(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第3561417号

(P3561417)

(45)発行日　平成16年9月2日(2004.9.2)　(24)登録日　平成16年6月4日(2004.6.4)

(51)Int.Cl.[7]		F I		
H04B	1/707	H04J	13/00	D
H04L	7/00	H04L	7/00	C

請求項の数 2　(全 16 頁)

(21)出願番号　特願平10-206587
(22)出願日　平成10年7月22日(1998.7.22)
(65)公開番号　特開2000-40982(P2000-40982A)
(43)公開日　平成12年2月8日(2000.2.8)
審査請求日　平成14年11月1日(2002.11.1)

(73)特許権者　000010098
アルプス電気株式会社
東京都大田区雪谷大塚町１番７号
(74)代理人　100078134
弁理士　武　顕次郎
(74)代理人　100087354
弁理士　市村　裕宏
(74)代理人　100099520
弁理士　小林　一夫
(72)発明者　大滝　幸夫
東京都大田区雪谷大塚町１番７号　アルプス電気株式会社内

審査官　高野　洋

最終頁に続く

(54)【発明の名称】拡散変調信号受信装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

ＰＮ符号で拡散変調した拡散変調信号を含む電波を受信し、ベースバンド拡散変調信号を発生する受信部と、前記ＰＮ符号と相関がある参照信号を発生する参照信号発生部と、前記ベースバンド拡散変調信号及び前記参照信号をフーリエ変換する第１及び第２フーリエ変換部と、前記フーリエ変換したベースバンド拡散変調信号と前記フーリエ変換した参照信号のいずれか一方の複素共役信号と他方の信号とを乗算し、乗算信号を発生する乗算部と、前記乗算信号を逆フーリエ変換して第１の相関信号を発生する逆フーリエ変換部と、前記第１の相関信号の最大値を探索する第１最大値探索部とを備え、前記受信部及び前記参照信号発生部にそれぞれメモリ機能を持たせ、前記受信部と前記第１フーリエ変換部の間及び前記参照信号発生部と前記第２フーリエ変換部の間に前記ベースバンド拡散変調信号及び前記参照信号のデータを所定の間引きレートで抽出する第１及び第２データ間引き部を設け、前記第１の相関信号の最大値近傍において前記ベースバンド拡散変調信号と前記参照信号との相関値を計算し、第２の相関信号を発生する相関値演算部と、前記第２の相関信号の最大値を探索する第２最大値探索部を設けることを特徴とする拡散変調信号受信装置。

【請求項２】

前記第１及び第２データ間引き部は、前記間引きレートが前記ＰＮ符号のレートに等しくなるように設定されて前記ベースバンド拡散変調信号及び前記参照信号のデータを抽出するものであることを特徴とする請求項１に記載の拡散変調信号受信装置。

