

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4486089号
(P4486089)

(45) 発行日 平成22年6月23日(2010.6.23)

(24) 登録日 平成22年4月2日(2010.4.2)

(51) Int.Cl.

F I

H04B 1/707 (2006.01)

H04J 13/00

D

請求項の数 35 (全 36 頁)

(21) 出願番号	特願2006-524703 (P2006-524703)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成16年8月12日 (2004.8.12)		クアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2007-504712 (P2007-504712A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成19年3月1日 (2007.3.1)		ED
(86) 国際出願番号	PCT/US2004/026349		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(87) 国際公開番号	W02005/025164		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開日	平成17年3月17日 (2005.3.17)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成19年8月9日 (2007.8.9)	(74) 代理人	100058479
(31) 優先権主張番号	10/650,271		弁理士 鈴江 武彦
(32) 優先日	平成15年8月28日 (2003.8.28)	(74) 代理人	100091351
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100108855
			弁理士 蔵田 昌俊

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 短い同期符号使用時の符号エイリアス除去方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

通信チャンネルインパルスレスポンス $h(t)$ を推定する方法であって、

第1の符号によって第1のデータ系列を拡散することを含んだ、送信機において第1の信号を生成するステップと、前記信号を送信するステップと、

を備える、送信機におけるステップを具備しており、

前記第1の信号を生成するステップは、前記第1のデータ系列内で、第2の符号を前記送信機において組み込むことを備え、

前記第2の符号は、各々長さ2シンボルで、少なくとも2符号 w_0 , w_1 を備え、前記少なくとも2符号 w_0 , w_1 のうちの1つと前記第2の符号との相関は、 $k=0$ のときに最大値をもたらし、 $k \neq 0$ のときに最大値よりすくない値をもたらす（なお、 k は、前記第2の符号のためのインデクスである）ので、改善された干渉フリーの推定通信チャンネルインパルスレスポンス

【数 1】

$$\hat{h}_M(t)$$

が提供されることができる、

10

20

方法。

【請求項 2】

通信チャネルインパルスレスポンス $h(t)$ を推定する方法であって、

受信機において信号を受信するステップと、

第 1 の符号と前記受信された信号を相関させることを備えている、前記受信機において第 2 の信号 $c o_m(t)$ を生成するステップと、

前記第 2 の信号 $c o_m(t)$ と、 $m = 0, 1, \dots, M$ である前記受信されたデータ系列 d_m との相関として、推定通信チャネルインパルスレスポンス

【数 2】

10

$$\hat{h}_M(t)$$

を生成するステップと、

を備える受信機におけるステップを具備しており、

前記推定通信チャネルインパルスレスポンス

【数 3】

20

$$\hat{h}_M(t)$$

を生成する受信機における前記ステップは、前記第 2 の信号 $c o_m(t)$ を各々長さ 2 シンボルで少なくとも 2 符号 w_0, w_1 、で相関させることを備え、

前記少なくとも 2 符号 w_0, w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との相関は、 $k = 0$ のときに最大値をもたらし、 $k \neq 0$ のときに最大値よりすくない値をもたらす（なお、 k は、前記第 2 の符号のためのインデクスである）ので、改善された干渉フリーの推定が提供されることができる、また、前記受信された信号は、第 1 の符号によって拡散される第 1 のデータ系列を備えており、前記第 1 のデータ系列は、組み込まれた第 2 の符号を備える

30

方法。

【請求項 3】

前記第 2 の信号 $c o_m(t)$ と、 $m = 0, 1, \dots, M$ である d_m との相関として前記推定通信チャネルインパルスレスポンス

【数 4】

$$\hat{h}_M(t)$$

40

を生成する前記ステップは、

【数 5】

$$\hat{h}_M(t) \text{ as } \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} d_m \cdot co(t + mNT_c).$$

50

として
【数 6】

$$\hat{h}_M(t)$$

を計算するステップを備えている、請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記第 1 のデータ系列は、前記第 1 のデータ系列の前記第 2 の符号を含んだ疑似ランダム符号を有するプリアンプルを含む、請求項 1 または 2 に記載の方法。 10

【請求項 5】

前記少なくとも 2 符号 w_0 , w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との前記相関は、 $k = 0$ のときに 1 の値を有し、実質上全ての $k \neq 0$ に対し、0 の値を有する、請求項 1 または 2 に記載の方法。

【請求項 6】

前記少なくとも 2 符号 w_0 , w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との前記相関は、 $0 < |k| \leq J$ については、0 の値を有し、また、 J は、実質上全ての $k \neq 0$ については、前記符号 w_0 , w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との前記相関を最小化するように選択される、請求項 1 または 2 に記載の方法。 20

【請求項 7】

$2J$ は、前記第 2 の符号の長さである、請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

前記少なくとも 2 符号 w_0 , w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との前記相関は、 $k = 0$ のときに 1 の値を有し、実質上全ての $k \neq 0$ に対しほぼ 0 の値を有する、請求項 1 または 2 に記載の方法。

【請求項 9】

前記符号 w_0 , w_1 は、Walsh 符号を備えている、請求項 1 または 2 に記載の方法。

【請求項 10】

前記第 1 の符号に従って少なくとも一部分が選択されるフィルター $f(302)$ で、前記推定通信チャネルインパルスレスポンス 30

【数 7】

$$\hat{h}_M(t)$$

をフィルターにかけるステップ、をさらに備えている請求項 2 に記載の方法。

【請求項 11】

前記フィルター f は、前記第 1 の符号の自己相関 $A(n)$ に従って少なくとも一部分がさらに選択される、請求項 10 に記載の方法。 40

【請求項 12】

前記フィルター f は、前記通信チャネルの前記インパルスレスポンスチャネル $h(t)$ の存続時間に従って少なくとも一部分がさらに選択される、請求項 11 に記載の方法。

【請求項 13】

前記フィルター f は、ゼロ強制基準

【数 8】

$$\sum_{i=-L}^L (A(n-i) \cdot f(i)) = A_f(n), -L \leq n \leq L, \text{ wherein:}$$

にしたがって少なくとも一部分がさらに選択されている、なお、 $f(i)$ は前記フィルタ
 $-f$ の前記インパルスレスポンスであって、 $A_f(n)$ は $A(n)$ 及び $f(i)$ の畳み込
 みである、また、 $n = 0$ の場合は $A_f(n) = 1$ であり、 $0 < |n| \leq L$ の場合は $A_f(n) = 0$ であり、

10

【数 9】

$$A(n) = A(-n) = \sum_{i=0}^{N-1-n} S_i \cdot S_{i+n}, 0 \leq n \leq N.$$

である、

請求項 1 1 に記載の方法。

20

【請求項 1 4】

前記パラメータ L は、前記通信チャネルの前記インパルスレスポンス $h(t)$ の時間
 持続時間が $L T_c$ より少ないように選択される、請求項 1 3 に記載の方法。

【請求項 1 5】

前記パラメータ L は、前記通信チャネルの前記インパルスレスポンス $h(t)$ の時間
 持続時間がほぼ $L T_c$ に等しいように、選択される、前記請求項 1 3 に記載の方法。

【請求項 1 6】

N は 20 より小さい、前記請求項 2 に記載の方法。

【請求項 1 7】

通信チャネルインパルスレスポンス $h(t)$ を推定するための送信機であって、

30

第 1 の符号によって第 1 のデータ系列を拡散するための手段を備えている第 1 の信号を
 生成するための手段と、前記信号を送信するための手段と、
 を具備しており、

前記第 1 の信号のステップを前記生成するための前記手段は、前記第 1 のデータ系列内
 で、第 2 の符号を前記送信機において組み込むための手段を備え、

前記第 2 の符号は、各々長さ 2 シンボルで少なくとも 2 符号 w_0, w_1 を備え、なお、
 前記少なくとも 2 符号 w_0, w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との相関は、 $k = 0$ のと
 き最大値をもたらし、 $k \neq 0$ のときに最大値よりすくない値をもたらす（なお、 k は、前
 記第 2 の符号のためのインデックスである）ので、改善された干渉フリーの推定通信チャ
 ネルインパルスレスポンス

40

【数 10】

$$\hat{h}_N(t)$$

が (1 2 2) 提供されることができる、

送信機。

【請求項 1 8】

50

通信チャンネルインパルスレスポンス $h(t)$ を推定するための受信機であって、
 信号を受信するための手段と、
 第 1 の符号と前記受信された信号とを相関させることを備えている前記受信機において
 第 2 の信号 $c_{o_m}(t)$ を生成するための手段と、
 前記第 2 の信号 $c_{o_m}(t)$ と $m = 0, 1, \dots, M$ である前記受信されたデータ系列 d_m
 との相関として、推定通信チャンネルインパルスレスポンス
 【数 1 1】

$$\hat{h}_M(t)$$

10

を生成するための手段と、
 を備えており、
 前記推定通信チャンネルインパルスレスポンス
 【数 1 2】

$$\hat{h}_M(t)$$

20

を生成するための前記手段は、改善された干渉フリーの推定が提供されることができるよう
 に、前記第 2 の信号 $c_{o_m}(t)$ と少なくとも 2 符号 w_0, w_1 のうちの 1 つとを相関
 させるための手段を備えており、
 前記少なくとも 2 符号 w_0, w_1 はそれぞれ長さにおける 2 シンボルであり、前記少な
 くとも 2 符号 w_0, w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との相関は、 $k = 0$ のときに最大
 値をもたらし、 $k \neq 0$ のときに最大値よりすくない値をもたらし、なお、 k は、前記第 2
 の符号のためのインデックスである、
 また、前記受信された信号は、第 1 の符号によって拡散される第 1 のデータ系列を備え
 ており、前記第 1 のデータ系列は、組み込まれた第 2 の符号を備える、
 受信機。
 【請求項 19】
 $c_{o_m}(t)$ と $m = 0, 1, \dots, M$ である d_m との相関として前記推定通信チャンネルイ
 ンパルスレスポンス
 【数 1 3】

