

ウェーブレット解析の高速バースト同期引き込みへの応用

Fast Burst Synchronization using a Wavelet Analysis

梶田 吉朗*

戸倉 信之**

Yoshiro HAKAMATA

Nobuyuki TOKURA

Abstract: The paper summarizes the filter banks theory and the wavelet analysis that many researchers were investigated earlier. This is because those theories are needed to construct trans multiplexers. Trans multiplexers mean a system where an inverse wavelet transform is used as a transmitter, while a normal wavelet transform is used as a receiver. The construction is contrary to one that is used in a usual multilevel resolution analysis.

In order to construct trans multiplexers, the filter banks theory and the wavelet analysis show the importance of a transmission delay control that is inserted between a transmitter and a receiver. This time we made programs including analyzing filter banks, synthesizing filter banks, normal and inverse wavelet transform functions, etc., and we simulated trans multiplexers in C programs. As well as the theories, the simulated results also showed the importance of controlling the transmission delay to establish block synchronization of the transmitted data. However, we don't acquire concrete resolution method to establish block synchronization. These issues will be investigated near future.

1. はじめに

短いデータを用いてバースト伝送を行うには、伝送効率劣化を低減するためにバースト信号の先頭を高速に見いだす高速バースト同期確立が重要である。しかしながら、本研究で想定している高能率符号変調を用い、かつ短いデータを用いてバースト伝送を行うシステムの検討は進んでいない。

従来は、プリアンプル（バースト信号同期確立用信号、衛星通信ではユニークワード）を使用するシステムが知られている。一方、最近の代表的な高能率符号変調である OFDM では、同期確立のために伝送信号の一部分を付加する冗長化処理を施している。長いデータを用いたバースト伝送では付加した部分による効率低下の影響は少ないが、短いデータを用いたバースト伝送では効率低下が無視できない。ギガビットイーサネット（IEEE802.3z/ab）では複数フレームをまとめて送信する方法（フレームバースト：長バースト化）で対処しており、同様のことを無線 LAN(IEEE802.11g)で行っている例（メルコ AirStation G54, バッファロー WZR-G54 など）がある。

本論文は、時間軸データを周波数軸データに変換（およびその逆変換）する操作における基底として時間および周波数の両領域において局在するウェーブレットを用い、マルチレート信号処理を行うことによりウェーブレットの特性を利用してバースト伝送の実現を図るシステムをシミュレーションにより検討したものである。

通常行われているマルチレート信号処理の構成ではアナライザ（ウェーブレット変換器）からシンセサイザ（ウェーブレット逆変換器）に向けて信号が伝送される。またアナライザ、シンセサイザを含む全ての信号処理は同一装置内

において行われるので、同一クロック信号の下に動作し、信号の同期に関しては特別な注意を払う必要がないと言う特徴がある。

一方アナライザとシンセサイザを逆に接続した構成であるトランスマルチプレクサでは、分割バンク、合成バンクは各々物理的に離れた場所に設置されるので信号を正しく復号するためにはブロック同期の問題を解決することが不可欠である。

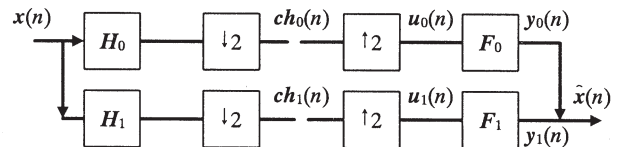
筆者らは、トランスマルチプレクサをフィルタバンクあるいはウェーブレット解析を適用して構成し、バースト伝送を行う場合の問題点を明らかにするために、シミュレーションによる検討を行ってきたのでその結果について報告する。

2. フィルタバンクおよびウェーブレット解析の概要

2.1 2チャンネルフィルタバンクの構成法

トランスマルチプレクサを構成するために必要となるフィルタバンクの構成法を文献[1][2][3]を参考にして整理する。

2チャンネルフィルタバンクの構成を図1に示す。



分割フィルタ ダウンサンプラ アップサンプラ 合成フィルタ

図1 2チャンネルフィルタバンク

入力信号を $x(n)$ とすると低域通過分割フィルタ H_0 の z 領域におけるデシメータ出力は式(1)で表される。

$$CH_0(z) = \frac{1}{2} [H_0(z^{1/2})X(z^{1/2}) + H_0(-z^{1/2})X(-z^{1/2})] \quad (1)$$