【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
本発明は、拡散変調信号受信装置に係わり、特に、フーリエ変換したベースバンド拡散変調信号とフーリエ変換した参照信号とを乗算し、乗算信号を逆フーリエ変換して相関信号を発生してその最大値を求めるまでの計算量を低減し、迅速な同期捕捉を達成することを可能にした拡散変調信号受信装置に関する。
【０００２】
【従来の技術】
従来、所定領域内を適宜移動する移動体の現在位置を追尾するため、電波を用いた移動体追尾方式が用いられている。この移動体追尾方式は、移動体に電波を送信する送信機を携帯させ、送信機から放射された電波を受ける基地局を所要領域の近傍に設けているもので、基地局は、受けた電波の到来方向や遅延時間に基づいて移動体の現在位置を知るものである。この移動体追尾方式においては、移動体が携帯する送信機と基地局との間で送受信される信号変調方式として、種々の信号変調方式を用いることが可能であるが、その中の１つにＰＮ符号を用いた拡散変調方式が知られている。
【０００３】
ところで、ＰＮ符号を用いた拡散変調方式は、送信側において、送信データによってＰＳＫ（位相シフトキーイング）等の１次変調信号を形成し、次に、この１次変調信号にＰＮ（疑似ランダムノイズ）符号を乗算した拡散変調信号（２次変調信号）を形成し、次いで、拡散変調信号を送信信号に周波数変換して信号電波として送信するものである。一方、受信側において、アンテナで受信した信号電波からベースバンド拡散変調信号を抽出し、ベースバンド拡散変調信号と送信側で乗算したＰＮ符号と同じ符号を用いて形成された参照信号との積和をとることにより相関信号を生成する。その後、この相関信号をＰＳＫ復調し、受信データを得ている。
【０００４】
ここで、図９（イ）乃至（ニ）は、前記ＰＮ符号を用いた拡散変調方式に用いられる信号波形の一例を示す波形図であって、（イ）は１次（ＰＳＫ）変調信号を示し、（ロ）はＰＮ符号を示し、（ハ）は１次（ＰＳＫ）変調信号とＰＮ符号とを乗算して得られる拡散変調信号を示し、（ニ）は帯域制限された拡散変調信号を示す。
【０００５】
図９（イ）、（ロ）に示されるように、１次（ＰＳＫ）変調信号とＰＮ符号との関係は、１次（ＰＳＫ）変調信号のそれぞれのビット区間ＴにＰＮ符号の複数のチップ区間Ｔｃが割り当てられているもので、通常、Ｔ≫Ｔｃになるように選ばれる。
【０００６】
また、図１０は、前記ＰＮ符号を用いた拡散変調方式に用いられる各信号の周波数スペクトラムを示す特性図であって、曲線（ａ）は１次（ＰＳＫ）変調信号の周波数スペクトラムであり、曲線（ｂ）は拡散変調信号の周波数スペクトラムであり、曲線（ｃ）は帯域制限された拡散変調信号の周波数スペクトラムである。
【０００７】
図１０の曲線（ａ）、（ｂ）に示されるように、１次（ＰＳＫ）変調信号と拡散変調信号との周波数スペクトラム分布の関係は、１次（ＰＳＫ）変調信号の周波数スペクトラムが比較的狭い範囲内に分布しているのに対し、拡散変調信号の周波数スペクトラムが広い範囲にわたって分布している。
【０００８】
なお、この拡散変調信号の周波数スペクトラムが他の信号等に妨害を与えるときには、曲線（ｂ）に示されているような周波数スペクトラムを、曲線（ｃ）に示されているように若干周波数帯域を狭める、即ち、周波数帯域の制限が行われる。このとき、図９（ハ）に示されている拡散変調信号の波形は、図９（ニ）に示されるように信号振幅の変化が滑らかな波形になる。

【０００９】
次いで、図１１は、ＰＮ符号を用いた拡散変調方式の既知の拡散変調信号受信装置における要部構成の一例を示すブロック図である。
【００１０】
図１１に示されるように、拡散変調信号受信装置は、受信部４１と、第１フーリエ変換部４２と、参照信号発生部４３と、第２フーリエ変換部４４と、乗算部４５と、逆フーリエ変換部４６と、最大値探索部４７と、復調部４８と、制御部４９と、アンテナ５０と、信号出力端子５１とからなっている。この場合、受信部４１は、ベースバンド信号発生部５２と、アナログ－ディジタル（Ａ／Ｄ）変換部５３と、メモリ５４とからなっている。
【００１１】
そして、受信部４１は、入力端がアンテナ５０に接続され、出力端が第１フーリエ変換部４２の入力端に接続される。参照信号発生部４３は、出力端が第２フーリエ変換部４４の入力端に接続される。乗算部４５は、第１入力端が第１フーリエ変換部４２の出力端に接続され、第２入力端が第２フーリエ変換部４４の出力端に接続され、出力端が逆フーリエ変換部４６の入力端に接続される。最大値探索部４７は、入力端が逆フーリエ変換部４６の出力端に接続され、出力端が復調部４８の入力端に接続される。復調部４８は、出力端が信号出力端子５１に接続される。制御部４９は、受信部４１、第１フーリエ変換部４２、参照信号発生部４３、第２フーリエ変換部４４、乗算部４５、逆フーリエ変換部４６、最大値．探索部４７、復調部４８にそれぞれ接続される。また、受信部４１において、ベースバンド信号発生部５２は、入力端が受信部４１の入力端に接続され、出力端がＡ／Ｄ変換部５３の入力端に接続される。メモリ５４は、入力端がＡ／Ｄ変換部５３の出力端に接続され、出力端が受信部４１の出力端に接続される。
【００１２】
ここで、図２は、送信機側で用いられるＰＮ符号及び参照信号発生部４３が発生する参照信号の一例を示す信号波形図であり、図１２は、図２に示された参照信号を第２フーリエ変換部４４でフーリエ変換した後に得られる周波数領域参照信号の信号波形図である。
【００１３】
図３は、受信部４１が出力するベースバンド拡散変調信号の一例を示す信号波形図であって、図３において示されるドット（黒色菱形）は、Ａ／Ｄ変換部５３においてサンプリングされたサンプルポイントを示している。また、図１３は、図３に示されたベースバンド拡散変調信号を第１フーリエ変換部４２でフーリエ変換した後に得られる周波数領域受信信号の信号波形図である。
【００１４】
なお、本例の拡散変調信号受信装置は、図１０に示される曲線（ｃ）のように、送信機側で周波数帯域が制限された拡散変調信号を含む信号電波を、受信部４１で受信するものである。
【００１５】
図１４は、図１２に示される周波数領域参照信号と図１３に示される周波数領域受信信号とが乗算部４５に入力されたとき、逆フーリエ変換部４６から出力される相関信号を示す信号波形図であって、図１４において示されるドット（黒色菱形）は、離散時間（サンプルポイント）毎の相関値を示している。
【００１６】
前記構成による既知の拡散変調信号受信装置の動作を、図２、図３及び図１２乃至図１４を併用して説明すると、概略、次のとおりである。
【００１７】
送信機側においては、図２に示されるようなＰＮ符号で拡散変調され、帯域制限された拡散変調信号が送信信号に周波数変換され、信号電波として送信される。拡散変調信号受信装置においては、送信機から送信された信号電波がアンテナ５０で捉えられ、受信信号として受信部４１に供給されると、始めに、ベースバンド信号発生部５２は、よく知られているように、受信信号の増幅及び周波数変換等の処理を行ってアナログ形式のベースバン

ド拡散変調信号を抽出し、Ａ／Ｄ変換部５３に供給する。Ａ／Ｄ変換部５３は、アナログ形式のベースバンド拡散変調信号を、図３に示されるようなディジタル形式のベースバンド拡散変調信号に変換し、一定サンプル数だけメモリ５４に一時的に記憶させる。次いで、メモリ５４から読み出されたベースバンド拡散変調信号は、第１フーリエ変換部４２においてフーリエ変換され、図１３に示されるような周波数領域受信信号に変換された後、乗算部４５の第１入力端に供給される。また、参照信号発生部４３は、送信機側で発生される図２に示されるようなＰＮ符号と同一の符号を参照信号として発生する。この参照信号は、第２フーリエ変換部４４においてフーリエ変換されて、図１２に示されるような周波数領域参照信号になり、乗算部４５の第２入力端に供給される。

【００１８】

乗算部４５は、供給された周波数領域参照信号の複素共役信号と、同じように供給された周波数領域受信信号との間で、同一の周波数成分毎に乗算を行って周波数領域乗算信号を発生し、逆フーリエ変換部４６に供給する。周波数領域乗算信号は、逆フーリエ変換部４６において逆フーリエ変換され、周波数領域乗算信号が、図１４に示されるような時間領域乗算信号に変換され、最大値探索部４７に供給する。この場合、時間領域乗算信号は、よく知られているように、図３に示されるようなベースバンド拡散変調信号と図２に示されるような参照信号との相関信号である。最大値探索部４７は、供給された相関信号の最大値と最大値を示す時間とを検出し、相関信号とともに検出出力を復調部４８に供給する。復調部４８は、相関値が最大を示す時間においてデータを判別するようなＰＳＫ復調を行うと、送信電波中に含まれる送信データに対応した受信データが得られ、得られた受信データが信号出力端子５１を介して利用回路（図示なし）に供給される。なお、これらの一連の動作は、制御部４９の制御の基に行われる。

【００１９】

ところで、その他の既知の拡散変調信号受信装置において、逆フーリエ変換部４６が出力するような相関信号を得る手段としては、ベースバンド拡散変調信号を１サンプルずつ時間的にシフトさせ、参照信号との積和を計算して相関信号を求めるというマッチト・フィルタが知られている。このマッチト・フィルタにおいて、参照信号の１周期分に対するベースバンド拡散変調信号のサンプルデータ数をＮとすると、１つの相関値を得るためにＮサンプルの参照信号とＮサンプルのベースバンド拡散変調信号とを掛け合わせて和を求めるので、Ｎ回の積和計算が必要になる。そして、ベースバンド拡散変調信号を０から（Ｎ－１）サンプルまで時間的にシフトさせ、その都度このような積和計算を行って相関値を求めるので、合計N^2　回の積和回数となる。また、ベースバンド拡散変調信号の同相チャネルと直交チャネルについてそれぞれ相関値を計算する必要があるので、積和回数は２N^2　回となる。さらに、得られたＮサンプルの相関値の最大値を探索するために、同相チャネルと直交チャネルの相関値の２乗和（相関電力）を計算するので、２Ｎ回の積和計算が必要となる。結局、相関値の最大値を求めるまでに（２N^2　＋２Ｎ）回の積和が必要となる。

【００２０】

これに対して、図１１に示されている既知の拡散変調信号受信装置のように、フーリエ変換及び逆フーリエ変換を用いて相関を求める場合には、積和回数は次のようになる。なお、サンプルデータ数Ｎは２の整数乗の数とし、フーリエ変換と逆フーリエ変換には、よく知られている高速フーリエ変換（ＦＦＴ；Ｆａｓｔ Ｆｏｕｒｉｅｒ　Ｔｒａｎｓｆｏｒｍ）のアルゴリズムを用いるものとする。

【００２１】

まず、第１フーリエ変換部４２と第２フーリエ変換部４４とにおいては、それぞれＮ$\log_2$　Ｎ回（複素数換算）、乗算部４５においてはＮ回（複素数換算）、逆フーリエ変換部４６においてはＮ$\log_2$　Ｎ回（複素数換算）の積和回数となり、それらを合計すると、複素数換算で（Ｎ＋３Ｎ$\log_2$　Ｎ）回となる。先のマッチト・フィルタと同様に実数換算すると、（２８Ｎ＋１２Ｎ$\log_2$　Ｎ）回となる。さらに、マッチト・フィルタの場合と同様に相関値の最大値を探索するので、最大値探索部４７で２Ｎ回の積和（実

数換算）が必要となる。合計すると（３０Ｎ＋１２Ｎｌｏｇ$_2$　Ｎ）回の積和回数が必要となる。

【００２２】

フーリエ変換及び逆フーリエ変換を用いて相関を求める場合は、サンプルデータ数Ｎが大きいとマッチト・フィルタよりも少ない積和回数によって相関信号が得られるので、同期捕捉をそれだけ速く実行できるという利点がある。

【００２３】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、フーリエ変換及び逆フーリエ変換を用いて相関を求めている前記既知の拡散変調信号受信装置は、ベースバンド拡散変調信号や参照信号をフーリエ変換するときの周波数帯域（変換周波数帯域）内にある全サンプルデータ数を用い、それらの積和を行うことにより相関を求めるものである。このため、図１３に示されるようにベースバンド拡散変調信号が帯域制限されている場合、占有周波数帯域以外のサンプルデータに対しても、フーリエ変換された参照信号との乗算を行わないと、相関信号を求めることができなかった。ここで、相関信号を求める際の積和回数は、変換周波数帯域内のサンプルデータ数（Ｎ）によって決まるので、上述のようにベースバンド拡散変調信号が帯域制限されている場合であっても、積和回数を減らすことが難しく、迅速な同期捕捉を行うことができないものであった。

【００２４】

これに対して、本出願人は、フーリエ変換したベースバンド拡散変調信号及びフーリエ変換した参照信号の周波数帯域幅を制限した後でそれぞれ乗算部に供給することにより、乗算部とフーリエ変換部で使用されるサンプルデータ数を低減し、相関信号を求める際の積和回数を減らした拡散変調信号受信装置を提案している。

【００２５】

前記提案による拡散変調信号受信装置は、前記既知の拡散変調信号受信装置と比較したとき、相関信号を求める際の積和回数を相当に減らすことができるものの、さらなる積和回数の低減が要望されている。

【００２６】

本発明は、このような技術的背景のもとでなされたもので、その目的は、フーリエ変換及び逆フーリエ変換を用いて相関を求める際に、サンプルデータを効果的に使用することによって積和回数を低減し、より迅速な同期捕捉を行う拡散変調信号受信装置を提供することにある。

【００２７】

【課題を解決するための手段】

前記目的を達成するために、本発明による拡散変調信号受信装置は、メモリ機能を有する受信部と、ベースバンド拡散変調信号のデータを所定の間引きレートで抽出する第１データ間引き部と、第１フーリエ変換部と、メモリ機能を有する参照信号発生部と、参照信号のデータを所定の間引きレートと同じレートで抽出する第２データ間引き部と、第２フーリエ変換部と、乗算部と、第１の相関信号を発生する逆フーリエ変換部と、第１の相関信号の最大値を探索する第１最大値探索部と、第１の相関信号の最大値近傍においてベースバンド拡散変調信号と参照信号との相関値を計算し、第２の相関信号を発生する相関値演算部と、第２の相関信号の最大値を探索する第２最大値探索部とからなる手段を具備する。

【００２８】

前記手段によれば、第１データ間引き部は、ベースバンド拡散変調信号のデータを所定の間引きレートで抽出し、サンプルデータ数を低減して出力する。同様に、第２データ間引き部は、参照信号のデータを前記所定の間引きレートと同じレートで抽出し、サンプルデータ数を低減して出力する。第１及び第２フーリエ変換部は、サンプルデータ数を低減したベースバンド拡散変調信号及び参照信号に基づきフーリエ変換を行い、このときの積和回数を低減している。この後、乗算部、逆フーリエ変換部、第１最大値探索部においても

、それぞれ、サンプルデータ数を低減した信号に基づく積和計算が行われる。その結果、第１最大値探索部において第１の相関信号の最大値を求めるまでの積和回数は、大幅に低減されることになる。

【００２９】

また、前記手段によれば、第１最大値探索部は、第１の相関信号の最大値を探索する。相関値演算部は、この探索結果を受けて、第１の相関信号が最大値を示す時間近傍で１サンプルデータ毎に細かく相関値を計算し、第２の相関信号を発生する。第２最大値探索部は、第２の相関信号を受けてその最大値を探索し、真の最大相関値を求めている。そして、第１の相関信号のサンプルデータ数を低減させた結果、粗い時間間隔（サンプルデータ間隔）の相関値が得られるものであっても、相関信号の最大値と最大値になる時間とを正確に求めることができる。

【００３０】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態において、拡散変調信号受信装置は、ＰＮ符号で拡散変調した拡散変調信号を含む電波を受信し、ベースバンド拡散変調信号を発生する受信部と、ＰＮ符号と相関がある参照信号を発生する参照信号発生部と、ベースバンド拡散変調信号及び参照信号をフーリエ変換する第１及び第２フーリエ変換部と、フーリエ変換したベースバンド拡散変調信号とフーリエ変換した参照信号のいずれか一方の複素共役信号と他方の信号とを乗算し、乗算信号を発生する乗算部と、乗算信号を逆フーリエ変換して第１の相関信号を発生する逆フーリエ変換部と、第１の相関信号の最大値を探索する第１最大値探索部とを備え、受信部及び参照信号発生部にそれぞれメモリ機能を持たせ、受信部と第１フーリエ変換部の間及び参照信号発生部と第２フーリエ変換部の間にベースバンド拡散変調信号及び参照信号のデータを所定の間引きレートで抽出する第１及び第２データ間引き部を設け、第１の相関信号の最大値近傍においてベースバンド拡散変調信号と参照信号との相関値を計算し、第２の相関信号を発生する相関値演算部と、第２の相関信号の最大値を探索する第２最大値探索部を設けているものである。

【００３１】

本発明の実施の形態の好適例において、拡散変調信号受信装置は、第１及び第２データ間引き部が、間引きレートをＰＮ符号のレートに等しくなるように設定して、ベースバンド拡散変調信号及び参照信号のデータを抽出しているものである。

【００３２】

これらの本発明の実施の形態によれば、受信部と第１フーリエ変換部の間に接続された第１データ間引き部は、ベースバンド拡散変調信号のデータを所定の間引きレートで抽出し、サンプルデータ数を低減させて出力する。同様に、参照信号発生部と第２フーリエ変換部の間に接続された第２データ間引き部は、参照信号のデータを第１データ間引き部の間引きレートと同じレートで抽出し、サンプルデータ数を低減させて出力する。第１及び第２フーリエ変換部は、サンプルデータ数が低減されたベースバンド拡散変調信号及び参照信号に基づきフーリエ変換を行っているので、このときの積和回数が低減される。

【００３３】

また、乗算部、逆フーリエ変換部、第１最大値探索部は、サンプルデータ数を低減した信号に基づきそれぞれ積和計算を行っている。この結果、第１最大値探索部で第１の相関信号を求めるまでの積和回数は、大幅に低減される。

【００３４】

さらに、第１最大値探索部は、第１の相関信号の最大値を探索する。相関値演算部は、この探索結果を受けて、第１の相関信号の最大値を示す時間近傍で１サンプルデータ毎に細かく相関値を計算し、第２の相関信号を発生する。第２最大値探索部は、第２の相関信号を受けてその最大値を探索し、真の最大相関値を求めている。この場合、第１の相関信号のサンプルデータ数が低減したことによって、粗い時間間隔（サンプルデータ間隔）の相関値が得られたとしても、第２の相関信号における最大値とその最大値になる時間とが正確に求められる。

【００３５】
そして、これらの結果から、本発明の実施の形態においては、相関信号の最大値と時間を求めるまでの積和回数が大幅に低減され、計算の正確さを損なうことなく、迅速な同期捕捉が行われる。
【００３６】
【実施例】
以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。
【００３７】
図１は、本発明による拡散変調信号受信装置の一実施例の要部構成を示すブロック図である。
【００３８】
図１に示されるように、本実施例の拡散変調信号受信装置は、受信部１と、第１データ間引き部２と、第１フーリエ変換部３と、参照信号発生部４と、第２データ間引き部５と、第２フーリエ変換部６と、乗算部７と、逆フーリエ変換部８と、第１最大値探索部９と、相関値演算部１０と、第２最大値探索部１１と、復調部１２と、制御部１３と、アンテナ１４と、信号出力端子１５とからなっている。この場合、受信部１は、ベースバンド信号発生部１６と、アナログ－ディジタル（Ａ／Ｄ）変換部１７と、第１メモリ１８とからなり、参照信号発生部４は、参照信号生成部１９と、第２メモリ２０とからなっている。
【００３９】
そして、受信部１は、入力端がアンテナ１４に接続され、出力端が第１データ間引き部２の入力端に接続される。第１フーリエ変換部３は、入力端が第１データ間引き部２の出力端に接続され、出力端が乗算部７の第１入力端に接続される。参照信号発生部４は、出力端が第２データ間引き部５の入力端に接続される。第２フーリエ変換部６は、入力端が第２データ間引き部５の出力端に接続され、出力端が乗算部７の第２入力端に接続される。乗算部７は、出力端が逆フーリエ変換部８の入力端に接続され、逆フーリエ変換部８は、出力端が第１最大値探索部９の入力端に接続される。相関値演算部１０は、第１入力端が第１データ間引き部２の入力端に接続され、第２入力端が第２データ間引き部５の入力端に接続される。また、相関値演算部１０は、相関信号入力端が第１最大値探索部９の出力端に接続され、出力端が第２最大値探索部１１の入力端に接続される。復調部１２は、入力端が第２最大値探索部１１の出力端に接続され、出力端が信号出力端子１５に接続される。制御部１３は、受信部１、第１データ間引き部２、第１フーリエ変換部３、参照信号発生部４、第２データ間引き部５、第２フーリエ変換部６、乗算部７、逆フーリエ変換部８、第１最大値探索部９、相関値演算部１０、第２最大値探索部１１、復調部１２にそれぞれ接続される。
【００４０】
また、受信部１において、ベースバンド信号発生部１６は、入力端が受信部１の入力端に接続され、出力端がＡ／Ｄ変換部１７の入力端に接続される。第１メモリ１８は、入力端がＡ／Ｄ変換部１７の出力端に接続され、出力端が受信部１の出力端に接続される。参照信号発生部４において、参照信号生成部１９は、出力端が第２メモリ２０の入力端に接続される。第２メモリ２０は、出力端が参照信号発生部４の出力端に接続される。制御部１３は、ベースバンド信号発生部１６、Ａ／Ｄ変換部１７、第１メモリ１８、参照信号生成部１９、第２メモリ２０にそれぞれ接続される。
【００４１】
前記構成による本実施例の拡散変調信号受信装置の動作を、図２乃至図７を併用して説明する。
【００４２】
ここで、前記既知の拡散変調信号受信装置の動作の説明においては、図２及び図３に示された波形図がそれぞれ参照信号発生部４３及び受信部４１から出力される各信号に対するものであるとして説明したが、本実施例の拡散変調信号受信装置の動作の説明においては、図２及び図３に示された波形図がそれぞれ参照信号発生部４または第２メモリ２０、及

び、受信部１または第１メモリ１８から出力される各信号に対するものであるとして説明する。

【００４３】

この他に、図４は、第１フーリエ変換部３から出力される周波数領域受信信号の周波数スペクトラムの一例を示す特性図であり、図５は、第２フーリエ変換部６から出力される周波数領域参照信号の周波数スペクトラムの一例を示す特性図である。

【００４４】

図６は、逆フーリエ変換部８から出力される第１の相関信号の一例を示す信号波形図であって、図６に示されるドット（黒色菱形）は離散時間（サンプルポイント）毎の相関値を示す。

【００４５】

図７は、逆フーリエ変換部８から出力される第１の相関信号及び相関値演算部１０から出力される第２の相関信号の各一例を、時間軸を拡大して示した信号波形図である。

【００４６】

図７において、黒色菱形で示される曲線（ａ）は逆フーリエ変換部８から出力される第１の相関信号であり、白色丸形で示される曲線（ｂ）は相関値演算部１０から出力される第２の相関信号である。

【００４７】

なお、黒色三角形で示される曲線（ｃ）は、比較のための信号であり、既知の拡散変調信号受信装置における逆フーリエ変換部４６から出力される相関信号である。

【００４８】

始めに、送信機側においては、送信データを図２に示されるようなＰＮ符号で拡散変調し、得られた拡散変調信号の周波数帯域の制限を行った後、周波数変換を行って送信信号に変換し、この送信信号が信号電波として送信される。

【００４９】

拡散変調信号受信装置においては、送信機から送信された信号電波をアンテナ１４で捉えると、受信信号として受信部１に供給される。このとき、受信部１においては、ベースバンド信号発生部１６が受信信号の増幅及び周波数変換等の処理を行ってアナログ形式のベースバンド拡散変調信号を発生し、Ａ／Ｄ変換部１７に供給する。Ａ／Ｄ変換部１７は、アナログ信号形式のベースバンド拡散変調信号を時間的にサンプリングしてアナログ－ディジタル変換（Ａ／Ｄ変換）し、図３に示されるようなディジタル形式のベースバンド拡散変調信号に変換し、変換されたベースバンド拡散変調信号は、第１メモリ１８に一時的に記憶される。

【００５０】

ここで、Ａ／Ｄ変換部１７は、送信機側で拡散変調に使用されたＰＮ符号のチップレートに対して８倍のレートで時間サンプリングしてディジタル形式のベースバンド拡散変調信号に変換するものとして説明する。これを換言すると、１チップの時間内に８回サンプリングすることであり、図３に示すようなベースバンド拡散変調信号においては、１チップ時間（１Ｔｃ）に８個のサンプルポイントが表示されている。

【００５１】

次に、第１メモリ１８から読み出されたベースバンド拡散変調信号は、第１データ間引き部２に供給され、送信機側で拡散変調に使用されたＰＮ符号と同じレートで間引きされてサンプルデータが抽出される。本実施例の場合には、１チップ時間内に８回サンプリングが行われたベースバンド拡散変調信号に対して、そのサンプルデータを８サンプル毎に１サンプルの割合で間引き、サンプルデータ数を低減してから第１データ間引き部２より出力される。サンプルデータ数を低減したベースバンド拡散変調信号は、第１フーリエ変換部２においてフーリエ変換され、図４に示されるような周波数領域受信信号になって、乗算部７の第１入力端に供給される。

【００５２】

一方、参照信号発生部４において、参照信号生成部１９は、送信機側で発生されるＰＮ符

号と相関を有する参照信号、例えば、図２に示されるようなＰＮ符号を参照信号として生成し、ベースバンド拡散変調信号と同様に、１チップあたり８サンプルの割合で第２メモリ２０に一時的に記憶される。次いで、第２メモリ２０から読み出された参照信号は、第２データ間引き部５において送信機側で拡散変調に使用されたＰＮ符号と同じレートで間引き、サンプルデータ数を低減してから第２データ間引き部５より出力される。サンプルデータ数を低減した参照信号は、第２フーリエ変換部６においてフーリエ変換され、図５に示されるような周波数領域参照信号になって乗算部７の第２入力端に供給される。

【００５３】

次いで、乗算部７は、第１入力端に供給される周波数領域受信信号と、第２入力端に供給される周波数領域参照信号の複素共役信号とを周波数ごとに乗算して周波数領域乗算信号を発生し、逆フーリエ変換部８に供給する。逆フーリエ変換部８は、供給された周波数領域乗算信号を逆フーリエ変換して図６に示されるような第１の相関信号を発生し、第１最大値探索部９に供給する。

【００５４】

続いて、第１最大値探索部９は、供給された第１の相関信号の相関電力を計算して相関値の大きさを比較し、図７の曲線（ａ）に示されるように、第１の相関信号の相関値が最大値を示す時間（サンプルポイント）及びその時間（サンプルポイント）に隣接する時間（サンプルポイント）を摘出し、相関値演算部１０に供給する。この探索結果を受けると、相関値演算部１０は、まずＮサンプルのベースバンド拡散変調信号のデータ値を第１メモリ１８から読み出し、同時にＮサンプルの参照信号のデータ値を第２メモリ２０から読み出す。そして、読み出した２つのデータ値に基づいて、第１の相関信号が最大値を示す時間（サンプルポイント）とそれに隣接する時間（サンプルポイント）との間に入る相関値を１サンプルデータ毎に細かく計算して第２の相関信号を発生して、第２最大値探索部１１に供給する。なお、この相関値の計算は、例えば、既知のマッチト・フィルタと同じ手法が利用される。第２最大値探索部１１は、供給された第２の相関信号に基づいて、図７の曲線（ｂ）に示されるような第２の相関信号が最大を示すときの最大値と時間（サンプルポイント）を探索し、復調部１２に供給する。このとき、第２最大値探索部１１で用いられる第２の相関信号は、１チップ時間（１Ｔｃ）以内に８個のサンプルデータを有するもので、その相関値の最大値は、図７に示されるように、第１最大値探索部９で用いられる第１の相関信号から得られた相関値の最大値よりも、時間的に若干ずれたところに得られる。しかし、図７の曲線（ｃ）との比較から判るように、既知の拡散変調信号受信装置で求められる相関信号の最大値と同じ時間に第２の相関信号の最大値が求められる。

【００５５】

最後に、復調部１２は、第２最大値探索部１１から第２の相関信号の最大値とその時間が供給されると、相関値の最大値に相当する時間において、ＰＳＫ復調がなされ、送信機側から送られてきた送信データに対応した受信データを発生させ、信号出力端子１５から利用回路（図示なし）に供給される。

【００５６】

なお、本実施例の拡散変調信号受信装置におけるこれらの一連の動作は、全て制御部１３の制御の基に行われる。

【００５７】

ところで、本実施例の拡散変調信号受信装置において、第２の相関信号の最大値が求められるまでの積和回数は、次のようになる。ここで、全サンプルデータ数をＮ、第１データ間引き部２及び第２データ間引き部５でそれぞれ設定される間引きレートをＫとし、いずれも２の整数乗の数とする。なお、間引きレートがＫであることは、入力される信号のