

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4763205号
(P4763205)

(45) 発行日 平成23年8月31日 (2011.8.31)

(24) 登録日 平成23年6月17日 (2011.6.17)

(51) Int. Cl.	F I
HO 4 B 1/7093 (2011.01)	HO 4 J 13/00 4 2 1
HO 4 B 7/26 (2006.01)	HO 4 B 7/26
HO 4 W 48/16 (2009.01)	HO 4 Q 7/00 4 0 1
	HO 4 Q 7/00 4 0 2

請求項の数 14 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2001-547755 (P2001-547755)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成12年12月20日 (2000.12.20)		クァアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2003-518807 (P2003-518807A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成15年6月10日 (2003.6.10)		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(86) 国際出願番号	PCT/US2000/034774		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開番号	W02001/047135		ハウス・ドライブ 5775
(87) 国際公開日	平成13年6月28日 (2001.6.28)	(74) 代理人	100084618
審査請求日	平成19年12月7日 (2007.12.7)		弁理士 村松 貞男
(31) 優先権主張番号	09/468,556	(74) 代理人	100092196
(32) 優先日	平成11年12月21日 (1999.12.21)		弁理士 橋本 良郎
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100095441
			弁理士 白根 俊郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチパイロット・サーチングのためのプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

下記を具備する、プログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ：

第1のタイプのデータを受信する場合にはシングル・シフトレジスタとして動作し、第2のタイプのデータを受信する場合にはマルチ・シフトレジスタとして動作し、前記第1のタイプのデータは単一の発信源から受信され、前記第2のタイプのデータは複数の発信源から受信される、シフトレジスタ；

PN系列を発生するためのPN発生器；

前記シフトレジスタからのデータと前記PN系列を受信し、逆拡散された値の複数のセットを生成するためのデスプレッタであって、前記第2のタイプのデータを逆拡散しながら、同時進行で複数のPN系列を受信するデスプレッタ；

前記デスプレッタからの前記逆拡散された値の複数のセットを合計し、前記シフトレジスタからのデータが前記第2のタイプのデータである場合には完全な合計値を生成し、前記シフトレジスタからのデータが前記第1のタイプのデータである場合には部分的な合計値を生成するための、第1の合計器のセット；

前記シフトレジスタからのデータが前記第1のタイプのデータである場合に、前記第1の合計器のセットから前記部分的な合計値を受信し、完全な合計値を生成するための第2の合計器のセット；

を具備するプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ。

【請求項 2】

10

20

請求項 1 のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ、ここにおいて前記複数の発信源からの前記複数の到来データのセットは、複数の経路のプロセッサから受信され、前記各経路のプロセッサは下記を具備する：

符号ドップラ調整ブロック；
周波数ロテータ；及び
オブションのデシメータ。

【請求項 3】

下記を具備する、プログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ：

第 1 のタイプのデータを受信する場合にはシングル・シフトレジスタとして動作し、第 2 のタイプのデータを受信する場合にはマルチ・シフトレジスタとして動作し、1 つまたは複数の発信源からの複数の到来同相 (I) 第 1 または第 2 のタイプのデータのセットを受信するための、第 1 のシフトレジスタ；

第 1 のタイプのデータを受信する場合にはシングル・シフトレジスタとして動作し、第 2 のタイプのデータを受信する場合にはマルチ・シフトレジスタとして動作し、1 つまたは複数の発信源からの複数の到来直交 (Q) 第 1 または第 2 のタイプのデータのセットを受信するための、第 2 のシフトレジスタ；

P N 系列を発生するための P N 発生器；

下記を有するマッチド・フィルタ：

前記複数の I データのセット、前記複数の Q データのセット、及び前記 P N 系列を受信するためのデスプレッダ、該デスプレッダは複数の逆拡散された I 値のセットを生成する及び複数の逆拡散された Q 値のセットを生成し、前記第 1 および第 2 のシフトレジスタから第 2 のタイプのデータを受信する場合には、同時進行で、複数の P N 系列を受信し、逆拡散された I および Q 値の別個のセットを生成する、デスプレッダ；

前記デスプレッダからの前記逆拡散された I および Q 値のセットを合計し、前記第 1 および第 2 のシフトレジスタからのデータが前記第 2 のタイプのデータである場合に、完全な I および Q の合計値を生成し、前記第 1 および第 2 のシフトレジスタからのデータが前記第 1 のタイプのデータである場合に、部分的な I および Q の合計値を生成するための第 1 の合計器のセット；

前記シフトレジスタからのデータが前記第 1 のタイプのデータである場合に、前記第 1 の合計器のセットからの前記部分的な合計値を受信し、完全な I および Q の合計値を生成するための第 2 の合計器のセット；

前記 I 合計値を受信し、及び 1 組の蓄積された I 合計値を生成するために複数のセット中のそれらを蓄積するための I アキュムレータ；

前記 Q 合計値を受信し、及び 1 組の蓄積された Q 合計値を生成するために複数のセット中のそれらを蓄積するための Q アキュムレータ；

複数の蓄積された I 合計値のセット及び複数の蓄積された Q 合計値のセットを受信するエネルギー計算器、該エネルギー計算機は、複数の蓄積された I 合計値のそれぞれのセットを 2 乗する、複数の蓄積された Q 合計値のそれぞれのセットを 2 乗する、及び複数のエネルギー値のセットを生成するために、複数の I 及び Q 合計値のそれぞれのセットの前記 2 乗の結果を合計する；及び

前記エネルギー計算器における処理の前に、前記蓄積された I 合計値のセット及び前記蓄積された Q 合計値のセットを供給するための出力を具備する、プログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ。

【請求項 4】

前記複数のエネルギー値のセットを受信し、及び前記複数のエネルギー値のセットの、前記複数の蓄積値のセットを生成するためのアキュムレータをさらに具備する、請求項 3 のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ。

【請求項 5】

請求項 4 のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ、ここにおいて、I 及び Q P N 系列は、前記 P N 発生器により生成される；及び

前記デスプレッダはQ P S K 逆拡散を実行する。

【請求項 6】

請求項 4 のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ、ここにおいて、前記デスプレッダはB P S K 逆拡散を実行する。

【請求項 7】

マルチプル P N 系列を受信する、及び前記マルチプル P N 系列に基づいて、前記マッチド・フィルタのタイムシェアリングが合計値の追加のセットを生成するように、それらを伝送するためのマルチプレクサをさらに具備する請求項 4 のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ。