30

$$\hat{h}_M(t)$$

を生成するための前記手段は、
 【数 1 4】

40

$$\hat{h}_M(t)$$

を
 【数 1 5】

$$\hat{h}_M(t) \text{ as } \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} d_m \cdot co(t + mNT_c).$$

50

として計算するための手段を備えている、請求項 18 に記載の受信機。

【請求項 20】

前記第 1 のデータ系列は、前記第 1 のデータ系列の前記第 2 の符号を含んでいる疑似ランダム符号を有するプリアンプルを含む、請求項 18 に記載の受信機または請求項 17 に記載の送信機。

【請求項 21】

前記少なくとも 2 符号 w_0, w_1 のうちの 1 つとの前記第 2 の符号の前記相関は、 $k = 0$ において 1 の値を有し、実質上全ての $k \neq 0$ に対し、0 の値を有する、請求項 18 に記載の受信機または請求項 17 に記載の送信機。

【請求項 22】

前記少なくとも 2 符号 w_0, w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との前記相関は、 $0 < |k| \leq J$ の場合は、0 の値を有し、また、 J は、実質上全ての $k \neq 0$ の場合は、前記符号 w_0, w_1 のうちの 1 つとの前記第 2 の符号の前記相関を最小化するように選択される、請求項 18 に記載の受信機または請求項 17 に記載の送信機。

【請求項 23】

$2J$ は、前記第 2 の符号の長さである、請求項 22 に記載の受信機または請求項 22 に記載の送信機。

【請求項 24】

前記少なくとも 2 符号 w_0, w_1 のうちの 1 つと前記第 2 の符号との前記相関は、 $k = 0$ のとき値 1 を有し、実質上全ての $k \neq 0$ に対しほぼ 0 の値を有する、請求項 18 に記載の受信機または請求項 17 に記載の送信機。

【請求項 25】

前記符号 w_0, w_1 は、Walsh 符号を備えている、請求項 18 に記載の受信機または請求項 17 に記載の送信機。

【請求項 26】

前記第 1 の符号に従って少なくとも一部分が選択されるフィルター f で、前記推定通信チャンネルインパルスレスポンス

【数 16】

$$\hat{h}_M(t)$$

をフィルターにかけるための手段、をさらに備えている請求項 18 に記載の受信機 (112)。

【請求項 27】

前記フィルター f は、前記第 1 の符号の自己相関 $A(n)$ に従って少なくとも一部分がさらに選択される、請求項 26 に記載の受信機。

【請求項 28】

前記フィルター f は、前記通信チャンネルの前記インパルスレスポンス $h(t)$ の持続時間に従って少なくとも一部分がさらに選択される、請求項 27 に記載の受信機。

【請求項 29】

前記フィルター f は、ゼロ強制基準

【数 17】

$$\sum_{i=-L}^L (A(n-i) \cdot f(i)) = A_f(n), -L \leq n \leq L, \text{ wherein:}$$

にしたがって少なくとも一部分がさらに選択されている、なお、 $f(i)$ は前記フィルタ
 f の前記インパルスレスポンスであって、 $A_f(n)$ は $A(n)$ 及び $f(i)$ の畳み込
 みである、また $n = 0$ の場合は $A_f(n) = 1$ 、 $0 < |n| \leq L$ の場合は $A_f(n) = 0$
 であり、また、
 【数 18】

$$A(n) = A(-n) = \sum_{i=0}^{N-1-n} S_i \cdot S_{i+n}, 0 \leq n \leq N.$$

である、

10

請求項 27 に記載の受信機。

【請求項 30】

前記パラメータ L は、前記通信チャネルの前記インパルスレスポンス $h(t)$ の時間
 持続時間が $L T_c$ より少ないように選択される、請求項 29 に記載の受信機。

【請求項 31】

前記パラメータ L は、前記通信チャネルの前記インパルスレスポンス $h(t)$ の時間
 持続時間がほぼ $L T_c$ に等しいように、選択される、請求項 29 に記載の受信機。

【請求項 32】

N は 20 より小さい、請求項 26 に記載の受信機。

【請求項 33】

20

前記 $c_{om}(t) = c_o(t + mNT_c)$ を生成するための手段は、相関器によって実
 現される、請求項 18 または請求項 32 のいずれに記載の受信機。

【請求項 34】

推定通信チャネルインパルスレスポンス

【数 19】

$$\hat{h}_M(t)$$

30

を生成するための手段は、推定器によって実現される、いずれの請求項 18 から 33 ま
 でに記載の受信機。

【請求項 35】

請求項 1 から 16 のいずれかにしたがって方法を実行するための命令を記憶する、コン
 ピュータ可読媒体。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、情報を通信するためのシステム及び方法に関し、特に、短い同期符号(short
 synchronization codes)を使用する通信チャネルのインパルスレスポンス(impulse re
 sponse)を推定するためのシステム及び方法に係る。

40

【背景技術】

【0002】

パケットベースの通信システムにおいては、拡散符号がパケット検知及び同期の目的に
 使用される。相関技術がそのタイミングを識別し同期をとるために使用される。多くの場
 合、拡散符号系列(spreading code sequence)は、約 1000 チップ以上の程度でありう
 る。受信機は全ての起こり得る遅延を通し相関をとらなければならないので、結果として
 この処理は受け入れることの出来ない遅延となることがある。

【0003】

50

この問題を改善するために、良い非周期性の自己相関を備えた短い拡散符号が、パケット検知及び同期の目的のために使用されることが出来る。一例は、IEEE 802.11無線ローカルエリアネットワーク(Wireless Local Area Network)(WLAN)システムであり、これはパケットのプリアンプル及びヘッダーのための拡散系列として長さ11 Barker符号を使用する。拡散系列の短い長さは、受信機が通信チャンネル中のパケットの存在を速く検知しそのタイミングに同期をとることを容易にする。

【0004】

線形チャンネル(liner channel)の場合は、受信機設計の目的のために、通信チャンネルのインパルスレスポンスを推定することが望ましいことがしばしばある。WLANのコンテキスト(context)において、マルチパス線形チャンネル(multi-path liner channel)しばしば使用され、又、そのような通信チャンネルは効果的受信のために等化(equalization)を必要とする。通信チャンネルのインパルスレスポンスの推定値が与えられると、我々は、従来の適応アルゴリズムと対照的に、マトリックス計算を通して等化器係数を直接計算できる。このことは、John G. Proakisによる「Digital Communication」、第4版、2000年8月15日、の中で説明されており、この参照はここで言及することによりここに組み込まれる。これは、より高価でそれほど適応可能性がない適応アルゴリズムを実施する専用ハードウェアの代わりにデジタル信号プロセッサ(DSP)で、等化器係数が計算されることを可能とする。

【0005】

残念ながら、使用される拡散符号が短いので(例、約11シンボル程度)、拡散符号を使った直接の相関関係は歪んだ推定を生むであろう。必要とされるものは、単純で、計算的に効率的な技術であって、受信信号が短い拡散符号でチップされた(chipped)時でさえ、実質上歪まない通信チャンネルインパルスレスポンス推定値を計算するのに使用されることが出来る技術である。

【発明の開示】

【0006】

[要約]

【0007】

上記で説明の要求に応えるため、本発明は、通信チャンネルインパルス推定するための方法及び装置を開示する。本方法は、少なくとも2符合 w_0 、 w_1 に関連した制約部分(constrained portion) Cd_i を有するデータ系列 d_i を生成するステップと、長さNの拡散系列 S_i により拡散された前記データ系列 d_i としてチップ期間 T_c を有するチップ系列 c_j を生成するステップと、受信信号(received signal) $r(t)$ を前記拡散系列 S_i と相関させることにより $m=0, 1, \dots, M$ の $c o_m(t) = c o(t + mNT_c)$ を生成するステップと、 $m=0, 1, \dots, M$ の $c o_m(t)$ と d_m との組み合わせとして(a combination)推定通信チャンネルインパルスレスポンス

【0008】

【数24】

$$\hat{h}_M(t)$$

を生成するステップと、を備え、尚、前記データ系列 d_i を生成するステップでは、前記制約部分 Cd_i と前記符号 w_0 、 w_1 のうちの1つとの相関関係 $A_{code}(k)$ は、 $k=0$ での最大値が $k \neq 0$ での最大値よりも小さいことを特徴としており、前記 $c o_m(t) = c o(t + mNT_c)$ を生成するステップでは、前記受信信号 $r(t)$ は前記通信チャンネルに適用される前記チップ系列 c_j を備える。本装置は、少なくとも2符合 w_0 、 w_1 に関連した制約部分 Cd_i を有するデータ系列 d_i を生成する手段と、長さNの拡散系列 S_i により

拡散された前記データ系列 d_i としてチップ期間 T_c を有するチップ系列 c_j を生成する手段と、受信信号 $r(t)$ を前記拡散系列 S_i と相関させることにより $m = 0, 1, \dots, M$ の $c o_m(t) = c o(t + m N T_c)$ を生成する相関器と、 $m = 0, 1, \dots, M$ の $c o_m(t)$ と d_m との組み合わせとして推定通信チャンネルインパルスレスポンス
 【 0 0 0 9 】
 【 数 2 5 】

$$\hat{h}_M(t)$$

10

を生成する推定器と、を備え、尚、前記データ系列 d_i を生成する手段では、前記制約部分 $c d_i$ と前記符号 w_0, w_1 のうちの1つとの相関関係 $A_{code}(k)$ は、 $k = 0$ の最大値が $k \neq 0$ の最大値よりも小さいことを特徴としており、前記相関器では、前記受信信号 $r(t)$ は前記通信チャンネルに適用される前記チップ系列 c_j を備える。

【 0 0 1 0 】

上記は、短いチップ符号を持つ場合でさえ、通信チャンネルのインパルスレスポンス $h(t)$ が、正しく推定されるのを可能とする。非直感的に、時限(time-limited)チャンネルレスポンスの場合には、本発明は、信号対雑音比 (S N R) の限界の中で完全にされるこ
 20

【 0 0 1 1 】

[詳細な説明]

以下の説明においては、ここでの一部分を形成する添付図面が参照され、又、図示の方法により、本発明のいくつかの実施例が示されている。他の実施例が利用されることができ、又、本発明の範囲を逸脱せずに構造上の変更がされることもできる、ということが理解される。

【 0 0 1 2 】

システムモデル(System Model)

【 0 0 1 3 】

30

図1はトランシーバシステム100の線図である。信号拡散器(signal spreader)103を使い、一連のデータパケット128(データパケット128の各々は、データペイロード126だけではなく、識別目的用受信機によって使用されるプリアンプル124も含む)を備えるランダムデータシンボル系列(random data symbol sequence) d_i 102が、長さ $N: \{S_n, 0 \leq n \leq N-1\}$ の、又チップ期間(chip period)を有する系列 S_i 104によって拡散される。系列 S_i 104は受信機112にアプリアリ(apriori)に知られている。拡散チップ系列 c_j 106は従って:

【 0 0 1 4 】

【 数 2 6 】

40

$$c_j = c_{iN+n} = d_i \cdot S_n, 0 \leq n \leq N-1$$

式(1)

【 0 0 1 5 】

拡散チップ系列 c_j 106は線形伝送チャンネル108を通し伝送される。組み合わせチャンネルインパルスレスポンス(combined channel impulse response) $h(t)$ を有する。伝送された信号は受信機112によって受信される。受信された波形 $r(t)$ 114は:

【 0 0 1 6 】

【数 2 7】

$$r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j \cdot h(t - jT_c) + n(t) \quad \text{式 (2)}$$

ここで、 $n(t)$ 1 2 1 は付加的なノイズ成分である。

この式は、 $h(t)$ 1 0 8 に関する因果関係条件(causality requirement)を明確には課していない。明確な因果関係が求められる場合は、これは、 $h(t) = 0$ 、 $t < 0$ を設定することによって達成されることができる。チャンネルインパルスレスポンス $h(t)$ 1 0 8 及び付加的ノイズ成分 $n(t)$ 1 2 1 はベースバンド数式では複雑であるであろうが、簡単にする目的のために、以下の説明では、全てのデータ及び符号系列は実数(real)であると仮定される。必要とされる場合は複雑な系列は容易に対応されることができるとは、同期の目的のためにはそれらは一般的ではない。

【0 0 1 7】

受信機 1 1 2 は伝送された信号を受信し、データを受信機 1 1 2 によって受け取られるように意図されたものとして識別するために、受信信号 $r(t)$ 1 1 4 を知られている拡散系列 S_i 1 0 4 と相関させる。一旦、受信信号 $r(t)$ 1 1 4 が受け取られると、データのアドレス及び更なる処理が必要であるかどうかを決定するために、プリアンプルは調べられることが出来る。

【0 0 1 8】

そのようなシステムは又、通信チャンネル 1 0 8 の入力レスポンスを推定するために受信信号を使用する。この情報は、送信機 1 1 0 からの信号の後での検知及び受信を改善するために使用される。拡散系列 S_i 1 0 4 が比較的短い場合の状況では、データパケット 1 2 8 は速く検知されなければならない、又、通信チャンネル 1 0 8 のレスポンスを推定するために利用可能なデータは少ない。

【0 0 1 9】

従来の検知及び同期(Conventional Detection and Synchronization)

【0 0 2 0】

検知及び同期の目的のために、拡散符号の検索は、従来、受信信号 $r(t)$ 1 1 4 を拡散系列と相関させることにより実行されている。これは相関器 1 1 6 により達成される。表記上簡単にするために、この相関は一般的に時間領域(time domain)の中でのサンプリングの後に行われるのであるが、我々は、時間領域離散化(time domain discretization)を行わない。相関器 1 1 6 出力 $c_o(t)$ 1 1 8 は、

【0 0 2 1】

10

20

30

【数 2 8】

$$co(t) = \sum_{i=0}^{N-1} r(t + (N-1)T_c - iT_c) \bullet S_{N-i-1} \quad \text{式 (3)}$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} r(t + iT_c) \bullet S_i \quad \text{式 (4)}$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j \bullet h(t - (j-i)T_c) \bullet S_i + \tilde{n}(t) \quad \text{式 (5)} \quad 10$$

$$= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} c_{l+i} \bullet S_i \bullet h(t - lT_c) + \tilde{n}(t) \quad \text{式 (6)}$$

$$= \sum_{l=-\infty}^{\infty} D(l) \bullet h(t - lT_c) + \tilde{n}(t) \quad \text{式 (7)}$$

によって与えられる。

20

ここで、

【0 0 2 2】

【数 2 9】

$$D(l)$$

は、チップ系列と拡散系列との間の相関関係であり、我々はそれをチップ相関関係と呼ぶ。 30

表記上簡単にするために、相関器 1 1 8 の計算において我々は（否定的）群遅延 (a (negative) group delay)

【0 0 2 3】

【数 3 0】

$$(lT_c)$$

を導入している。相関器 1 1 6 出力は、チップ相関関係

【0 0 2 4】

【数 3 1】

40

$$D(i)$$

とサンプリングされた通信チャンネルレスポンス

【0 0 2 5】

【数 3 2】

$$h(t-lT_c)$$

との畳み込みプラスノイズ成分

【0 0 2 6】

【数 3 3】

$$\tilde{n}(t)$$

10

(the convolution of the chip correlation with the sampled communication channel impulse response plus a noise component)によって与えられる。更に調べてみると：

【0 0 2 7】

【数 3 4】

$$D(l) = \sum_{i=0}^{N-1} c_{l+i} \cdot S_i$$

式 (8)

20

$$= \sum_{i=0}^{N-1-n} d_m \cdot S_{n+i} \cdot S_i + \sum_{i=N-n}^{N-1} d_{m+1} \cdot S_{n+i-N} \cdot S_i$$

式 (9)

$$= d_m \cdot A(n) + d_{m+1} \cdot A(N-n),$$

式 (10)

$$l = mN + n, 0 \leq n < N$$

式 (11)

30

ここで $A(n)$ は、拡散系列の両面の (two-sided) 非周期性自己相関であり下記の式で定義される。

【0 0 2 8】

【数 3 5】

$$A(n) = A(-n) = \sum_{i=0}^{N-1-n} S_i \cdot S_{i+n}, 0 \leq n < N$$

式 (12)

$$A(n) = 0, |n| \geq N$$

40

$A(n)$ は、相関器 1 1 6 によってアプリオリに知られている符号系列の属性(property)である。

検知及び同期の目的のために、拡散系列 S_i 1 0 4 は、 $k \neq 0$ のときに $A(k)$ の最小値を有するように設計される。然しながら N (短い拡散符号) の小さい (例、1 0 のオーダーの) 値に対しては、同期自己相関と比べ、最小サイドローブ大きさ (smallest side lobe magnitude) でさえ無視することができない。

【0 0 2 9】

Barker 系列が存在するときは、それがベストな非周期性自己相関を与える。1 1

50

Barker 系列、 $S_i = 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1$ 、に対し、自己相関は、 $0 \leq i < 11$ のとき $A(i) = 11, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, -1$ となる。Barker 符号に対してでさえ、符号系列 S_i 104 は長さが限られているので、自己相関 $A(i)$ は、重要なサイドローブを含む。

【0030】

相関器 116 出力 118 は次のとおり書き直すことが出来る：

【0031】

【数36】

10

$$co(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} D(jN+i) \bullet h(t - (jN+i)T_c) + \tilde{n}(t) \quad \text{式 (13)}$$

$$= \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} (d_j \bullet A(i) + d_{j+1} \bullet A(N-i)) \bullet h(t - (jN+i)T_c) + \tilde{n}(t) \quad \text{式 (14)}$$

$$= \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_j \bullet (A(i) \bullet h(t - (jN+i)T_c) + A(N-i) \bullet h(t - ((j-1)N+i)T_c)) + \tilde{n}(t) \quad \text{式 (15)}$$

$$= \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-N+1}^{N-1} d_j \bullet A(i) \bullet h(t - jNT_c - iT_c) + \tilde{n}(t) \quad \text{式 (16)} \quad 20$$

$$= \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j \bullet \hat{h}(t - jNT_c) + \tilde{n}(t) \quad \text{式 (17)}$$

ここで、拡散系列非周期性自己相関 $A(i)$ とサンプリングされたチャンネルインパルスレスポンス $h(t - iT_c)$ との畳み込みとして次式が次のとおり定義される：

【0032】

【数37】

30

$$\hat{h}(t) = \sum_{i=-N+1}^{N-1} A(i) \bullet h(t - iT_c) \quad \text{式 (18)}$$

【0033】

これは、符号相関器 116 の出力での、組み合わされた通信チャンネル 108 インパルスレスポンス

【0034】

40

【数38】

$$\hat{h}(t)$$

の推定値である。

上記等式は畳み込み表記法を使って、もっと簡潔に書き直されることが出来る。2つの無限系列 A_i と B_i の畳み込みを次のとおり定義：

【0035】

50

【数 3 9】

$$C = A \otimes B \Leftrightarrow C(i) = \sum_j A(j) \bullet B(i-j), \forall i \quad \text{式(19)}$$

【0 0 3 6】

任意の系列 0 をディラックのデルタ関数(Dirac delta function)を使用して時間領域機能に変換するオペレータ

【0 0 3 7】

10

【数 4 0】

 $\tilde{O}^T$

を定義することにより：

【0 0 3 8】

【数 4 1】

20

$$\tilde{B}^T(t) \equiv \sum_i B(i) \bullet \delta(t-iT) \quad \text{式(20)}$$

我々はまた、2つの関数のノーマル畳み込み(normal convolution)を使って、関数の畳み込みを定義できる：

【0 0 3 9】

30

【数 4 2】

$$C(t) = A(t) \otimes \tilde{B}^T \Leftrightarrow C(t) = \sum_j A(t-jT) B(j) \quad \text{式(21)}$$

【0 0 4 0】

上記の表記法を使い、更に、次の定義を採用し：

【0 0 4 1】

【数 4 3】

40

$$u(iN) = d_i \quad (\text{データ}) \quad \text{式(22A)}$$

$$u(iN+n) = 0, 0 < n < N \quad \text{式(22B)}$$

$$S(n) = \begin{cases} s_n, & 0 \leq n < N \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{時限チップング(chipping)系列}) \quad \text{式(22C)}$$

前記の式(1)、(2)、(3)、(6)、(12)、(18)、(16)、(17)は、次のように書き直すことが出来る：

【0042】

【数44】

$$c = u \otimes S \quad \text{式(1')}$$

$$r = h \otimes \tilde{c}^{T_c} + n_o \quad \text{式(2')}$$

$$co = r \otimes \tilde{S}_-^{T_c} \quad \text{式(3')}$$

$$= h \otimes \tilde{c}^{T_c} \otimes \tilde{S}_-^{T_c} + \tilde{n}, \text{ここで } S_-(n) = S(-n) \quad \text{式(6')}$$

$$A = S \otimes S_- \quad \text{式(12')}$$

$$\hat{h} = h \otimes \tilde{A}^{T_c} \quad \text{式(18')}$$

$$co = \hat{h} \otimes \tilde{u}^{T_c} + \tilde{n} \quad \text{式(16')}$$

$$= \hat{h} \otimes \tilde{d}^{M_{T_c}} + \tilde{n} \quad \text{式(17')}$$

10

20

【0043】

通信チャンネルインパルスレスポンス推定値を決定すること(Determining a Communication Channel Impulse Response Estimate)

【0044】

表記を簡単にするために、残りの説明においては、データシンボルはバイナリ(binary)と仮定する。結果は、然しながら、非バイナリデータに対しても一般に適用できる。

相関器116は、伝送前に拡散チップ系列 C_j 106を生成するために使用されていた同じ符号系列 S_j 104にアクセスできるので、相関器116は受信信号 $r(t)$ 114を符号系列 S_j 104と相関させることが出来る。然しながら、時間遅延は、相関器116が隣接する符号系列の異なる部分の相関をとる原因となることがあり得るので、エイリアシング(aliasing)が短い符号系列 S_j 104によって発生することがある。従来、下記に説明するように、これらのエイリアシングの影響は多重(例、M)符号期間にわたって積分又は合計することによって軽減される。

30

【0045】

式(13) - (17)に示されるように、相関器116出力118に基づき、我々は1符合期間 T_c にわたりチャンネルインパルスを推定できる：

【0046】

【数45】

$$\begin{aligned} \hat{h}_1(t) &= d_0 \cdot co(t) \\ &= \hat{h}(t) + \sum_{j \neq 0} d_j \cdot \hat{h}(t - jNT_c) + d_0 \cdot \tilde{n}(t) \end{aligned} \quad \text{式(23)}$$

40

ここで d_0 は $t = 0$ のときのデータの値である。

【0047】

これは、所望のコピー(desired copy)から離れて NT_c の倍数間隔をおいた

50

【 0 0 4 8 】

【 数 4 6 】

$$\hat{h}(t)$$

のエイリアスされたコピー (aliased copies) によってデータが損なわれた、

【 0 0 4 9 】

【 数 4 7 】

10

$$\hat{h}(t)$$

の大雑把な数字である。これらのエイリアシングと付加的ノイズの期間はMモード期間にわたる更なる加算をとおして軽減されることが出来る：

【 0 0 5 0 】

【 数 4 8 】

20

$$\hat{h}_M(t) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} d_m \cdot \cos(t + mNT_c) \quad \text{式 (24)}$$

$$= \hat{h}(t) + \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{j \neq m} d_m \cdot d_j \cdot \hat{h}(t + (m-j)NT_c) + \tilde{n}'_M(t) \quad \text{式 (25)}$$

$$= \hat{h}(t) + \frac{1}{M} \sum_{l \neq 0} \sum_{m=0}^{M-1} d_m \cdot d_{l+m} \cdot \hat{h}(t - lNT_c) + \tilde{n}'_M(t) \quad \text{式 (26)}$$

【 0 0 5 1 】

30

上記は、データ系列との相関関係をとおしてデータ変調を除去することにより、推定器 1 2 0 の出力 1 2 2 を通し、我々は、チャンネルインパルスレスポンス プラス データ系列の自己相関によって定義され無限項にわたり加算されるときにゼロとなる項の推定値

【 0 0 5 2 】

【 数 4 9 】

$$\hat{h}$$

40

を得ることが出来る、ことを示している。

【 0 0 5 3 】

【 数 5 0 】

$$D_M(l)$$

が

【 0 0 5 4 】

【数 5 1】

$$D_M(l) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} d_m \cdot d_{l+m} \quad \text{式(27)}$$

と定義される場合は、このとき

【0 0 5 5】

【数 5 2】

10

$$\hat{h}_M = \hat{h} \otimes \bar{D}_M^{N_T} + \tilde{n}'_M \quad \text{式(28)}$$

となる。

ここで

【0 0 5 6】

【数 5 3】

20

$$\hat{h}_M(t)$$

は、通信チャンネルインパルスレスポンス $h(t)$ の推定値である。データ系列 d_i がランダムであるとき、ホワイトで独立の付加ノイズ (white and independent of the additive noise) $n(t)$ は $M \rightarrow \infty$ の極限で：

【0 0 5 7】

【数 5 4】

30

$$D_\infty(l) = \delta_{l0}, \tilde{n}'_\infty = 0 \quad \text{式(29)}$$

$$\hat{h}_\infty = \hat{h}$$

【0 0 5 8】

従って、無限加算 (M が無限に達するとき) の極限において、我々は、拡散系列 S_i の非周期性の自己相関で渦巻き状に巻かれた (convolved) 真のチャンネルインパルスレスポンス $h(t)$ に等しい推定値を得る。

40

上記が示すように、我々は、単純な積分で真のチャンネルインパルスレスポンス $h(t)$ を得ることは出来ない。我々が持っているベストなものは拡散系列 S_i の自己相関によってスミアされる (smeared)。拡散系列 S_i が長い場合においては、自己相関はデルタ関数に近づき、サイドローブは消える。然しながら、拡散系列 S_i が短い場合は、自己相関のサイドローブは無視できず、通信チャンネルインパルスレスポンス $h(t)$ の推定値に重大な歪みを起こすであろう。

【0 0 5 9】

短い拡散系列用の改善されたチャンネル推定値 (Improved Channel Estimates for Short Spreading Sequence)

50

【 0 0 6 0 】

下記に示されるように、本発明は、推定通信チャンネルインパルスレスポンス $h(t)$ を生成するために、拡散系列 S_i に従い少なくとも一部が選択されたフィルタ f で第一推定通信チャンネルインパルスレスポンス

【 0 0 6 1 】

【 数 5 5 】

$$\hat{h}_M(t)$$

10

をフィルタにかけることにより、通信チャンネルインパルスレスポンス推定値を改善する。特に、通信チャンネル 1 0 8 のタイムスパン(time span)が制限されるとき、推定値を改善するためにゼロ強制逆畳み込み(zero-forcing deconvolution)が使用されることが出来る。

【 0 0 6 2 】

図 2 は、本発明を実施するために使用されることが出来る処理ステップを図示するブロック図である。

【 0 0 6 3 】

図 3 は、短い拡散系列 S_i 1 0 4 に適する改善された推定値を生成するため第一推定通信チャンネルインパルスレスポンス

【 0 0 6 4 】

【 数 5 6 】

$$\hat{h}_M(t)$$

30

をフィルタにかけるために上記に説明のフィルタを利用するトランシーバシステム 3 0 0 の線図である。

図 2 及び図 3 を参照すると、ブロック 2 0 2 からブロック 2 0 8 までは $C O_m(t)$ 1 1 8 を生成するために使用されるステップを記載する。拡散チップ系列 c_j 1 0 6 は、ブロック 2 0 2 で示されるように、データ系列 d_i 及び長さ N の拡散系列 S_i により生成される。このチップ系列 c_j 1 0 6 は、ブロック 2 0 4 で示されるように、通信チャンネル 1 0 8 経由で伝送され、ブロック 2 0 6 で示されるように受信される。通信チャンネルは、送信機 1 1 0 及び受信機 1 1 2 を含む。受信信号 $r(t)$ はそのあと、ブロック 2 0 8 において示されるように、 $c o_m(t)$ を生成するために、相関器 1 1 6 によって拡散系列 S_i との相関がとられる。

40

【 0 0 6 5 】

ブロック 2 1 0 において、 $m = 0, 1, \dots, M$ の $c o_m(t)$ と d_m との組み合わせとして推定器 1 2 0 によって、推定通信チャンネルインパルスレスポンス

【 0 0 6 6 】

【 数 5 7 】

$$\hat{h}_M(t)$$

50

が生成される。これは、例えば上記の式 (2 4) で記述された関係を使って達成される。

最後に、ブロック 2 1 2 において、拡散系列 S_i 1 0 4 に従い少なくとも一部分が選択されたフィルタ f で第一推定通信チャネルインパルスレスポンス

【 0 0 6 7 】

【数 5 8 】

$$\hat{h}_M(t)$$

10

がフィルタにかけられる。一実施例においては、フィルタは、次の制限で設計された有限インパルスレスポンス (F I R) フィルタ f 3 0 2 である：

【 0 0 6 8 】

【数 5 9 】

$$A_f \equiv A \otimes f$$

式 (29)

$$A_f(0)=1, A_f(n)=0, 0 < |n| \leq L$$

式 (30)

20

ここで、

【 0 0 6 9 】

【数 6 0 】

$$A \otimes f$$

30

は、拡散系列 S_i 1 0 4 の自己相関とフィルタとの畳み込みであり、 A_f はフィルタリング後の拡散系列 S_i 1 0 4 の自己相関である。

【 0 0 7 0 】

図 4 は、式 (2 9) 及び (3 0) で示されたフィルタ 3 0 2 のレスポンスを示す図である。

【 0 0 7 1 】

通信チャネルインパルスレスポンスの推定値がこのフィルタを用いてフィルタにかけられるとき、我々は次式を得る：

【 0 0 7 2 】

【数 6 1 】

40

$$h_f = \hat{h} \otimes \tilde{f}^T$$

$$= h \otimes \tilde{A}^T \otimes \tilde{f}^T$$

式 (31)

$$= h \otimes \tilde{A}_f^T$$

50

この技術を使って、サイドロープの影響（拡散系列 S_i 1 0 4 の自己相関のエイリアスされたバージョン(aliased version)）は、 L と $-L$ との間で除去される。サイドロープは完全には取り除かれない(フィルターは L より大きく $-L$ より小さい成分を通すので)が、原点 ($n = 0$) 近くの結果が本質的に重要であり、サイドロープの影響はこの領域で著しく軽減されることが出来る。

【 0 0 7 3 】

もし、通信チャンネルのタイムスパン（インパルスレスポンスの存続期間(duration)）が LT_c より小さいのであれば、即ち

【 0 0 7 4 】

【 数 6 2 】

10

$$\exists t_1 < t_2, t_2 - t_1 < LT_c, \forall t < t_1 \cup t > t_2 : h(t) \approx 0 \quad \text{式 (32)}$$

（即ち、 LT_c より小さい時間間隔 $t_2 - t_1$ を定義する t_1 より大きな t_2 が存在し、時間間隔 $t_2 - t_1$ の外側ではいつも、 $h(t)$ はゼロに近い）、

【 0 0 7 5 】

そのとき、フィルターにかけられた推定値 h_f （又は、前の表記では $h_f(t)$ ）は、 $h(h(t))$ のそっくりそのままのコピー、プラス 非オーバーラップ場所におけるそのエイリアスされた幾つかのバージョンからなっている。従って、このケースでは h は h_f から分解できる(resolvable)。

20

【 0 0 7 6 】

そのような長さ $2L + 1$ を備えたフィルターは単純なゼロ強制基準をで設計されることが出来る：

【 0 0 7 7 】

【 数 6 3 】

$$\sum_{i=-L}^L A(n-i) \bullet f(i) = A_f(n), -L \leq n \leq L \quad \text{式 (33)}$$

30

ここで、 $f(i)$ は、 $A_f(n)$ が $A(n)$ と $f(i)$ の畳み込みであり、 $n = 0$ のとき $A_f(n) = 1$ 、 $0 < |n| \leq L$ のとき $A_f(n) = 0$ であり、また

【 0 0 7 8 】

【 数 6 4 】

$$A(n) = A(-n) = \sum_{i=0}^{N-1-n} S_i \bullet S_{i+n}, 0 \leq n \leq N$$

40

であるようなフィルター f 3 0 2 のインパルスレスポンスであり、またここで、 N はチップ系列 S_i 1 0 4 の長さである。 L は、積 LT_c （チップ期間 T_c は知られている）がチャンネル 1 0 8 のタイムスパン（例、インパルスレスポンスのおおよその存続期間）にほぼ等しくなるように選ばれることが出来る。

【 0 0 7 9 】

値 $A(n - i)$ はよく定義されており、．．．それは、アプリアリに知られている、拡散系列 S_i 1 0 4 の属性である、ということに注意が必要である。

50

【 0 0 8 0 】

通常のとおり、一次方程式(linear equations)のマトリックス構造はテプリッツ(Toeplitz)である。拡散系列 S_i の設計基準によって、マトリックスは上手く条件設定される必要がある。フィルター係数は、拡散系列及び所望のウィンドウ幅 L が与えられると、オフラインでコンピュータで計算されることが出来る。

【 0 0 8 1 】

上記は非再帰的フィルター(non-recursive filters)に関して説明されてきたが、他のフィルター、例えば再帰的フィルターなどもまた使用されることが出来る。例えば、再帰的フィルターは、サイドロープの完全なフィルターリングを提供出来るが、結果は抑制条件が設定されたマトリックス(the quell conditioned matrix)でないかかもしれず、従って、その解決は決定するのがもっと困難であるかもしれない。実際には、長さ $2L + 1$ のどんなフィルターも定義されることが出来る。

10

【 0 0 8 2 】

スーパー符号化伝送系列(Super Coded Transmit Sequences)

【 0 0 8 3 】

【数 6 5】

$$\hat{h}$$

20

が与えられそしてフィルターリングによって、時限チャンネルのために真のチャンネルインパルスレスポンスを回復することは可能であることが示されてきている。然しながら、上記の説明では、

【 0 0 8 4 】

【数 6 6】

$$\hat{h}$$

30

は、多重拡散系列期間にわたっての積分をとおして得られる。

我々は、

【 0 0 8 5 】

【数 6 7】

$$\hat{h}$$

40

のエイリアスされたコピーを抑制するためにデータの自己相関に頼っているので、我々が積分するために必要とする期間の数は、 $2L - N$ の場合は特に大きくなり得る。

【 0 0 8 6 】

本発明の一実施例において、スーパー符号(supercodes)、例えばWalshのようなスーパー符号など、が、必要とされる積分量を大幅に減らすために使用される。この技術は、特に、十分な信号対雑音比(SNR)を有するシステムにおいて有益である。

【 0 0 8 7 】

一対の長さ2 Walsh符号(a pair of length 2 Walsh codes) $w_0 = \{ +1, +1 \}$ 及び $w_1 = \{ +1, -1 \}$ を検討してみよう。これらの符号はデータ系列を形成するため

50

に使用されることが出来る：

... +, +, +, -, -, -, ...

【 0 0 8 8 】

この系列からのどのような長さ 2 - シンボル長セグメント (any length 2-symbol length segment) も、センターの単一 w_1 を除き、 w_0 又は $-w_0$ の何れかとして表すことが出来る。もし、この系列が今 w_1 と相関をとられるならば、結果とし生じる相関は、センターにおける単一のピークとその他の場所 (境界近くを除く) でのゼロによって特徴づけられる。2 符号の否定 (negatives) がとられてもよい。(例、 $w_0 = \{-1, -1\}$ 及び $w_1 = \{-1, +1\}$) 及び / 又は 同じ結果を持ってそれらの役割は交換されてもよい。(例、 $w_1 = \{+1, +1\}$ 及び $w_0 = \{+1, -1\}$) 3 つの更なるパターンがこのようにして得られ、それらの相関器パターンは下記のとおりリストにされる：

... -, -, -, -, +, +, +, +, ... -, +
 ... -, +, -, +, +, -, +, -, ... +, +
 ... +, -, +, -, -, +, -, +, ... -, -

【 0 0 8 9 】

付加ノイズがサンプリングポイントで無相関である時は次の結果は上記パターンの全てに対し等価であるので、我々は説明を第一データ系列 (即ち、... +, +, +, -, -, -, ...) に限定する。このケースでは、

【 0 0 9 0 】

【 数 6 8 】

$$d_i = +1, \forall l_1 < i \leq 0 \quad \text{式 (34)}$$

$$d_i = -1, \forall l_2 \geq i > 0 \quad \text{式 (35)}$$

$$\hat{h}_2(t) = \frac{1}{2} (d_0 \cdot co(t) + d_1 \cdot co(t + NT_c)) \quad \text{式 (36)}$$

$$= \hat{h}(t) + \sum_{l \neq 0} (d_l - d_{l+1}) \cdot \hat{h}(t - lNT_c) + \tilde{n}_2'(t) \quad \text{式 (37)}$$

$$= \hat{h}(t) + \sum_{l \leq l_1 \cup l \geq l_2} (d_l - d_{l+1}) \cdot \hat{h}(t - lNT_c) + \tilde{n}_2'(t) \quad \text{式 (38)}$$

【 0 0 9 1 】

もし、条件

【 0 0 9 2 】

【 数 6 9 】

$$-l_1 N > (2N + L) \cap l_2 N > (2N + L)$$

を満たす場合は、

【 0 0 9 3 】

10

20

30

40

【数 7 0】

 $\hat{h}$

は、エイリアシング干渉フリー(free of aliasing interference)に再構築(reconstructed)されることが出来、又、逆畳み込み(上記フィルタリング技術)によって、 h は同様に再構築されることが出来る。

10

【0094】

上記のことから、データ系列の一部分に課せられた小さなスーパー符号はチャンネルレスポンスが時限であるとき通信チャンネルインパルスレスポンスのエイリアスフリー推定値(alias free estimate)を提供できると、決定され得る。この推定値からの歪みの唯一のソースは付加ノイズから来るが、これは拡散利得を2の因数で掛けることにより(by the spreading gain times a factor of 2)(スーパー符号を占めるように(to account for supercode))抑止されることが出来る。ノイズが低いときは、そのようなアプローチは長い積分にわたって好ましい。

【0095】

適度の L の値に対し、そのような符号系列は、伝送のスペクトラム特性に悪影響を与えること無しに、長いプリアンプル内でパケットデータに多分多重コピーで容易に組み込まれることが出来る。更に、信号対雑音比(SNR)が低い時は、このセクションの最初の半分で概説されたように、付加ノイズに対しより高い処理利得を得るために、通常の積分がそのようなプリアンプルに対し依然と実行されることが出来る。

20

【0096】

図5は、データ系列の一部分上に課せられたスーパー符号を使用することによって、通信チャンネルインパルスレスポンスの値の再構築を改善するために使用されることが出来る例示的处理ステップ示すフローチャートである。

【0097】

図6は、短い拡散系列 S_i 104に適する改善された通信チャンネルインパルスレスポンス推定値を生成するためにスーパー符号化伝送系列(super coded transmit sequences)を利用するトランシーバシステム600の線図である。

30

【0098】

ブロック502において、データ系列 d_i 102が生成される。データ系列 d_i 102は1以上のデータパケット128を含み、各データパケットは、制約部分 $C d_i$ 602を含むプリアンプル124を有している。プリアンプル124は、例えば、疑似ランダム符号(pseudorandom code)の方式であり得る。

【0099】

制約部分 $C d_i$ 602は少なくとも2符号 w_0 及び w_1 に関連する。符号 w_0 及び w_1 は、制約部分 $C d_i$ 602と符号 w_0 及び w_1 の内の少なくとも1つとの相関関係 $A_{code}(k)$ が $k=0$ の時の最大値によって特徴づけられるように、選択されており、それらは $k \neq 0$ での最大値よりは重要視しない。

40

【0100】

理想上は、制約部分 $C d_i$ 602の相関関係 $A_{code}(k)$ は、 $k=0$ のときは1に等しく k の他の全ての値に対しては等しいインパルスである。然しながら、そのような相関特性は一般的に実現可能ではないので、符号 w_0 及び w_1 は、この理想に近づくように選ばれることが出来る。例えば、符号 w_0 及び w_1 は、制約部分 $C d_i$ 602と符号 w_0 及び w_1 の内の少なくとも1つとの相関関係 $A_{code}(k)$ が、 $k=0$ のとき(at $k=0$) $A_{code}(k)=1$ 、実質上全ての $k \neq 0$ に対し(for substantially all $k \neq 0$)

【0101】

50

【数 7 1】

$$A_{code}(k) \approx 0$$

であるように、選ばれることが出来る。又は、符号 w_0 及び w_1 は、制約部分 $Cd_i 602$ と符合 w_0 及び w_1 の内の少なくとも 1 つとの相関関係 $A_{code}(k)$ が、 $0 < |k| \leq J$ のとき $A_{code}(k) = 0$ であるように、選ばれることが出来る。なおここで、 J は、実質上全ての $k \neq 0$ に対し、制約部分 Cd_i と符合 w_0 及び w_1 の内の 1 つとの相関関係を最小化するように選ばれる。

10

【0102】

一実施例においては、制約部分 $Cd_i 602$ は、上記で説明された第一系列における一対の長さ $2Walsh$ 符号を備える。符号が、別の長さ（長さ 2 以外）であるとか、又は、 $Walsh$ 符号以外の符号である、他の実施例がイメージされる。

【0103】

ブロック 504 では、チップ系列 $c_j 106$ が生成される。チップ系列 $c_j 106$ は、チップ期間 T_c を有する長さ N の拡散系列 $S_i 104$ をデータ系列 $d_i 102$ に適用することにより生成される。

20

【0104】

この拡散チップ系列 $c_j 106$ は、組み合わせチャンネルインパルスレスポンス(a combined channel impulse response) $h(t)$ を有する線形伝送チャンネル 108 をとおして伝送される。伝送された信号は受信機 112 によって受信される。

【0105】

ブロック 506 では、受信機 112 は、伝送された信号を受信し、受信機 112 によって受信されるように意図されたものとしてデータを識別するために、受信された信号 $r(t) 114$ を既知の拡散系列 $S_i 104$ と相関させる。これは、上記で説明された技術に類似の技術を使って、 $m = 0, 1, \dots, M$ の $c_{om}(t) = c_o(t + mNT_c)$ を生成することによって達成される。

30

【0106】

ブロック 508 では、推定通信チャンネルインパルスレスポンス(an estimated communication channel impulse response)

【0107】

【数 7 2】

$$\hat{h}_M(t)$$

が、 $m = 0, 1, \dots, M$ の相関関係 $c_{om}(t)$ とデータ系列 d_m との組み合わせとして(as a combination)生成される。

40

【0108】

一実施例においては、符合 w_0 及び w_1 は、2 シンボル - 長さの $Walsh$ 符号(two symbol-long Walsh codes)であり、

【0109】

【数 7 3】

$$\hat{h}_M(t)$$

が、M = 2 で、

【 0 1 1 0 】

【数 7 4】

10

$$\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} d_m \bullet co(t + mNT_c)$$

としてコンピュータで計算される。この場合、

【 0 1 1 1 】

【数 7 5】

20

$$\hat{h}_M(t)$$

は、

【 0 1 1 2 】

【数 7 6】

30

$$\hat{h}_2(t) = \frac{1}{2} (d_0 \bullet co(t) + d_1 \bullet co(t + NT_c))$$

に等しい。

【 0 1 1 3 】

従って、データがWalshスーパー符号のようなシンボルで制約されている(constrained)場合、通信チャネルインパルスレスポンスの改善された推定値(estimate)が、受信データ(received data)と拡散系列との相関関係の2つの連続する値をとり、各結果にデータ系列を掛けることによって、得られることが出来る。系列...+,+,+,-,-,...に適用されるWalsh符号 $w_0 = \{-1, -1\}$ 及び $w_1 = \{-1, +1\}$ と受信機で適用される w_1 の例においては、結果として、 $co(t)$ の値の一方は1で掛けられ、他方はマイナス1で掛けられることになる。従って、出力は基本的に、2つのWalsh符号の間で遷移が起こるまで、レスポンスを生成せず、2つのWalsh符号の間で遷移が起こる時に、通信チャネルインパルスレスポンスのクリーンで、エイリアス・フリーのコピーが生成される。

【 0 1 1 4 】

改善されたエイリアス抑制のための長さ2スーパー符号が説明されている。SNRが低

50

40

く、より長い積分期間が望ましい時は、符号をより長い長さに一般化することが魅力あるように思えるであろう。先ずあり得ず、これは可能ではない。そのような符号の定義を示し、2より大きい長さを持ったそのような符号がバイナリデータ系列用に存在しないことを示すことにより、この結果が以下に示される。

【 0 1 1 5 】

無限系列 A が次式を満たすなら、無限系列 A は、長さ L 有限系列 B と共に衝撃的な相関関係ペアを形成する：

【 0 1 1 6 】

【 数 7 7 】

$$A(i) = B(i), \forall 0 \leq i < L$$

$$\sum_{i=0}^{L-1} A(i+n) \cdot B(i) = 0, \forall n \neq 0$$

10

矛盾によって、バイナリ系列に対しては、 $L > 2$ の場合はそのようなペアは存在しないことが示されることが出来る。そのような系列が存在すると仮定すると、L は偶数 (even) であるに違いないことは明らかである。2つのそのようなケース ($L = 4k$ 及び $L = 4k + 2$) を検討してみよう。

20

【 0 1 1 7 】

第一のケース、 $L = 4k$ 、において、第一制約条件を検討してみよう：

【 0 1 1 8 】

【 数 7 8 】

$$\sum_{i=0}^{L-1} A(i-1) \cdot B(i) = 0$$

式 (39a)

$$A(-1) \cdot B(0) + \sum_{i=1}^{L-1} B(i-1) \cdot B(i) = 0$$

式 (39b)

30

【 0 1 1 9 】

{ + 1 , - 1 } から値をとると、式には $4k$ 加数があるので、その半分又は $2k$ 項は正であるはずであり、他の半分は負であるはずである。加数全ての積は従って 1 に違いない。

【 0 1 2 0 】

【 数 7 9 】

40

$$A(-1) \cdot B(0) \cdot \prod_{i=1}^{L-1} (B(i-1) \cdot B(i)) = 1$$

$$A(-1) \cdot B(L-1) = 1$$

式 (40)

$$A(-1) = B(L-1)$$

【 0 1 2 1 】

50

同様の論拠が次のことを示すために使用され得る：

【 0 1 2 2 】

【 数 8 0 】

$$A(i) = B(L+i), -L < i < 0$$

式(41)

【 0 1 2 3 】

10

しかし、これは次のことを意味する：

【 0 1 2 4 】

【 数 8 1 】

$$\sum_{i=0}^{L-1} A(i-L) \cdot B(i) = A(-L) \cdot B(0) + \sum_{i=1}^{L-1} A(i-L) \cdot B(i)$$

$$= A(-L) \cdot B(0) + \sum_{i=1}^{L-1} B(i) \cdot B(i)$$

式(42)

$$= A(-L) \cdot B(0) + L - 1$$

20

$$> 0$$

これは、原点以外のどこでも相互相関がゼロであるという仮定と矛盾する。従って、矛盾により、バイナリ系列に対してはそのようなペアは $L > 2$ のとき存在しないことを、我々は示した。

【 0 1 2 5 】

同様な論拠は第二のケース、 $L = 4k + 2$ 、に対しても、今我々は $2k + 1$ 負項(negative terms)を有しているので各式における加数全ての積は -1 であるに違いないという点を除き、適用され得る。これは次を導く：

30

【 0 1 2 6 】

【 数 8 2 】

$$A(i) = (-1)^i B(L+i), -L < i < 0$$

式(43)

40

【 0 1 2 7 】

$k > 0$ のとき、

【 0 1 2 8 】

【数 8 3】

$$\begin{aligned}
\sum_{i=0}^{L-1} A(i-2) \bullet B(i) &= A(-2) \bullet B(0) + A(-1) \bullet B(1) + \sum_{i=2}^{L-1} A(i-2) \bullet B(i) \\
&= B(L-2) \bullet B(0) - B(L-1) \bullet B(1) + \sum_{i=2}^{L-1} B(i-2) \bullet B(i) \\
&= 0
\end{aligned}$$

10

$$\begin{aligned}
\sum_{i=0}^{L-1} A(i-L+2) \bullet B(i) &= \sum_{i=0}^{L-3} A(i-L+2) \bullet B(i) + A(0) \bullet B(L-2) + A(1) \bullet B(L-1) \\
&= \sum_{i=0}^{L-3} (-1)^i B(i+2) \bullet B(i) + B(0) \bullet B(L-2) + B(1) \bullet B(L-1) \quad \text{式(44)} \\
&= B(L-2) \bullet B(0) + B(L-1) \bullet B(1) + \sum_{i=2}^{L-1} (-1)^i B(i-2) \bullet B(i) \\
&= 0
\end{aligned}$$

20

【0 1 2 9】

2 式を一緒に加算し我々は次式を得る：

【0 1 3 0】

【数 8 4】

$$B(L-2) \bullet B(0) + \sum_{i=1}^{2k} B(2i-2) \bullet B(2i) = 0 \quad \text{式(45)}$$

30

【0 1 3 1】

然しながら、左側に奇数の項があるのでこの結果は明らかに不可能である。矛盾により、バイナリ系列に対しては $L > 2$ のとき制約条件を満足するのは不可能であることが、従って示される。

【0 1 3 2】

ノイズ影響(Noise Effects)