これがインタポレータを通過すると式(2)となる。

$$U_0(z) = \frac{1}{2} [H_0(z)X(z) + H_0(-z)X(-z)] \quad (2)$$

したがって合成側の低域通過フィルタ出力 $Y_0(z)$ は次式となる。

2007年3月12日受理

*理工学部 電気電子情報工学科

*矢崎総業(株) 技術研究所

$$Y_0(z) = \frac{1}{2} F_0(z) [H_0(z)X(z) + H_0(-z)X(-z)] \quad (3)$$

同様に高域通過フィルタ出力 $Y_1(z)$ は式(4)となる。

$$Y_1(z) = \frac{1}{2} F_1(z) [H_1(z)X(z) + H_1(-z)X(-z)] \quad (4)$$

合成フィルタ出力の z 変換は式(3)と(4)の和で与えられるが、これを $X(z)$ および $X(-z)$ について整理すると式(5)を得る。

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{2} [F_0(z)H_0(z) + F_1(z)H_1(z)]X(z) + \frac{1}{2} [F_0(z)H_0(-z) + F_1(z)H_1(-z)]X(-z) \quad (5)$$

第一項は信号項、第二項はエイリアス項である。これより式(6)に示すように出力信号が単に入力信号の m サンプル遅延した値となるためには、式(7)(8)の条件が満たされなければならない。

$$\hat{X}(z) = z^{-m} X(z) \quad (6)$$

式(7)は無歪み条件、式(8)はエイリアス除去条件である。

$$F_0(z)H_0(z) + F_1(z)H_1(z) = 2z^{-m} \quad (7)$$

$$F_0(z)H_0(-z) + F_1(z)H_1(-z) = 0 \quad (8)$$

式(9)が成り立つとき式(8)は自動的に満足される。

$$F_0(z) = H_1(-z), \quad F_1(z) = -H_0(-z) \quad (9)$$

このための一方法として、図2に示すように $H_1(z)$ を $H_0(z)$ の交番反転である $H_1(z) = -z^{-N} H_0(-z^{-1})$ となるように選択する方法が知られている。 N はフィルタ次数(タップ数-1)である。

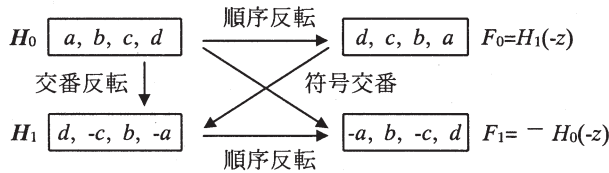


図2 エイリアス除去条件を満たすフィルタ係数の関係
これを適用すると無歪み条件(7)は式(10)のように変形される。

$$F_0(z)H_0(z) + F_1(z)H_1(z) = F_0(z)H_0(z) - H_0(-z)F_0(-z) = P_0(z) - P_0(-z) = 2z^{-m} \quad (10)$$

ここに $P_0(z) = F_0(z)H_0(z)$ である。式(10)において積フィルタ $P_0(z)$ の偶数べきは自動的に打ち消される。したがって m は奇数でなければならず、 m 以外の奇数べきは全て0となる必要がある。積フィルタ $P_0(z)$ の一例を図3に示す。

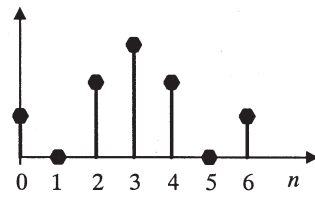


図3 積フィルタ $P_0(z)$ の例

これより低域通過フィルタ $H_0(z)$ の係数を $h(n)$ とすると、 $h(n)$ は式(11)に示す“2重シフト直交性”を満たすべきことが導かれる。

$$\sum_n h(n)h(n-2k) = \delta(k) \quad (11)$$

$$\sum_n |h(n)|^2 = 1$$

$\delta(k)$ は Kronecker のデルタで記号である。

2.2 フィルタバンクのポリフェーズ構成

(1) 分割フィルタバンク

入力を x 、フィルタを C とするとき、その出力 Cx をダウンサンプリングすることは $C(z)X(z)$ の奇数べきを捨て、偶数べきを取り出すことに相当する。

$$\text{偶数べき} \quad \begin{cases} C(z) \text{の偶数べきと} X(z) \text{の偶数べきの積} \\ C(z) \text{の奇数べきと} X(z) \text{の奇数べきの積} \end{cases}$$

であるから、入力信号およびフィルタを複数のフェーズに分解してから積和演算を行えば、データ長が短くなるため計算量が削減され、また無駄な計算を行わなくて済むため高速に処理できるようになる(処理クロックを低減できる)。

一例としてフィルタ C の特性を $C(z) = a + bz^{-1} + cz^{-2} + dz^{-3}$ とすると $C(z)$ は図4のようにポリフェーズ分解できる。