【請求項 8】

下記をさらに具備する請求項 4 のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ：

1 つまたはそれ以上の位相値を受信するためのマルチプレクサ；及び

前記 I 及び Q の読み込み可能なマッチド・フィルタの出力を受信する、及び前記出力を前記マルチプレクサの該位相出力に従って回転する、及び該結果を前記 I 及び Q アキュムレータに伝送するための I 及び Q ロテータ。

【請求項 9】

下記を具備するプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ：

第 1 のタイプのデータを受信する場合にはシングル・シフトレジスタとして動作し、第 2 のタイプのデータを受信する場合にはマルチ・シフトレジスタとして動作し、前記第 1 のタイプのデータは単一の発信源から受信され、前記第 2 のタイプのデータは複数の発信源から受信される、シフトレジスタ；

複数の P N 系列を発生するための複数の P N 発生器；

前記複数の P N 系列を読み込み、前記複数の到来データのセットを逆拡散する及び該中間結果を合計するためのローダブル・マッチド・フィルタ；及び

前記合計値を受信し、及び 1 組の蓄積された合計値を生成するためにそれらを複数組に蓄積するためのアキュムレータ。

【請求項 10】

請求項 9 のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ、ここにおいて、前記読み込み可能なマッチド・フィルタは、前記複数の P N 発生器の 1 つから単一の P N 系列を受信するために、または前記複数の P N 発生器から複数の P N 系列を受信するように構成可能である。

【請求項 11】

下記工程を具備するプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチングを実行するための方法：

a) 前記データが第 1 のタイプのデータである場合には、シフトレジスタに I および Q データの 1 セットを蓄積し、前記データが第 2 のタイプのデータである場合には、前記シフトレジスタに I および Q データの複数のセットを蓄積すること；

b) 1 つまたは複数の P N 系列を生成すること；

c) 前記データが前記第 1 のタイプである場合に、1 つの P N 系列で前記データを逆拡散して I 及び Q 逆拡散値の 1 セットを生成し、前記データが前記第 2 のタイプである場合に、複数の P N 系列で前記データを逆拡散して I 及び Q 逆拡散値の複数のセットを生成すること；

d) 前記逆拡散された I 値の結果を合計すること；

e) 前記逆拡散された Q 値の結果を合計すること；

f) それぞれ、1 つまたは複数の結果を生成するために、結果として生ずる合計された逆拡散 I 値を蓄積すること；

g) それぞれ、1 つまたは複数の結果を生成するために、結果として生ずる合計された逆拡散 Q 値を蓄積すること。

【請求項 12】

下記工程をさらに具備する請求項 11 の方法：

- i) 該蓄積された逆拡散 I 値を 2 乗すること；
- j) 該蓄積された逆拡散 Q 値を 2 乗すること；及び
- k) 前記両 2 乗値を合計すること。

【請求項 13】

前記 2 乗値の合計を蓄積する工程 1) をさらに具備する請求項 12 の方法。

【請求項 14】

前記複数の I 及び Q データのセットが前記工程 a) において蓄積される時に、前記工程 f) 及び g) において計算された前記複数の蓄積された逆拡散 I 及び Q 値の合計を出力として供給する、及び前記 1 つの I 及び Q データのセットが工程 a) において蓄積される時に、前記工程 i) 乃至 l) を交互に実行し続ける工程 h) をさらに具備する請求項 13 の方法。

10

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

本発明は通信に関する。さらに明確には、本発明はプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャを用いて 1 つまたはそれ以上のパイロット信号を検出するための新規な及び改良された方法と装置とに関する。

【0002】**【従来の技術】**

疑似ランダムノイズ (PN) 系列は一般に、電気通信工業協会 (TIA) により公布されそして基本的にセルラ電気通信システム内で使用される、IS-95 の大気中送信インターフェイス標準と、IS-95A 及び ANSI J-STD-008 (以降集合的に IS-95 標準と呼ばれる) のようなその派生物とに記述されているような直接スペクトル拡散通信システムに使用されている。IS-95 標準は、同じ RF 帯域幅で同時に多元通信を行うため、符号分割多元接続 (CDMA) 信号変調技術を組み込んでいる。包括的なパワー制御と組み合わせられた時に、同じ帯域幅を通して多元通信を行うことは、総呼数と、特に、他の無線電気通信技術と比較して再使用する周波数を増加させることにより他の無線通信システム内で行うことができる他の通信とを増加させる。多元接続通信システムでの CDMA 技術の使用は、米国特許番号、第 4,901,307 号、タイトル “衛星または地上中継器使用のスペクトル拡散通信システム (SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS)”、及び米国特許番号、第 5,103,459 号、タイトル “CDMA セルラ電話システムにおける信号波形を発生するためのシステム及び方法 (SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM)” に記述されており、これら両者は本発明の譲受人に譲渡され、そして引用されてここに組み込まれる。

20

30

【0003】

図 1 は IS-95 標準の使用に従って構成されたセルラ電話システムの非常に簡略化された図を提供する。動作中は、1 組の加入者ユニット 10A-D は、CDMA 変調された無線信号を使用して 1 つまたはそれ以上の基地局 12A-D との 1 つまたはそれ以上の RF インターフェイスを確立することにより無線通信を行う。基地局 12 と加入者ユニット 10 との間の各無線インターフェイスは、基地局 12 から送信される順方向リンク信号と、加入者ユニットから送信される逆方向リンク信号とから成る。これらの無線インターフェイスを使用して、もう 1 つのユーザとの通信は一般に移動電話交換局 (MTSO) 14 と公衆電話交換ネットワーク (PSTN) 16 とを通過して行われる。基地局 12、MTSO 14 及び PSTN 16 との間のリンクは、付加的な無線またはマイクロウェーブリンクの使用もよく知られてはいるが、通常は有線接続によって形成される。

40

【0004】

各加入者ユニット 10 はレーキ受信器を使用することにより 1 つまたはそれ以上の基地局

50

12と通信する。レーキ受信器は米国特許番号、第5,109,390号、タイトル“CDMAセルラ電話システムにおけるダイバーシティ受信器(DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM)”に記述されており、これは本発明の譲受人に譲渡され、そして引用されてここに組み込まれる。レーキ受信器は典型的に近隣の基地局からの直接及びマルチパス・パイロットを見付け出す(locating)ための1つまたはそれ以上のサーチャと、これらの基地局からの情報信号を受信して結合するための2つまたはそれ以上のフィンガー(finger)とから構成される。サーチャは出願中の米国特許出願番号、第08/316,177号、タイトル“スペクトル拡散多元接続通信システムのためのマルチパス・サーチ・プロセッサ(MULTIPATH SEARCH PROCESSOR FOR SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEMS)”、1994年9月30日出願に記述されており、これは本発明の譲受人に譲渡され、そして引用されてここに組み込まれる。