【0 1 3 3】

この拡散系列設計に起因する歪みは通信チャンネルインパルスレスポンスの推定により取り除かれることが出来ることを、上記は証明した。今度は、付加ノイズ、 $n(t)$ によって起こされる残りの歪みに注意が向けられる。ノイズ源が、ホワイトで定常であり (white and stationary)、帯域幅マッチング用受信機フィルターによってフィルターにかけられると仮定すれば、歪み測度(distortion measure)は次のとおり定義されることが出来る：

40

【0 1 3 4】

【 数 8 5 】

$$\Delta = E \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |\tilde{n}_M^*(t)|^2 dt \right] \quad \text{式 (46)}$$

$$\tilde{n}_M = \tilde{n}_M' \otimes \tilde{f}^{T_c} \quad \text{式 (47)}$$

$$\tilde{n}_M^*(t) = \sum_{l=-L}^L \tilde{n}_M'(t - lT_c) \bullet f(l) \quad 10$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{l=-L}^L \sum_{m=0}^{M-1} d_m \bullet \tilde{n}(t + mNT_c - lT_c) \bullet f(l) \quad \text{式 (48)}$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{l=-L}^L \sum_{m=0}^{M-1} \sum_i d_m \bullet n(t + mNT_c + iT_c - lT_c) \bullet S(i) \bullet f(l)$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_j d_m \bullet n(t + mNT_c + jT_c) \bullet R_{js}(j)$$

20

ここで

【 0 1 3 5 】

【 数 8 6 】

$$R_{js}(j) = \sum_{l=-L}^L f(l) \bullet S(l + j) \quad \text{式 (49)}$$

30

【 0 1 3 6 】

式 (4 6) の集団期待値(ensemble expectation)が $n(t)$ より優勢にとられることができ、その自己相関はフロントエンド受信フィルタによって決定されることができて、知られていると仮定される。

【 0 1 3 7 】

【 数 8 7 】

$$R_{nn}(\tau) = E[n_0^*(t) \bullet n_0(t + \tau)]$$

$$\Delta = \frac{1}{M^2} \sum_{m'=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_f \sum_j d_m \bullet R_{js}(j) \bullet R_{nn}((m' - m)NT_c + (j' - j)T_c) \bullet R_{js}(j') \bullet d_{m'} \quad \text{式 (50)} \quad 40$$

$$= \sum_{j'} \sum_j \bar{R}_{js}^M(j) \bullet R_{nn}((j' - j)T_c) \bullet \bar{R}_{js}^M(j')$$

$$\bar{R}_{js}^M(j) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} d_m \bullet R_{js}(j + mN) \quad \text{式 (51)}$$

【 0 1 3 8 】

50

ノイズ $n(t)$ がホワイトであるとき、我々は次式を有する：

【 0 1 3 9 】

【 数 8 8 】

$$R_m(kT_c) = 0, \forall k \neq 0$$

式(52)

$$\Delta = R_m(0) \sum_j |\bar{R}_j^M(j)|^2$$

10

【 0 1 4 0 】

例

【 0 1 4 1 】

図 7 から図 10 は、本発明を適用することにより達成される性能の改善を説明する図である。長さ 11 Barker 符号が拡散系列 S_{i104} として使用される、これらの図で説明された例はそれらを識別する。図 7 - 10 は、チップタイミングの関数として大きさが標準化されている。相関関係、フィルターリング、ウィンドウイング(windowing)によって持ち込まれる群遅延に対しては調整が行われておらず、従って、時間座標は相対的な意味で扱われるべきである。図 7 - 10 はまた、付加ノイズの影響を含んでいない。

20

【 0 1 4 2 】

図 7 は、長さ 11 Barker 符号と従来の通信チャンネルインパルスレスポンス推定技術とを使用した相関器 116 出力を表示する図である。相関器 116 出力は、主ローブピーク(a main lobe peak) 702 と多重スプリアスピーク(multiple spurious peak) 704 とを示す。これらのスプリアスピーク 704 (これらは、長さ 11 Barker 符号に起因して 11 チップ、又は NT_c 秒離れている)は、短符号 S_{i104} の繰り返される伝送に起因し、互いにエイリアスバック(“aliased” back)されている。もし万が一、周期的拡散系列 S_{i104} の長さがより長いのであるならば、より少ない数のスプリアスピーク 704 が存在するであろう、又、ピーク 704 は、図 7 において示されているほどには、主ローブピーク 702 とオーバーラップしないであろう。

30

【 0 1 4 3 】

図 8 は、図 5 で説明されたスーパー符号技術と共に Walsh 符号を使用する、相関器 116 出力を表示する図である。このプロットを生成するために、入力データは、2 シンボル - 長さ Walsh 符号 w_0 及び w_1 で制約され、出力は、式 (36) において示されるように相関器 116 の 2 連続出力を合計することによって処理された。主ローブピーク 702 のどちらの側でも 11 チップの間、ゼロ相関関係が存在し、図 7 においてははっきりと見えたスプリアス相関器ピーク 704 の多くはもはやはっきりとは現れていない。然しながら、データ系列の 6 ビットのみが制約される ... +, +, +, -, -, - ... ので主ローブピーク 704 のいくつかのエイリアスされたバージョン (802 と表示されている) が存在する (主ローブピーク 702 から 33 チップ)、ということに注意が必要である。然しながら、これらのエイリアスされたバージョン 802 は主ローブピーク 704 から広く離れているので、正確な、通信チャンネルインパルスレスポンスの推定値を得ることが出来る。入力系列をスーパー符号で制約することなしに同様な結果もまた達成されるが、しかしこれは、沢山の数のシンボル (例、式 (26) における M が大きい) にわたって積分を必要とするであろう、ということに注意が必要である。推定器 120 が、 h のスミアされたバージョンである

40

【 0 1 4 4 】

【数 8 9】

 $\hat{h}$

を生成するので、主ローブピーク 702 は依然と小さいピークを含む、ということにも又注意が必要である。これらの望ましくない成分 804 は、拡散系列 104 の自己相関によって引き起こされるが、データ系列を制約することによっては取り除かれることが出来ない。その代わりに、これらの望ましくない成分 804 は、図 9 に関し下記に説明されるように、フィルタリングによって取り除かれることが出来る。

【0145】

図 9 は、図 2 及び図 3 において説明されるようなフィルタ f を使った後処理の後の、図 8 において示される相関器出力 116 を表示する図である。図 8 において示されていたサイドローブ 802 は、主ローブピーク 702 から離れるように押しやられており、主ローブピーク 702 の望ましくない成分 804 の幾つかはフィルタにかけられている、ということに注意が必要である。又、図 9 のデータインデッキング(data indexing) (時間軸として示されるチップ) は図 8 のデータインデッキングに対し変わったということにも注意が必要である。上記で説明されたように、この差は、図 7 - 図 11 をプロットするために使用されるソフトウェアの誤差(artifact)であり、出願人の発明に関係しない。

【0146】

図 10 は、主ローブピーク 702 のより詳細な図を表示する図であり、通信チャンネルインパルスレスポンスの推定値 (アスタリスクによって示されている) と実際の通信チャンネルインパルスレスポンスとを示している。推定された通信チャンネルインパルスレスポンスは実際のレスポンスのそれに非常に接近して続くことに注意する必要がある。

【0147】

ハードウェア環境

【0148】

図 11 は、例示的なプロセッサシステム 1102 を説明する図であり、プロセッサシステム 1102 は本発明の選択されたエレメント (例えば、送信機 110、受信機 112、相関器 116、推定器 120、又はフィルタ 302 の部分を含む) の実施において使用されることが出来るであろう。

【0149】

プロセッサシステム 1102 は、プロセッサ 1104 とランダムアクセスメモリ (RAM) のようなメモリ 1106 とを備えている。一般的に、プロセッサシステム 1102 は、メモリ 1106 に保存されたオペレーティングシステム 1108 の制御の下で動作する。オペレーティングシステム 1108 の制御の下で、プロセッサシステム 1102 は、入力データ及びコマンドを受け入れ、出力データを供給する。典型的には、そのようなオペレーションを実行するためのインストラクションもまたアプリケーションプログラム 1110 の中に組み入れられ、アプリケーションプログラム 1110 もまたメモリ 1106 に保存される。プロセッサシステム 1102 は、マイクロプロセッサ、デスクトップコンピュータ、又は任意の同様な処理装置の中で具現化されてもよい。

【0150】

オペレーティングシステム 1108 を実施するインストラクション、及びアプリケーションプログラム 1110 は、コンピュータ - 可読媒体、例えば、1 以上の固定の又は取り外し可能な、ジップドライバ、フロッピー (登録商標) ディスクドライブ、ハードドライブ、CD-ROM ドライブ、テープドライブ、等のようなデータ保存装置 1124、の中で有形の形 (tangibly) で具現化されることが出来る。更に、オペレーティングシステム 1108 及びアプリケーションプログラム 1110 は、コンピュータ 1102 によって読み

とられ実行される時にコンピュータ 1102 に本発明を実施及び／又は使用するために必要なステップを実行させるインストラクションから成っている。アプリケーションプログラム 1110 及び／又はオペレーティングインストラクションは又、メモリ 1106 及び／又はデータ通信装置の中で有形の形(tangibly)で具現化されることも出来、そうすることによって、本発明に従うアプリケーションプログラム製品又は製造物品を作る。ここで使用されているような用語「製造物品」、「プログラム保存装置」、及び「コンピュータプログラム製品」は、そういうものとして、任意のコンピュータ可読装置又は媒体からアクセスできるコンピュータプログラムを包含するように意図される。

【0151】

当業者は、本発明の範囲を逸脱すること無しに本コンフィギュレーション(configuration)に多くの変更がなされることが出来ることを認識するであろう。例えば、当業者は、上記のコンポーネントの任意の組み合わせ、又は、任意の数の異なるコンポーネント、周辺装置、及び他の装置が、本発明と共に使用されることが出来ることを認識するであろう。例えば、特定用途向け集積回路(ASIC)又はフィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)は、相関器 116 を含む選択された機能を実施するために使用されることが出来、又、フィルタリング機能は、上記で説明されたように、汎用プロセッサによって実行されることが出来る。

【0152】

終わりに(conclusion)

