawa, Takafumi Aoki, Takahiro J. Yamaguchi, Katsuhiko Degawa, and Takayuki Akita. Phase-based alignment of two signals having partially overlapped spectra. *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2009. ICASSP 2009. IEEE International Conference on*, pp. 3337–3340, April 2009.
- [3] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, and John R. Buck. *Discrete-time signal processing (2nd ed.)*. 1999.
- [4] Richard G. Lyons. *Understanding Digital Signal Processing (2nd ed.)*. 2004.
- [5] R.G. Vaughan, N.L. Scott, and D.R. White. The theory of bandpass sampling. *IEEE Transactions On Signal Processing*, Vol. 39, No. 9, pp. 1973–1984, September 1991.
- [6] Petre Stoica and Randolph Moses. *Spectral Analysis of Signals*. 2005.
- [7] Rand R. Willcox. *Introduction to Robust Estimation and Hypothesis Testing, Second Edition*. 2005.