【0005】

直接スペクトル拡散通信システムの設計に固有なのは(Inherent in)、受信器がそのPN系列を基地局のそれらに同調させねばならないという要求条件である。IS-95では、各基地局及び加入者ユニットは厳密に同じPN系列を使用する。基地局はそのPN系列の発生において固有のオフセットを挿入することにより自局を他の基地局から区別する。IS-95システムでは、全ての基地局は64チップの整数倍によりオフセットされる。加入者ユニットは基地局に少なくとも1つのフィンガーを割り当てることにより、その基地局と通信する。割り当てられたフィンガーは、その基地局と通信するために、該当するオフセットをそのPN系列に挿入しなければならない。同じPN系列の複数のオフセットよりもそれぞれに固有のPN系列を使用することにより基地局を区別することも可能である。この場合、フィンガーはそれが割り当てられる基地局に該当するPN系列を生成するようにそれらのPN発生器を調整するであろう。

【0006】

加入者ユニットはサーチャを使用することにより基地局を見付け出す。早い、融通のきく、そして効率のよいハードウェアのマッチド・フィルタ・サーチャは米国特許出願番号、第09/283,010号(以降'010出願)、タイトル“プログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャ(PROGRAMMABLE MATCHED FILTER SEARCHER)”、1999年3月31日出願に記述されており、これは本発明の譲受人に譲渡され、そして引用されてここに組み込まれる。このサーチャは、マッチド・フィルタの並列計算特徴(features)に融通性を加え、不定数の(a variable number of)コヒーレントな蓄積及び不定数の非コヒーレントな蓄積がリソース・エフィシエント法(resource efficient manner)内の広範囲なサーチの前提(hypotheses)を高速で実行できるようにする。このサーチャの多くの特徴は本発明にも適用され、そして以下により詳細に記述される。

【0007】

FCCは、2001年10月までに、事業者(carriers)は緊急通報911を行なった携帯電話の使用者の位置を125m以内で提供しなければならないということを指令した(mandated)。指令されたロケーション・サービスの提供に加え、無線事業者は路傍支援(roadside assistance)、交通の更新、イエローページ・ディレクトリ支援(directory assistance)、及び同様のもののような、収益を発生する、位置に基づくサービスを提供することに関心を持っている。

【0008】

この問題を解決するために種々のアプローチをとることができ、それらの中にはグローバル・ポジショニング・システム(GPS)に基づく解決策がある。グローバル・ポジショニング・システムは、24つの衛星の集合体から成る。各衛星は地上局をモニタリングすることによりGPS時刻に同期し続ける刻時装置を含む。地上のGPS受信器は位置と時刻とを決定するためにいくつかのGPS衛星から受信された信号を使用することができる

10

20

30

40

50

。

【0009】

各GPS衛星は2つのマイクロウェーブ搬送波：標準ポジショニング・サービス（SPS）用に使用される信号を運ぶ1575.42MHz L1搬送波、及び精密ポジショニング・サービス（PPS）用に必要とされる信号を運ぶ1227.60MHz L2搬送波を送信する。PPSは政府機関により使用され、そして位置決定における高度の正確性を可能とする。

【0010】

L1搬送波は粗同期捕捉(Coarse Acquisition)(C/A)符号、すなわち民間の位置決定サービスに使用される、1.023Mcpsで送信される1023チップの疑似ランダム符号により変調される。各GPS衛星は1ms毎に反復するそれ自身のC/A符号を有する。PPS用に使用される符号は、長さが267日である10.23MHzの符号である。

10

。

【0011】

各GPS衛星はゴールド符号と呼ばれる一群の符号に属する異なるC/A符号を有する。ゴールド符号はそれらの間の相互相関が小さいため使用される。各GPS衛星は固有のC/A符号系列を発生する。GPS受信器は特定の衛星用のC/A系列を再現し、そしてそれを全ての可能なオフセットを通して受信された信号と相関させる。相関が発見されると、符号の開始時刻は受信器での到着時刻(TOA)と呼ばれる。このTOAは衛星までの距離の測定値であり、受信器の刻時装置とGPS時刻との間のいくらかのずれによるオフセットを有する。TOAは疑似距離とも呼ばれる。一度4つの衛星のそれぞれから疑似距離が得られると、位置修正(position fix)は4つの球体(spheres)の交差点(intersection)を解くことにより計算されることができる。4つの衛星を使用することは受信器刻時装置の不確かさが相殺されることを可能とする。

20

【0012】

GPSポジジョン・ロケーションは、ちょうど記述されたように、GPS衛星から受信された信号だけに基いて行われることができるが、ハイブリッド(hybrid)方式を使用しても達成されることができる。そのようなハイブリッド方式は、追加情報が位置決定の作業の複雑性を減少させるために利用可能である時に、しばしば有用である。一つの例は、無線ネットワークであり、基地局は、必要なサーチ・ウィンドウを限定するための情報を供給することができるか、またはGPS時刻に対応する正確な時刻を供給することができる。ひとつのそのようなシステムは出願中の米国特許出願番号、第09/187,939号、タイトル“ハードハンドオフを容易にするためにポジジョン検出を有する移動通信システム(MOBILE COMMUNICATION SYSTEM WITH POSITION DETECTION TO FACILITATE HARD HAND OFF) ”、1998年11月6日出願に記述されており、これは本発明の譲受人に譲渡され、そして引用されてここに組み込まれる。

30

【0013】

CDMAパイロット(または同様のもの)のためにサーチ(search)を必要とされるハードウェアと、(純粋なGPSでもある種のハイブリッドでも)位置決定のために必要とされるハードウェアとは共通性がある。しかしながら、IS-95に記述されたようなシングル・パイロット符号システムに対比して、GPSのようなマルチ・パイロット符号システムは、本質的に1つ以上のパイロット符号を同時にサーチする能力の恩恵を被むる(benefit from)ことになる。図1の加入者ユニット10のような多くの装置は、それらの通常の動作コースの間中、両方のタイプのサーチングを実行する必要があるだろう。GPS位置決定のようなシステムのため、CDMAパイロット・サーチングをマルチ・パイロット・サーチングと結合する、早くて融通のきく、効率のよいハードウェアのサーチャが当分野において必要とされている。

40

【0014】

【発明の概要】

50

サーチングのための新規な及び改善された方法と装置とが記述される。このサーチャは、I S - 9 5 システムで見られるもののようなシングルパイロットのマルチオフセットをサーチする能力を、G P S 位置 (location) 決定システムで見られるもののようなマルチパイロットをサーチする能力と結合する。両タイプのサーチングは、リソース・エフィシエント法の広範囲なサーチの前提を高速で実行できるようにするため、マッチド・フィルタの並列計算特徴と、不定数のコヒーレントな蓄積及び不定数の非コヒーレントな蓄積を許す融通性とを結合した、シングル・アーキテクチャ(architecture)内で行われることが可能である。この発明はマルチウィンドウをサーチするためにタイム・スライス (time-sliced) 法におけるマッチド・フィルタ機構(structure) の並列使用を可能とする。さらに、サーチャは各サーチウィンドウに対してオブションの独自のウォルシュ・デカバリング(decoding)を可能とする。タイムシェアリング・アプローチはいずれかのオフセットのオブションの周波数サーチングを可能とする。

10

【 0 0 1 5 】

I 及び Q チャネルデータはマッチド・フィルタ機構を使用して逆拡散される。マッチド・フィルタ機構は単一の I / Q データ入力付きの 1 つの大型マッチド・フィルタとして構成されることができ、あるいはそれは本質的にそのマッチド・フィルタを複数のより小さいマッチド・フィルタに分けて、複数の信号を受け入れるように構成されることができる。複数の入力、G P S ネットワークの複数の衛星のような、いろいろな発信源からの独立した信号であることができる。

【 0 0 1 6 】

マッチド・フィルタからの同相及び直交振幅は、プログラマブルな所要時間の間で合計するためにコヒーレント・アキュムレータに送信される。このコヒーレントな蓄積値(accumulation)は完全なマッチド・フィルタ機構について発生することができ、またはマルチ蓄積値は複数の入力信号の各々と関連するマッチド・フィルタのサブセットに基づいて発生されることができる。これらのコヒーレントな蓄積値は、D S P のような装置におけるさらなる処理に利用可能である。シングルパイロット・サーチングにとって、コヒーレントな振幅蓄積値は 2 乗され、そしてエネルギー測定値を生成するために合計される。エネルギー測定値は非コヒーレントな蓄積を実行するために第 2 のプログラマブルな時間の間蓄積される。その結果の値はそのオフセットでのパイロット信号の可能性を決定するために使用される。

20

30

【 0 0 1 7 】

各マッチド・フィルタ機構は、データを受信するための N 値シフトレジスタ、逆拡散とオブションのウォルシュ・デカバリングとを実行すべきプログラマブル・バンクのタップ、及び結果としてのフィルタ・タップ計算値(calculations)を合計すべき加算器機構から成る。マッチド・フィルタ機構は、(タップ値に含まれるオブションのウォルシュ・デカバリングを有する)逆拡散のためのタップ値の種々のストリームを供給するマルチプレクサにより命令される(dictated)ようなマルチウィンドウをサーチするために、オブションとしてタイムシェアリング法において使用されることができる。さらに、オブションの位相ロデータは、周波数サーチングを実行すべく多重化された位相値を適用するために付加されることができる。毎回(every cycle) マッチド・フィルタ機構は、シフトレジスタ内のデータに基づいた N 計算値を含む(オブションのウォルシュ・デカバリングとオブションの位相ロテーションとを有する)特定のオフセットについての中間計算値を生成する。

40

【 0 0 1 8 】**【 発明の実施の形態 】**

本発明の特徴、対象、及び長所は、ここで及び全体を通して付記される参照符号を有する図面と関連して、下に述べる詳細説明からさらに明白になるであろう。

【 0 0 1 9 】

図 2 は ' 0 1 0 出願で開示された発明に従って構成されたサーチャの簡略化された図を描写する。' 0 1 0 発明の特徴がここに反復され、続いて本発明に従って行われるべき修正を再度述べる。本発明の新規な特徴の 1 つは、' 0 1 0 出願に記述されたものとほとんど

50

同じ構造を使用しているのにGPSサーチングの機能性が増加するのを可能としていることである。

【0020】

I及びQデータ（以降 D_I 及び D_Q ）はそれぞれシフトレジスタ400及び402に入る。この発明のマッチド・フィルタ要素のサイズは、シフトレジスタ内のメモリ位置の番号・Nにより与えられる。データは継続的に読み込まれ、シフトレジスタを通して一定のレートでシフトされる。実施の形態では、データは2倍のチップレートで読み込まれる。これはすべてのチップ及びハーフチップ境界上でのサーチングを可能とする。

【0021】

シフトレジスタ400及び402内のデータはその後、デスプレッダ410に読み込まれるI及びQ P N系列（以降 $P N_I$ 及び $P N_Q$ ）のNビット部と関係付けられる。Q P S K拡散パイロット信号を逆拡散するために、複素逆拡散が実行される： $(D_I + j D_Q) \cdot (P N_I + j P N_Q) = (D_I P N_I + D_Q P N_Q) + j (D_Q P N_I - D_I P N_Q)$ 。図3はNステージQ P S Kデスプレッダの1ステージを描写する。 D_I のN値の1つは乗算器600で対応するタップ値 $P N_I$ に掛け合わせられ、そして乗算器604で対応するタップ値 $P N_Q$ に掛け合わせられる。同様に、 D_Q は乗算器602及び606でタップ値 $P N_I$ 及び $P N_Q$ にそれぞれ掛け合わせられる。乗算器600及び606の出力は加算器608で合計される。乗算器604の出力は加算器610で乗算器602の出力から引き算される。加算器608の出力は逆拡散されたI値である。加算器610の出力は逆拡散されたQ値である。Nステージあるので、そのようなN個の複素結果があるであろう。

【0022】

本発明はB P S K逆拡散にも有用である。この場合には、関係するP N系列は一つだけであり、それはデスプレッダ410でI及びQの両者のためのタップ値を供給する。図3に示される回路は、両 $P N_I$ 及び $P N_Q$ に伝送されている単一のP N系列付きであるとして使用されることができる。図4は、B P S K逆拡散が要求される場合にのみ使用され得る、簡略化されたデスプレッダを示す。 D_I 及び D_Q はそれぞれ乗算器612及び614でP N系列を掛け合わせられる。その結果は逆拡散されたI値を生成するために加算器616で合計される。乗算器612の出力は逆拡散されたQ値を生成するために加算器618で乗算器614から引き算される。同様にNステージあり、それでN個の複素結果があるであろう。

【0023】

図3と図4とは使用中の乗算器を示しているが、簡易化は当分野では知られている。タップ値が2元である時には、それらは実施の態様に示されるように、値1及び-1のみから成り、そして固有のデータフォーマットが D_I 及び D_Q として選択され、逆拡散工程はX O Rゲート及びマルチプレクサ（詳細は図示せず）のみを使用して達成されることができる。

【0024】

デスプレッダ410で生成されたN個の逆拡散I値及び逆拡散Q値は、合計器420及び422でそれぞれ合計される。シフトレジスタ400及び402のデータが変化するたびに、図2に示されるように、新しい合計値が合計器420及び422で計算される。各合計値は特定のオフセットのNチップのコヒーレントな蓄積値である。処理はデスプレッダ410のタップ値を変更すること無しに、プログラマブルなサイクル数の間反復される。例えば、実施の形態では、マッチド・フィルタのサイズNは64である。サーチウィンドウ・サイズLとして64が、コヒーレントな蓄積値Cとして256が要求されたと仮定されたい。この場合には、ウィンドウの初めに適切なタップ値がデスプレッダ410に読み込まれ、そしてデータは、シフトレジスタを通して循環し、サイクル毎に合計器420及び422からの結果を生成する。

【0025】

各結果はそれぞれコヒーレント・アキュムレータ430及び432に読み込まれる。これらのアキュムレータは単一の時刻に複数の蓄積値を調節する(accomodate)。実施の形態で

は、それらはRAMベースである。各サイクルの間に、適切な部分的蓄積値が検索され(retrieved)、合計器420または422のどちらかの出力に加えられ、そしてその結果としての部分的蓄積値はRAMに再び蓄積される。われわれの例では、64サイクルが通過した時に、初めの64個のI及びQ合計値がアキュムレータ430及び432に読み込まれられた。これらの合計値の各々は、それがマッチド・フィルタの幅なので、Cの64に対応する。

【0026】

この時間中、デスプレッダ410のためのタップ値の新しい組が計算されている。これらは最初の通過でテストされたのと同じ64のオフセットの前提が再びテストされることができるように計算される。タップ値が変更されなかった場合、新オフセットは、(標準のマッチド・フィルタ・サーチのように)全てのPN間隔がサーチされるまで、サイクル毎にテストされるであろう。マッチド・フィルタの手順はもう64サイクルの間、再び繰り返される。今回は、各結果は、アキュムレータ430及び432に蓄積されたそのオフセットに対応する部分的蓄積値と合計される。64サイクルが通過した後に、各部分的蓄積値は、2つの64チップの部分的蓄積値から構成され、Cの128に対応する。この処理は、さらに2度繰り返され、アキュムレータが望ましいCの256について4つの64チップ値を蓄積してしまうまで、毎回タップを変更する。この構成では、サーチはNの整数倍であるいずれのCでもコヒーレントな蓄積を実行できる。同時にサーチされることが可能なウィンドウサイズは、アキュムレータ430及び432内に蓄積されることが出来る部分的蓄積値の数により決定される。(Cの上限は、もしあるなら(if any)、使用された正確なビット数と使用されたスケール技術とにより決定される。当分野の技術者は望ましいC値を調節する回路を容易に設計できる。)

PNタップ値の読み込みは下記のように行われる: PN系列は、同じ組の前提がテストされるべきであるか、または新しい組が始まっているかのいずれかにより、異って発生される。実施の態様では、PN系列は線形帰還シフトレジスタ(LFSR)に基づくPN発生器経由で発生される。タップ発生のタイミングは1つの例で最も良く説明される。実施の態様では、Nビットのタップ系列が発生されねばならないので、マッチド・フィルタはN値の幅である。簡単にするため、PN発生器が更新されねばならないのと同じレートでチップレートでデータは変化するものと仮定する。これは、データがチップレートの2倍で更新される実施の態様とは対照的であり、2つのデータサンプルが各PNの状態に関係付けられる。われわれは128のウィンドウサイズについてC=192値を蓄積することを望んでいると仮定する。われわれのPN発生器はデスプレッダ410に読み込まれる適切な第1の64個のI及びQタップ値を発生したものと仮定する。64組のデータはシフトレジスタ400及び402を通して循環する。各組について、64値のコヒーレントなI合計値は計算されて、非コヒーレント・アキュムレータ430に蓄積され、そして64値のコヒーレントなQ合計値は計算されて、アキュムレータ432に蓄積される。各コヒーレントな合計値はサーチされている第1の64シーケンシャル・オフセット(sequential offset)の前提の1つに対応する。192のCが望ましいので、上記の64サイクルは、192に達するまで3回反復されねばならない。しかし、デスプレッダ410のPNタップを到来データに正確に割り当てるために、適切なステップが取られねばならない。われわれは第2組のコヒーレントな値を生成するために同じオフセットが再びテストされることを要求する。到来データを生成するために使用されるPN発生器は64チップ前方に移動した。われわれはまた同じオフセットを再テストするために前方の64チップに新しい組のPN値を読み込む必要がある。これらの値は第1の64合計値が発生される間にPN発生器により作り出される。この処理は第3の組が192チップのコヒーレントな蓄積値を作り出すために反復される。

【0027】

今、サーチウィンドウの1番目の半分が実行された。到来データを作り出すために使用されたPN発生器は再び64ビットずつ前方に移動した。われわれが同様の進んだPN系列をデスプレッダ410に読み込んだ場合、第1の64オフセット上のさらなるデータを集

10

20

30

40

50

めるであろうが、それはこの例では必要でない。それよりも、われわれは次の64オフセットをテストするために64のオフセットを導入することを望む。われわれは（到来データ内のPN系列は目下デスプレッダ410内の値に関して前進したので）PN値を簡単に更新しないことにより、これを行うことができる。第1の64の計算がウィンドウの2番目の半分の間に実行されると、新しい組のPN値は、まさに上述されたように、同じオフセット上により多くのデータを集めるためにデスプレッダ410に読み込まなければならない。この処理は192チップに相当するデータが蓄積されるまで反復する。

【0028】

まさに記述されたように、I及びQデータのコヒーレントな蓄積が完了されると、その結果としての値は2乗され、そしてエネルギー計算器440内に示されるように合計される（ $I^2 + Q^2$ ）。各オフセットの結果は非コヒーレント・アキュムレータ450に読み込まれる。このアキュムレータはアキュムレータ430及び432と同様にマルチ蓄積が可能なアキュムレータである。非コヒーレントな蓄積のプログラムされた番号Mとして、独自のコヒーレントな蓄積の値がサーチウィンドウ内の各オフセットについて蓄積される。エネルギーが非コヒーレント・アキュムレータ450に蓄積される度に、コヒーレント・アキュムレータ430及び432内の部分的蓄積値はもう1つのCの計算のためリセットされる。

【0029】

当分野の技術者は非コヒーレント・アキュムレータ450に蓄積された結果を処理するために多数の解法を使用するであろう。実施の形態では、非コヒーレント・アキュムレータ450の結果はDSP460に伝送され、そこでその値は、もしあるなら、サーチウィンドウ内のどのオフセットがパイロット信号のロケーションに対応しそうかを決定するために試験される。DSP460は、望ましい動作を実行することが可能などんなDSPまたはマイクロプロセッサであってもよいのだが、すべてのマッチド・フィルタ・サーチ手順を制御できる。それはサーチに専用されてもよく、またはサーチ機能は、まさにDSP400が加入者ユニットの動作において実行する種々のタスクの小部分(a fraction of)を構成してもよい。まさに記述されたような全体の手順は、もし必要なら、複数のサーチウィンドウについて反復されることができる。

【0030】

図5は本発明に従って修正された図2のサーチャを描写する。類似した番号の物は2つの図において同一であり、そして修正は以下に記述される。

【0031】

図2から、N値シフトレジスタ400及び402は、それぞれ一連のM値シフトレジスタ401A-K及び403A-Kで置換されている。各M値シフトレジスタ401A-K及び403A-Kは、GPS入力（それぞれGPS I_{1-K} 及びGPS Q_{1-K} の中からの）または前のM値シフトレジスタの出力（最初のレジスタ401A及び403Aを除いて、それぞれCDMA I及びQの系列を選択する）を選択するために設定されることができる選択可能な入力を有する。

【0032】

CDMAパイロット・サーチング用に構成された時には、上述されたように、各M値レジスタはその入力として前のM値レジスタ（最初のレジスタ401A及び403Aを除いて、それぞれCDMA I及びQの系列を選択する）の出力を選択するために構成される。このモードでは、M値シフトレジスタ401A-K及び403A-Kは、それぞれそれらが置換するN値シフトレジスタ400及び402と全く同じに作用する。

【0033】

GPSサーチング用に構成された時には、各M値シフトレジスタ401A-Kまたは403A-Kはその入力として、復号するためにあるGPS信号の同相または直交成分、即ちそれぞれGPS I_{1-K} 及びGPS Q_{1-K} を選択する。当分野の技術者は、種々の構成のM値レジスタが可能であることを認めるであろう。例えば、Kレジスタは利用できるがK/2パイロットのみがサーチされる必要がある時には、KレジスタはK/2 M値レジス

10

20

30

40

50

タを形成するためにペアを組んで構成されることができる。この発明の実施者は、彼等の特別の要求条件を満足させるためにM値シフトレジスタ401A-K及び403A-Kの選択可能な入力独自のプログラマビリティ(programmability)のレベルを選択できる。

【0034】

M値シフトレジスタ401A-K及び403A-Kの出力は、それから図3及び図4に関して上述された様式でデスプレッタ410で逆拡散される。逆拡散のためのPN系列はCDMAパイロット・サーチングかGPSパイロット・サーチングのどちらが要求されるかに基づいて選択される。適切な符号がデスプレッタ410に読み込まれる。図5では、単一の同相符号(PN_I)及び単一の直交符号(PN_Q)のみがデスプレッタ410への入力として示されている。この構成は、連結され(concatenated)そして連続的に読み込まれるためにK GPS符号を必要とする。当分野の技術者は、デスプレッタの複数セクションがGPSまたはCDMA符号で読み込まれることを可能とするために追加のタップを準備する方法を知っているであろうし、そしてこのオプションは図9に関して以下に詳述される。(CDMA及びGPSパイロット・サーチングがこの発明の実施の形態において選択されたオプションであることを銘記されたい。この発明は不定数の資源が不定数の異なるPN系列でサーチされねばならない他の状態に対しても容易に使用できることを、当分野の技術者は認めるであろう。)

図2の合計器420および422は、図5では付加的な合計器421B及び423Bにより追従される部分的な合計器421A及び423Aで置換される。合計器421Aは逆拡散された同相結果のK合計値を計算し、そして合計器423Aは逆拡散された直交結果のK合計値を計算する。これらの結果はサーチャがGPSモードで動作している時には完全な合計値であり、そしてその結果はそれぞれ $mu \times 433$ 及び $mu \times 434$ に伝送される。サーチャがCDMAパイロット・サーチングとして構成されている時には、K合計値は部分合計値を表し、そしてそれらは、それぞれ合計器421B及び423Bで合計されねばならない。合計器421B及び423Bの結果は $mu \times 433$ 及び 434 に伝送される。

【0035】

$mu \times 433$ 及び 434 は、(K個の個別GPSパイロットについて完全な合計値を表す)部分合計と、CDMAパイロット・サーチングのために使用される完全な合計値との間を選択するために使用される。その結果はそれぞれコヒーレント・アキュムレータ430及び432に伝送される。CDMAモードでは、コヒーレント・アキュムレータ430及び432は図2に関して上述されたように作用する。修正無しに、アキュムレータのメモリ要素のみはGPSモードの間中は有用であり、コヒーレントな蓄積として示されたように、その結果はDSP460のようなプロセッサに伝送されねばならない。もう1つのオプションは、GPSサーチングが行われている時にK蓄積値を生成するために集積化(integrated)加算器(図示せず)が再構成され得るようなプログラマブルな様式でコヒーレント・アキュムレータ430及び432を形成することである。いずれの場合にも、実施の態様では、エネルギー計算、非コヒーレントな蓄積、ピーク検出、及び疑似レンジ発生のために必要な他の処理のため、その結果はDSP460に伝送される。CDMAパイロット検出用に使用されるハードウェアはもちろんGPS検出のための値を計算するために展開され得るので、これは必須ではない。しかしながら、CDMAの場合のように、単一経路(single path)よりもむしろ、K個の経路がK個の望ましい結果を与えるために作成される必要があるであろう。これはハードウェアをK倍するかまたは(もしも既存のハードウェアがタイムシェアされたならば)ファクタKが処理速度において増加する必要があるであろう。

【0036】

コヒーレント・アキュムレータ430及び432からの結果はエネルギー計算器440、非コヒーレント・アキュムレータ450、及びそれから上の図2に関して記述された様式での処理のためのDSP460に伝送される。

【0037】

10

20

30

40

50

図 6 - 9 は本発明の実施の形態を描写する。この実施例は C D M A サーチングを支持するように、または最小のインパクトで 8 つの G P S 衛星の同時サーチを行なうように、または ' 1 0 の出願に記述された C D M A サーチャの要求するハードウェアを増加するように構成される。