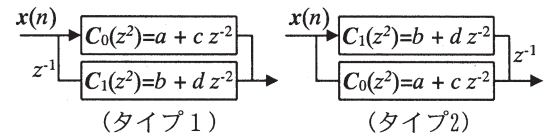


図4 フィルタのポリフェーズ分解

ここに $C_0(z) = a + cz^{-1}$ 、 $C_1(z) = b + dz^{-1}$ である。

図1の2チャネルフィルタバンクにおいて分割フィルタ H_0 、 H_1 にタイプ1のポリフェーズ分解を、合成フィルタ F_0 、 F_1 にタイプ2のポリフェーズ分解を適用し、デシメータ、インタポレータとポリフェーズフィルタの位置を入れ替えると図5が得られる。ここに $H_p(z)$ は式(12)で表される。

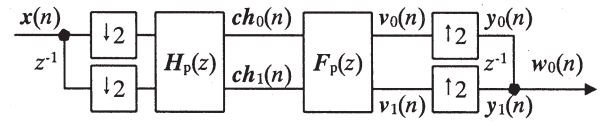


図5 ポリフェーズ構成2チャネルフィルタバンク

$$H_p(z) = \begin{bmatrix} H_{00}(z) & H_{01}(z) \\ H_{10}(z) & H_{11}(z) \end{bmatrix} \quad (12)$$

なお $H_{i,j}(z)$ において i はチャネルを、 j はフェーズを表す。

分割フィルタの出力 $ch_0(n)$ 、 $ch_1(n)$ の z 変換は式(13)で表される。

$$\begin{bmatrix} CH_0(z) \\ CH_1(z) \end{bmatrix} = H_p(z) \begin{bmatrix} X_0(z) \\ z^{-1}X_1(z) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$X_0(z)$ 、 $X_1(z)$ は入力信号の偶数フェーズ $x_0(n)$ 、奇数フェーズ $x_1(n)$ の z 変換である。

(2) 合成フィルタバンク

図5においてアップサンプリングにより奇数フェーズに0が挿入されるので、信号 $y_0(n)$ 、 $y_1(n)$ は偶数べき項だけから成り、奇数べき項は全てゼロとなる。したがってべき関数の性質から出力 $w_0(n)$ の偶数べき、奇数べきは合成フィルタ F_0 、 F_1 の偶数べき、奇数べきにのみ依存する。このためフィルタを偶数フェーズ、奇数フェーズに分けて積和演算を計算することができ、結果的に高速処理を実現できる。

タイプ2のポリフェーズ分解を適用した合成フィルタの z 伝達関数は式(14)で与えられる。

$$F_p(z) = \begin{bmatrix} F_{00}(z) & F_{10}(z) \\ F_{01}(z) & F_{11}(z) \end{bmatrix} \quad (14)$$

なお $F_{i,j}(z)$ において i はチャンネルを, j はフェーズを表す.

また式(12)と違って $F_{01}(z)$ が2行1列に配置される.

(3) 完全再構成条件

(1)(2)から図5の出力 $w_0(n)$ の z 変換は式(16)で与えられる.

$$\begin{bmatrix} V_0(z) \\ V_1(z) \end{bmatrix} = F_p(z) \begin{bmatrix} CH_0(z) \\ CH_1(z) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$W_0(z) = \begin{bmatrix} z^{-1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0(z^2) \\ V_1(z^2) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$= \begin{bmatrix} z^{-1} & 1 \end{bmatrix} F_p(z^2) H_p(z^2) \begin{bmatrix} X_0(z^2) \\ z^{-2} X_1(z^2) \end{bmatrix}$$

これより式(7)に対応した完全再構成条件として式(17)を得る. ここで m は分割フィルタ, 合成フィルタ間の遅延である.

$$F_p(z)H_p(z) = z^{-m} I \quad (17)$$

なお, 合成フィルタとアップサンブラとの接続方法(直線接続, 交叉接続)を考慮すると, 一般的な M 分割フィルタバンクの完全再構成条件は式(18)のようになる. ここに $0 \leq r \leq M-1$ であり, I_r は $r \times r$ の単位行列である.

$$F_p(z)H_p(z) = z^{-m} \begin{bmatrix} 0 & I_{M-r} \\ z^{-1}I_r & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式(18)が成立するとき入出力の伝達関数は式(19)となる.

$$T_{FLL}(z) = z^{-(Mm+r+M-1)} \quad (19)$$

なお, 式(11)が成り立つとき分割フィルタ $H_0(z)$ は

$$H_0^T(z^{-1})H_0(z) = I \quad (\forall z) \quad (20)$$

を満足する. すなわちパラユニタリ特性を有する. このとき $H_0(z)$ は直交行列となり, その逆行列は $H_0^{-1}(z) = H_0^T(z)$ となる. これより合成フィルタは分割フィルタの転置行列となる.