【0153】

これで本発明の好ましい実施例の説明を終える。本発明の好ましい実施例の上記説明は、例証及び説明の目的のために提供されている。開示された精密な式に、徹底的に完全であることや本発明を限定することは意図されていない。上記の教示を考慮に入れ、多くの修正及び変形が可能である。本発明の範囲は、本詳細な説明によってではなく、寧ろ添付の特許請求の範囲によって制限されることが意図されている。上記仕様、例、及びデータは、本発明の構成の製造及び使用の完全な説明を提供する。本発明の精神及び範囲を逸脱することなく多くの発明の実施例が作られることが出来るので、本発明はここに添付された特許請求の範囲の中にある。

【図面の簡単な説明】

【0154】

さて、全般にわたって同様の参照番号が対応する部分を示す図面を参照すると：

【図1】図1は、トランシーバシステムの線図である。

【図2】図2は、本発明を実施するために使用されることが出来る処理ステップを説明するブロック図である。

【図3】図3は、推定通信チャンネルインパルスレスポンスを改善するためにフィルタfを利用するトランシーバシステムの線図である。

【図4】図4は、フィルタのレスポンスを示す図である。

【図5】図5は、データ系列の一部分上に課せられたスーパー符号を使用し、通信チャンネルインパルスレスポンスの値の再構築を改善するために使用されることが出来る例示的処理ステップ示すフローチャートである。

【図6】図6は、系列を伝送するスーパー符号を利用するトランシーバシステムの線図である。

【図7】図7は、11シンボル長さのBarker符号を使用する相関器出力を表示する図である。

【図8】図8は、入力スーパー符号としてWalsh符号を使用する相関器出力を表示する図である。

【図9】図9は、図2及び図3において示されるようなフィルタfを使った後処理後の相関器出力を表示する図である。

【図10】図10は、実際の通信チャンネルインパルスレスポンスにおける通信チャンネルインパルスレスポンスの推定値を示す、主ローブピークのより詳細な図を表示する図で

10

20

30

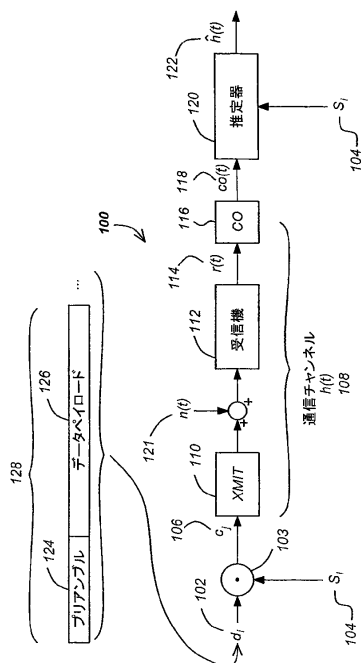
40

50

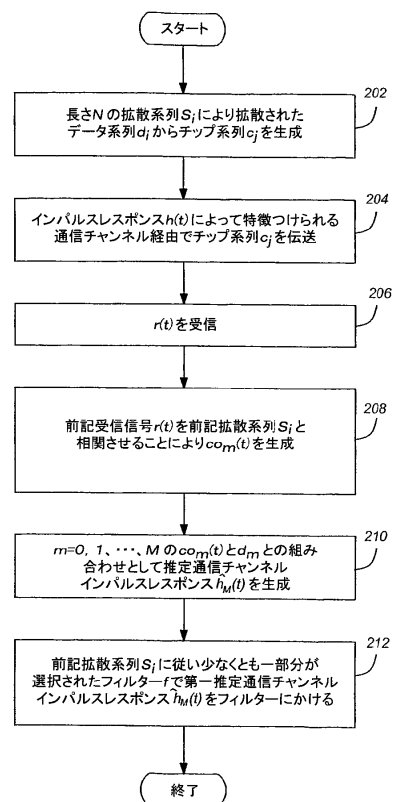
ある。

【図 11】図 11 は、本発明を実施するために使用されることができるとされるプロセッサの一実施例を表示する図である。

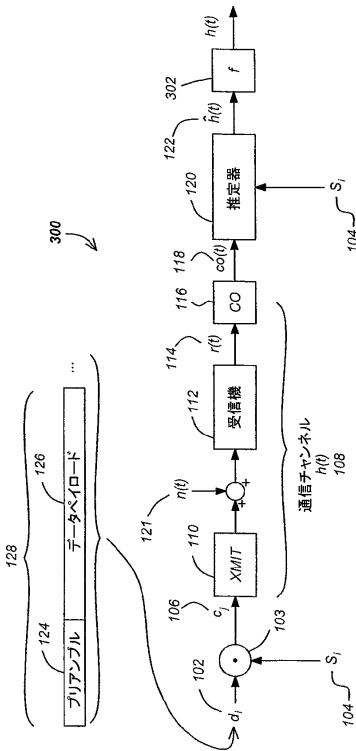
【圖 1】



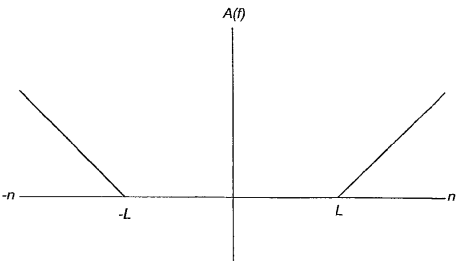
【圖 2】



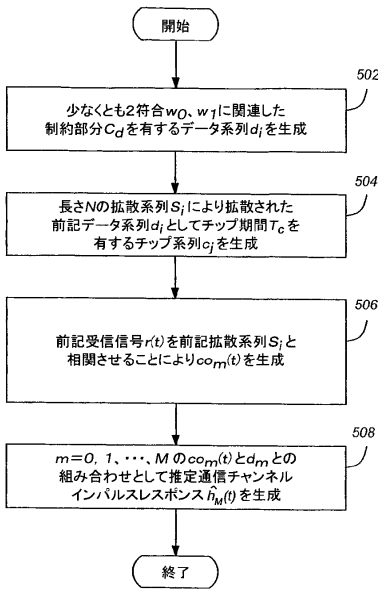
【図 3】



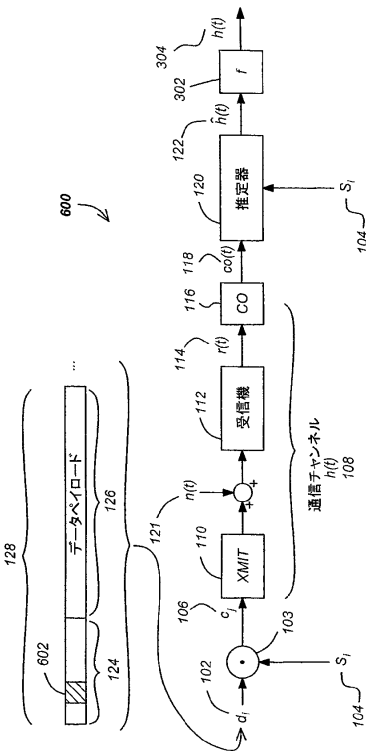
【図 4】



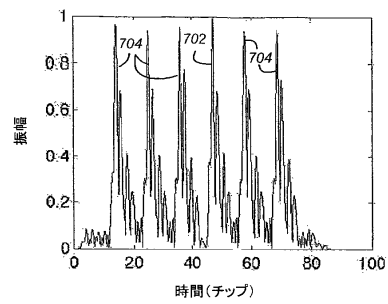
【図 5】



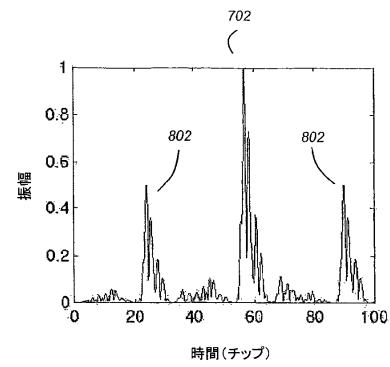
【図 6】



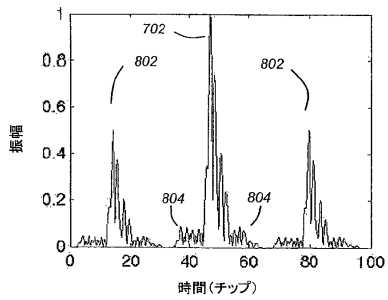
【図 7】



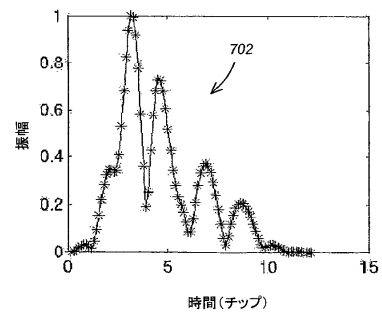
【図 9】



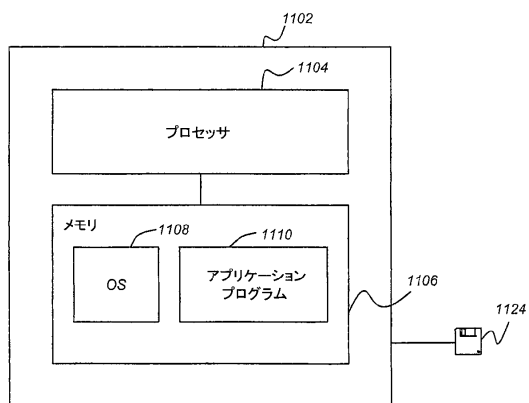
【図 8】



【図 10】



【図 11】



フロントページの続き

- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100092196
弁理士 橋本 良郎
- (74)代理人 100100952
弁理士 風間 鉄也
- (72)発明者 ジャン、ハイタオ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92130、サン・ディエゴ、コルテ・マー、デ・デルフィ
ナス 11018

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 国際公開第02/005442(WO, A1)
特表2003-523693(JP, A)
特表2002-543735(JP, A)
Teng Joon Lim, Bias in CDMA Channel Estimates With the Use of Short Spreading Sequences, Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium, IEEE, 2000年 9月, pp.288-291
- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 13/00 - 13/06
H04B 1/69 - 1/713
IEEE Xplore