【 0 0 3 8 】

図 6 では、受信信号はアンテナ 7 0 0 に入り、そして増幅、ダウンコンバージョン、フィルタリング、及び A / D 変換のような R F 処理タスクが受信器 7 0 2 で実行される。その結果はオプションのマッチド・フィルタ 7 0 4 と m u x 7 0 6 とに伝送される。m u x 7 0 6 は、ブロック 7 0 8 A - H , 7 1 0 A - H 及び 7 1 2 A - H から成る、8 つの G P S のフロントエンド (front end) により処理されるように、濾波されたかまたは濾波されない型 (version) を選択する。符号ドップラ調整ブロック 7 0 8 A - H は m u x 7 0 6 からの信号を受信する。結果として生じた符号ドップラ調整された信号は、それぞれロテータ 7 1 0 A - H で処理され、8 つの衛星からの別々の周波数ドップラ効果に対応する。これらの結果として生じた信号は、デシメータ 7 1 2 A - H でデシメート (decimated) される。デシメーションはオプションである。実施の態様では、受信器 7 0 2 から到来するデジタル I Q サンプルはチップ × 8、またはチップレート of 8 倍で標本化される。例示的なデシメータ 7 1 2 A - H は、チップ × 8 (デシメーション無し) , チップ × 4 , またはチップ × 2 のレートであり得る出力信号を供給する。デシメータ 7 1 2 A - H の出力はそれぞれ経路 __ 1 乃至経路 __ 8 と標記される。

【 0 0 3 9 】

図 7 は例示的な符号ドップラ調整ブロックを示す。それは符号ドップラ調整ブロック 7 0 8 A と標記されるが、ブロック 7 0 8 A - H の代表である。m u x 7 0 6 から I Q データが入り、そして実施の態様では 8 つのタップを有するタップ遅延ライン 7 1 6 A に伝送される。I Q データはオプションの補間フィルタ 7 1 4 A にも行く。補間フィルタ 7 1 4 A の出力は、実施の態様ではこれも 8 タップを含んでいるタップ遅延ライン 7 1 8 A に伝送される。タップ遅延ライン 7 1 6 A 及び 7 1 8 A の各出力は、D S P (図 8 中 D S P 8 2 0) により選択的に制御される。m u x 7 2 0 A はタップ遅延ライン 7 1 6 A か 7 1 8 A の 1 出力を選択し、そして上述したように、その出力をロテータ 7 1 0 A に伝送する。

【 0 0 4 0 】

図 8 では、信号経路 __ 2 乃至経路 __ 8 は、それぞれ m u x 8 0 2 B - H に入っていることが示される。これらの m u x は、入力を、信号経路 __ 2 乃至経路 __ 8 と前の T D L 8 0 0 A - G の出力との間のタップ遅延ライン (T D L) 8 0 0 B - H にそれぞれ切り換えるために使用される。経路 __ 1 は T D L 8 0 0 A に直接フィードする (feeds) 。当分野の技術者は、それが C D M A パイロット・サーチ・データまたは 8 つの G P S サーチ・パイロットの 1 つのデータを示すような、アンテナ 7 0 0 から経路 __ 1 につながる全体の経路をプログラムするためのオプションを認めるであろう。T D L 8 0 0 A - H の各々は 8 タップを有する長さ 1 6 のものである。これはハーフチップ境界上の計算を可能にする。T D L 8 0 0 A - H の各々の結果は Q P S K デスプレッタ 8 0 4 A - H に向けられ、そこでは、C D M A __ P N と標記される C D M A パイロット・サーチングのための P N 系列か、または G P S 粗同期捕捉系列 C A __ 1 __ A 乃至 C A __ 8 __ A の 1 つのいずれかで逆拡散が発生する。

【 0 0 4 1 】

1 つの代替例として、図 5 においてデスプレッタ 4 1 0 に関して示されるように、符号 C A __ 1 __ A 乃至 C A __ 8 __ A は、入力 C D M A __ P N を通して示されるようにデスプレッタ 8 0 4 A - H へのシングルチェーン (single chained) 入力上に配列されることができる。実施の形態では、図 8 に示されるように、系列 C A __ 1 __ A 乃至 C A __ 8 __ A の各々はデスプレッタ 8 0 4 A - H にそれぞれ直接にフィードする。これらの系列の発生は図 9 に示される。各チャネルのための別々のゴールド符号発生器 (図示せず) は、T D L 8 3 0 A - H にフィードするところの系列 C A __ 1 乃至 C A __ 8 を生成する。これらの T D L の各々は位置 0 , 4 , 8 , 1 6 , 及び 2 4 にタップを有する長さ 2 4 のものである。これ

10

20

30

40

50

らのチップの出力は、信号 CA_1_A 乃至 CA_8_A を生成するために $mux832$ $A-H$ によりチップ $\times 8$ のレートで選択される。これは、各 GPS チャネルが、粗サーチ (a coarse search) の間、8チップ間隔ごとに 16 チップ $\times 2$ の前提にわたっている (spanning) 4つの隣接ウィンドウまでサーチすることを可能とする。 $mux834$ は、 $CDMA_PN$ への入力を通して $QPSK$ デスプレッタ $804A$ へ伝送するためこれらの系列を連結するために使用される。

【0042】

逆拡散の結果は、 GPS_sum_1 乃至 GPS_sum_8 と標記される値を生成するために合計器 $806A-H$ に伝送される。これらの値はコヒーレント・アキュムレータ 810 における蓄積のために利用可能である。 $CDMA$ モードでは、これらの値は部分合計値を表し、そして合計器 808 で合計されねばならない。その結果としての信号は $CDMA$ と標記される。 $CDMA$ 信号はロテータ 812 (このブロックはオプションである) で回転 (rotated) されることが出来、そしてその結果はまたコヒーレント・アキュムレータ 810 に利用できる。コヒーレント・アキュムレータは GPS 合計値または現行の動作モードによる $CDMA$ 値を選択する。コヒーレントな蓄積の結果は、 GPS サーチングの間に $DPS820$ に伝送される。 $CDMA$ サーチングの間に、コヒーレントな蓄積の結果はエネルギー計算器 814 に伝送される。それらの結果は非コヒーレント・アキュムレータ 816 に渡されて、そしてそれらの出力は $DSP820$ に伝送される。(' 10の出願において論議されたように、他のハードウェア処理は DSP におけるよりもむしろ非コヒーレントな蓄積の後に起こってもよいことを注意されたい。)