2.3 離散ウェーブレット解析

ある解像度(レベル j)における関数 $f_{j+1}(t)$ をスケーリング

関数 $\phi_{j+1,k}(t)$ の線形結合として式(21)のように表すものとする.

$$f_{j+1}(t) = \sum_k a_{j+1}(k) \phi_{j+1,k}(t) \quad (21)$$

ここに $\phi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \phi_{j,k}(2^j t - k)$ であり, これはレベル0のスケーリング関数 $\phi(t)$ をレベル j に伸張し, また k だけ時間シフトして得られる.

関数 $f_{j+1}(t)$ を一つだけレベルの低い関数 $f_j(t)$ を用いて近似すると, 解像度が粗くなる結果として細部の情報が欠落する. この欠落した情報を関数 $g_j(t)$ とするとウェーブレット

$w_{j,k}(t)$ の線形結合を用いて式(22)のように表せる.

$$g_j(t) = \sum_k b_j(k) w_{j,k}(t) \quad (22)$$

ここに $w_{j,k}(t) = 2^{j/2} w(2^j t - k)$ であり, これは(レベル0の)マザーウェーブレット $w(t)$ をレベル j に伸張し, k だけ時間シフトした関数である.

以上より次式が成り立つ.

$$f_{j+1}(t) = f_j(t) + g_j(t) \quad (23)$$

$$\sum_k a_{j+1}(k) \phi_{jk}(t) = \sum_k a_j(k) \phi_{jk}(t) + \sum_k b_j(k) w_{jk}(t) \quad (24)$$

スケーリング関数 $\phi(t)$ およびウェーブレット $w(t)$ は式(25)(26)に示す2スケール方程式(伸張方程式, ウェーブレット方程式)を満足する. N はフィルタ次数である.

$$\phi(t) = \sum_{n=0}^N \sqrt{2} c(n) \phi(2t - n) \quad (25)$$

$$w(t) = \sum_{n=0}^N \sqrt{2} d(n) \phi(2t - n) \quad (26)$$

ここで $\phi(t)$ は低域通過フィルタに, $w(t)$ は高域通過フィルタに相当している. $c(n), d(n)$ は直交フィルタバンクの係数であり, 2重シフト直交性が成り立つ. さらに

- ・スケーリング関数 $\phi(t - n)$ は互いに直交する
- ・スケーリング関数 $\phi(t - n)$ はウェーブレットに直交する
- ・ウェーブレット $w_{jk}(t) = 2^{j/2} w(2^j t - k)$ は全てのスケール

(周波数)で直交する

ことを考慮すると式(24)~(26)から次式を導くことができる.

(ウェーブレット変換)

$$a_j(k) = \sum_{l=2k}^{2k+N} c(l-2k) a_{j+1}(l) = \sum_{n=0}^N c(n) a_{j+1}(2k+n) \quad (27)$$

$$b_j(k) = \sum_{l=2k}^{2k+N} d(l-2k) a_{j+1}(l) = \sum_{n=0}^N d(n) a_{j+1}(2k+n) \quad (28)$$

(ウェーブレット逆変換)

$$a_{j+1}(l) = \sum_{k=\lfloor l/2 \rfloor - (N-1)/2}^{\lfloor l/2 \rfloor} c(l-2k) a_j(k) + \sum_{k=\lfloor l/2 \rfloor - (N-1)/2}^{\lfloor l/2 \rfloor} d(l-2k) b_j(k) \quad (29)$$

式(29)において $\lfloor \cdot \rfloor$ はガウス記号であり, 括弧内の値を超えない最大整数を表す.

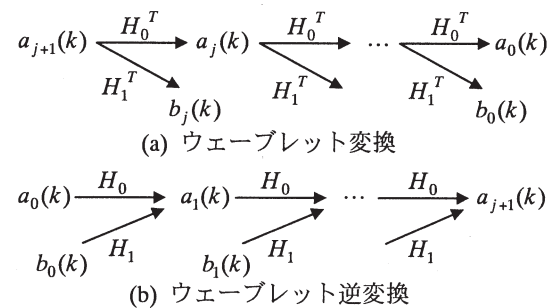


図6 スケーリング係数, ウェーブレット係数の再構成

式(27)(28)は分割フィルタバンクに相当するが、フィルタバンクとは係数の順序が時間反転している。式(29)は合成フィルタバンクと同じたみ込みの計算である。分割フィルタを H_0 とすると時間反転した行列は H_0^T で表されるので、式(27)~(29)の関係は図6のように図式化できる。

3. トランスマルチプレクサの動作と完全再構成条件

図7にトランスマルチプレクサの構成図を示す。この構成は、図1および図5で示した構成とはシンセサイザ、アナライザの順序が逆になっている。このトランスマルチプレクサの特性を文献[3]を参考にして整理する。

MチャンネルのアップサンブラとMチャンネルのダウンサンブラを対向させるときには、両サンブラの間に挿入される伝送路遅延がMサンプル時間のときのみダウンサンブラから信号が出力される。この特性を考慮すると、図7において例えば信号 x_0 はM-1サンプルだけ遅延して伝送路に送出されるので、さらに1サンプルだけ遅延した y_1 に出力されることになる(伝送路遅延 m を0と仮定した場合)。

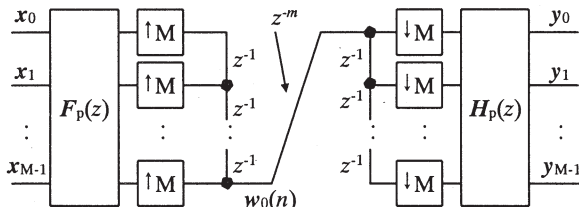


図7 トランスマルチプレクサの構成

以上より図7は図8の等価回路で表すことができる。すなわち図8において信号 $x_0 \sim x_{M-2}$ は1サンプル遅延後に $y_1 \sim y_{M-1}$ に出力され、信号 x_{M-1} は遅延なしで y_0 に出力される。

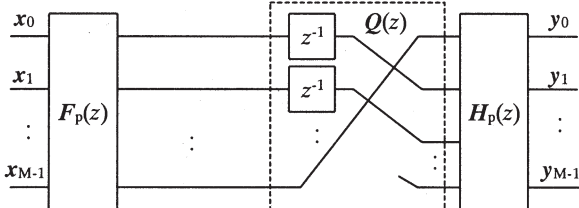


図8 トランスマルチプレクサの等価回路

したがって図9に示すように合成フィルタとアップサンブラを交叉して接続し、かつ信号 x_0 に1サンプル時間の遅延を挿入してやれば、全入力信号が1サンプルだけ遅延して対応するポートに出力されることになり完全再構成を実現できる。

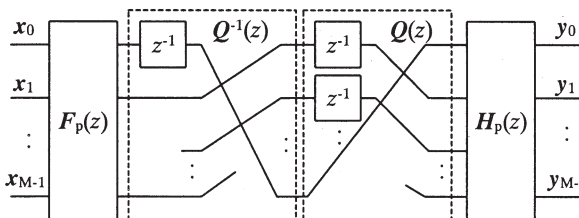


図9 トランスマルチプレクサ(完全再構成, r=1)

実際的な方法としては図7において伝送路遅延を

$$z^{-m} = z^{-(KM+1)} \tag{30}$$

となるように調整すれば良い。Kは任意の整数である。これは信号 x_0 が y_0 に出力されるようにするために伝送路に1サンプル時間の遅延を与え、残りの伝送路遅延を分割数Mの整数倍の遅延となるように調整するものである。これにより信号 $x_0 \sim x_{M-1}$ はKMサンプル遅延後に $y_0 \sim y_{M-1}$ に出力される。このとき分割フィルタにおける低域通過フィルタ H_0 の係数が式(11)に示す2重シフト直交性を満足しており、かつ式(9)の条件が満足されるように他のフィルタの係数を選んでおけば、 H_0 はパラユニタリ特性を持つ。すなわち H_0 は直交行列となり $H_p(z)F_p(z) = I$ が成り立つ。なお、この構成では伝送路には $\sim x_{M-2}, x_{M-2}, \dots, x_0$ と逆順に信号が送出される。

4. トランスマルチプレクサによる高速バースト同期引き込み

(1) 想定しているシステム構成

図10(a)に送信部の構成を示す。送信データをブロック長毎に分割し、さらに直列/並列変換器において並列データに変換する。その後変調器(信号分割器)において送信帯域上に一定間隔で配置されたM個のキャリアに、伝送するデータの順番に対応してマッピングする。この周波数軸上のデータをウェーブレット逆変換し、送信信号ブロックに変換する。この送信信号ブロックをD/A変換器でアナログ信号に変換し、帯域通過フィルタで不要な周波数成分を抑圧した後、増幅器で無線周波数帯域に周波数変換/増幅し、アンテナから送信バースト信号(マルチキャリア信号)として送出する。

図10(b)に受信部の構成を示す。受信した無線バースト信号を増幅器でベースバンド信号帯域に周波数変換し、帯域通過フィルタで不要な周波数成分を除去した後、A/D変換器でデジタル信号に変換する。さらにこの信号をウェーブレット変換し、送信部と同一キャリア上のM個のデータに変換する。このデータを復号器において復号し、並列/直列変換器で直列信号に変換して送信されたデータを再生する。