このように、マルチパイロット・サーチング用のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャのための方法及び装置が記述された。この説明は当分野のいかなる技術者も本発明を製造または使用できるように提供された。これらの実施例への種々の修正は、当分野の技術者には容易に明白であるだろうし、そしてここに定義された包括的な原理は、さらなる発明を使用せずに他の実施例に適用されてもよい。従って本発明は、この中に示された実施例に制限されるものではなく、むしろここに開示された原理及び新規な特徴と矛盾しない最も広い範囲が許容されるべきである。

【図面の簡単な説明】

【図1】 セルラ電話システムのブロック図。

【図2】 従来の技術のプログラマブル・マッチド・フィルタ・サーチャのブロック図。

【図3】 $QPSK$ デスプレッタを表す。

【図4】 $BPSK$ デスプレッタを表す。

【図5】 本発明に従って構成されたマッチド・フィルタ・サーチャのブロック図。

【図6】 本発明に従って構成されたより詳細なブロック図を含む。

【図7】 本発明に従って構成されたより詳細なブロック図を含む。

【図8】 本発明に従って構成されたより詳細なブロック図を含む。

【図9】 本発明に従って構成されたより詳細なブロック図を含む。

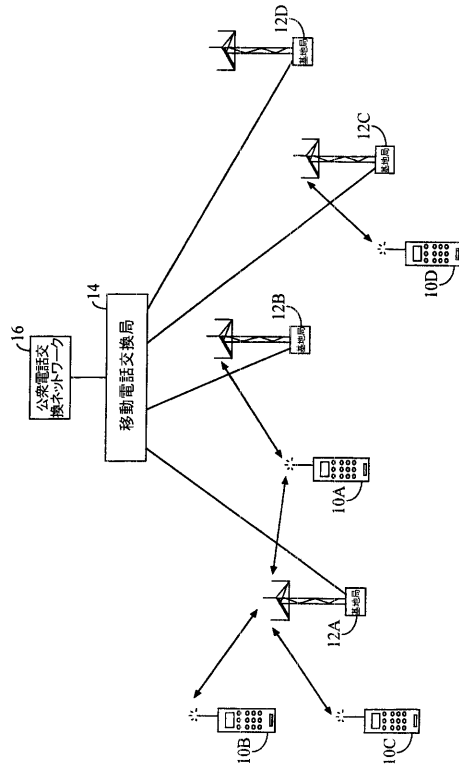
【符号の説明】

400 ... シフトレジスタ、702 ... 受信器、704 ... マッチド・フィルタ、

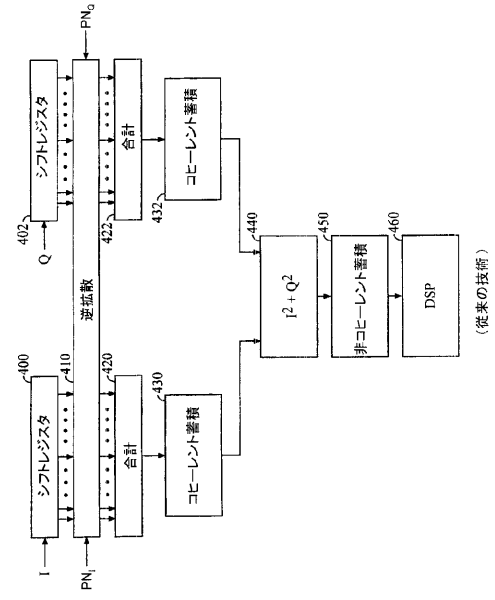
706 ... mux 、714 ... 補間フィルタ、810 ... コヒーレント・アキュムレータ、81

6 ... 非コヒーレント・アキュムレータ。

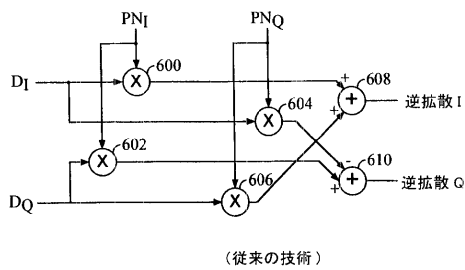
【図 1】



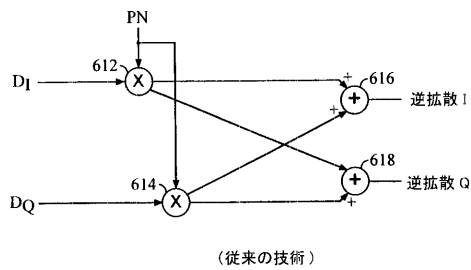
【図 2】



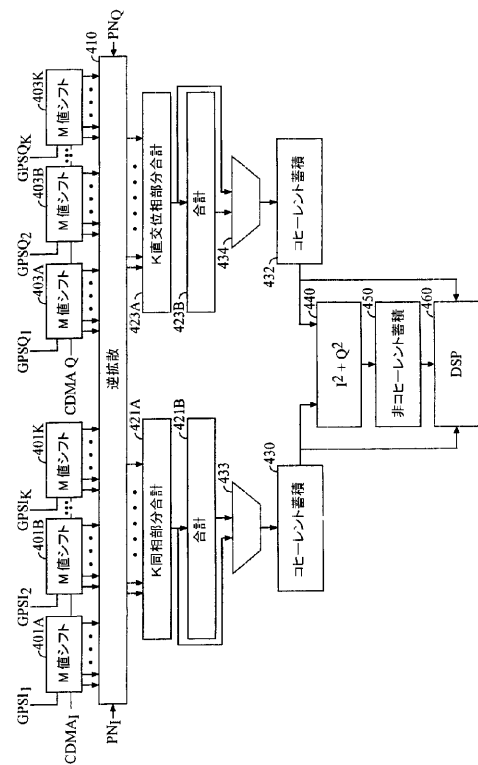
【図 3】



【図 4】



【図 5】



フロントページの続き

- (72)発明者 サイ、ギルバート・シー
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 9 サン・ディエゴ、ピピット・プレイス 7 8 0
4
- (72)発明者 フェブリアー、イアン
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 9 サン・ディエゴ、キカ・コート 9 9 3 6
- (72)発明者 カン、イニユップ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 3 0 サン・ディエゴ、カレ・イサベリーノ 4 2 5
7
- (72)発明者 パトリック、クリストファー
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 0 1 4 デル・マー、マンゴー・ドライブ 1 3 7 5 4

審査官 橋 均憲

- (56)参考文献 国際公開第 9 9 / 0 4 1 8 4 6 (W O , A 1)
特表平 1 1 - 5 1 3 7 8 7 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H04J 13/00-13/22
H04B 1/69- 1/719
H04B 7/26
H04W 48/16