なお送信部は移動を前提とするサテライト局、受信部はアクセスポイントなどの固定局を想定している。このため送信部のクロック信号の周波数は、下り回線(アクセスポイントからサテライト局へ連続伝送される回線)によって既に受信部のクロック周波数との周波数同期が確立されているとする。しかしクロック信号の位相は伝送距離に依存して変わるため、送信部と受信部のクロック信号の位相同期は取れていないものとする。

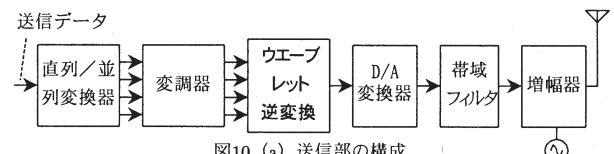


図10 (a) 送信部の構成

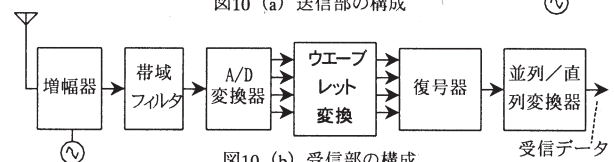


図10 (b) 受信部の構成

図10 システム構成

(2) 2チャンネルフィルタバンクのシミュレーション

試作したポリフェーズ構成ダウンサンプラ、アップサンプラの関数をデバグするために、図5に示したポリフェーズ構成の2チャンネルフィルタバンクを構成し、インパルス応答を求めた。フィルタ係数にはドベシー (Daubechies) の $N=3$ の係数を用いた。図11に示すように、入力信号 $x(n)$ よりも3サンプル時間だけ遅延した出力信号 $\hat{x}(n)$ が得られており、正しい動作が確認できた。左側が分割側、右側が合成側である。なお $y_0(n)$ には関数の中で1サンプル時間の遅延を与えている。

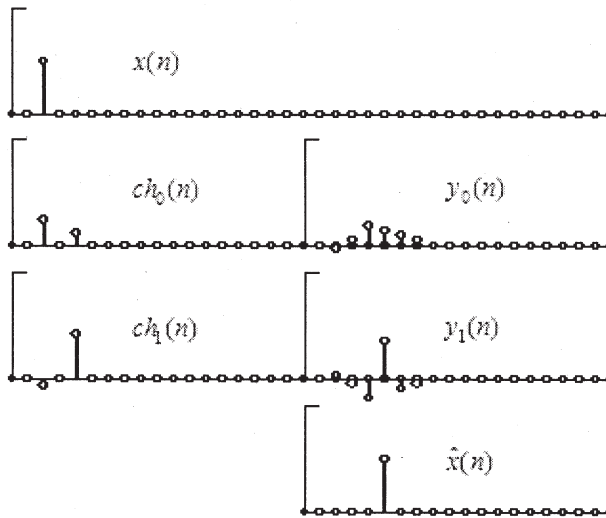


図11 2チャンネルフィルタバンクのインパルス応答

(3) 4チャンネルトランスマルチプレクサ(フィルタバンク使用)

図11で用いた2チャンネルフィルタバンクを2段縦続接続し4チャンネル ($M=4$) のトランスマルチプレクサを構成した。このトランスマルチプレクサに2ビット→4レベル変換器を介して5段PN信号を入力し、その出力をシミュレーションにより求めた。なお、分割バンクの直前には、前章で説明したように1サンプル時間の遅延を挿入するようにした。図12-1は伝送路の遅延が0の場合であり、正しい出力が得られている。 $M=4$ であり、伝送路遅延が1, 2, 3サンプル時間の場合には解析バンクから信号が出力されないことを確認した。

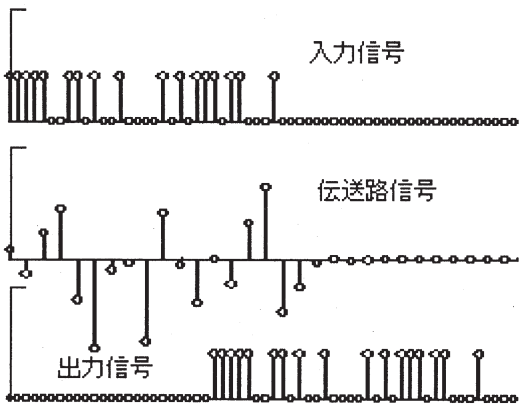
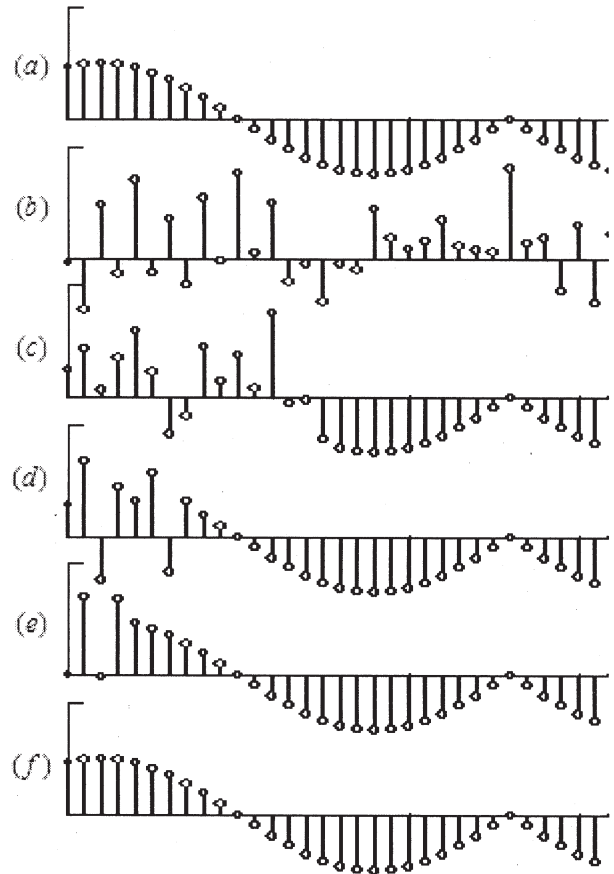


図12-1 トランスマルチプレクサのシミュレーション (4チャンネルフィルタバンク使用時)

(4) ウェーブレット解析のトランスマルチプレクサへの適用

ドベシー (Daubechies) の $N=3$ の係数を用いて一例として32チャンネルのトランスマルチプレクサを構成し、位相反転のある周期32の正弦波を入力したときの波形をシミュレーションした。初期位相を6とした。図12(a)に入力波形を示す。図12(b)は式(29)によりウェーブレット逆変換して求めた送信器(合成器)出力 $a_4(k)$ ($k=0\sim 31$)である。



(a): 入力信号, (b): 伝送路波形, (c): レベル3波形, (d): レベル2波形, (e): レベル1波形, (f): レベル0波形

図12 トランスマルチプレクサ(ウェーブレット解析)

(3)のシミュレーション結果からも分かるように、フィルタバンクを用いたトランスマルチプレクサでは送信器-受信器間に挿入される伝送遅延の制御が重要である。これはウェーブレット解析を適用した場合でも同様である。しかしながらウェーブレット解析では一定ビット数のブロックを入力し、かつそのブロックの周期性を仮定して一括処理を行うので、伝送遅延の制御はブロック同期(ワード同期)を確立することに帰着する。ここでは、まずブロック同期(ワード同期)が取れているものと仮定して、図12(b)の伝送路波形(レベル4)を受信器に入力し、ウェーブレット変換してレベル3のスケール係数 $a_3(k)$ ($k=0\sim 15$) およびウェーブレット係数 $b_3(k)$ ($k=0\sim 15$)を求めた。結果を図12(c)に示す。左半分が $a_3(k)$ 、右半分が $b_3(k)$ である。右半分を見ると1回のウェーブレット変換により図12(a)の信号が再構成されている。これは図6(a)の再構成アルゴリズムに対応している。図12(c)の左半分

の $a_3(k)$ を更にウェーブレット変換し $a_2(k)$ ($k = 0 \sim 7$), $b_2(k)$ ($k = 0 \sim 7$) を求め図 12(d)に示す. 以下順次スケーリング係数に対してウェーブレット変換を施すことにより最終的に図 12(f)のレベル 0 の信号が得られる. この波形は図 12(a)の入力信号波形を再構成していることが分かる.

なお信号長を長くした場合, 他の信号波形 (インパルス, PN 信号) の場合にも同様に再構成できることを確認している.

図 13 は, 図 12(b)の伝送路波形を 1 サンプル時間だけ遅延させてからウェーブレット変換した結果 (レベル 0) である. ブロック同期がはずれているため信号が再構成されないことが分かる.

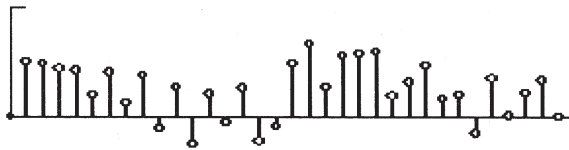


図 13 トランスマルチプレクサ (ブロック同期はずれ時)

(5) 2チャンネルフィルタバンクを適用したブロック同期の確立
 (3)(4)の結果から, トランスマルチプレクサを実現するためには, フィルタバンクあるいはウェーブレット解析のいずれを使用しても伝送路遅延によって生ずるブロック同期 (はずれ) の問題を解決することが不可欠である.

同期確立ブロック	データ
----------	-----

図 14 送信データの構成

一例として, 図 14 に示すようにウェーブレット逆変換したデータに 2チャンネルフィルタバンクの合成フィルタを通した同期確立ブロックを前置して伝送路に送出し, ブロック同期を確立する方法を検討した. 図 15 が同期確立用受信器の回路構成である. 1 サンプル時間の遅延を挿入した 2チャンネル解析器#0 と, 遅延を挿入しない 2チャンネル解析器#1 を並列接続して構成する.

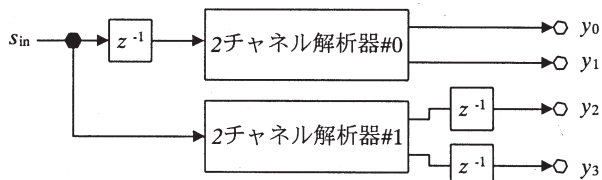


図 15 2チャンネルフィルタバンクを適用した同期引き込み回路

図16にシミュレーション結果を示す. 図15の $y_0 \sim y_3$ が2回連続して全て1となったときにブロック同期の確立を判断するものである. 便宜上受信器のクロックはグラフの最左端からカウントしているものと仮定する. Sinにおける左側の波形の先頭ビットは偶数番目 (4番目) から始まっている. この結果解析器#0の出力から同期パターンが検出される. 一方右側の波形の先頭ビットは奇数番目 (19番目) である. このため解析器#1の出力から同期パターンが検出されている.

以上のように, この方法を用いれば原理的にはブロック同期を確立することができる. しかしながら実際に回路を実現

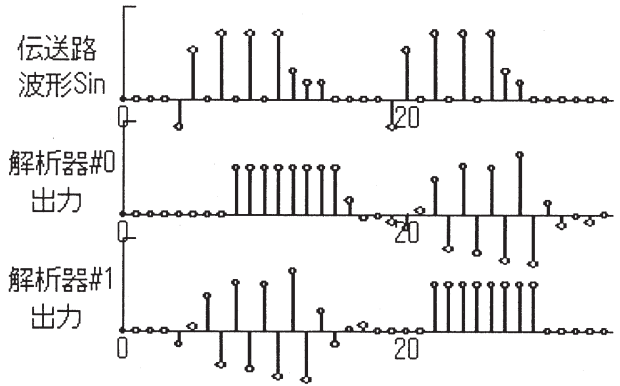


図16 2チャンネルフィルタバンクによるブロック同期の確立

するためには, ①チャンネル数 (分割数) と引き込み時間の関係, ②データのミスサンプリングを避ける手法, などの更なる課題を解決する必要がある.

5. まとめ

本論文は, フィルタバンクおよびウェーブレット解析を適用してトランスマルチプレクサを構成し, パースト伝送を行う場合の課題を明らかにするためにに行った検討をまとめたものであり, 以下のような結果について述べた.

- (1) トランスマルチプレクサを構成するために必要となる, フィルタバンクの構成方法, 離散ウェーブレット解析の手法について整理した.
- (2) トランスマルチプレクサの動作とその完全再構成条件について整理した.
- (3) フィルタバンク, あるいはウェーブレット解析を適用したトランスマルチプレクサを構成し, シミュレーションを行った.
- (4) 伝送路遅延を制御してブロック同期を確立する一手段として, ウェーブレット逆変換されたデータに 2チャンネルフィルタバンクで逆変換した同期パターンを前置して伝送路に送出する方法を考え, 課題を明らかにした.

以上の検討結果から, トランスマルチプレクサを実現するためには, 伝送路遅延を良好に制御することによりブロック同期を確立することが不可欠であることが明らかになった. 今後さらに同期確立の方法の検討を進め, 具体的なシステムとしての実現を図っていきたい.

[参考文献]

- [1] Gストラング, T. グエン, 著, 高橋進一, 池原雅章, 訳, “ウェーブレット解析とフィルタバンク I (入門編)”, 培風館, 2001 年
- [2] 高橋進一, 池原雅章, “デジタルフィルタ”, 培風館, 1999 年
- [3] 貴家仁志, “マルチレート信号処理”, 昭晃堂, 1999 年
- [4] 昌達 K'z, “画像処理を極めるアルゴリズムラボ, ウェーブレット変換による圧縮処理①ウェーブレット変換の基礎”,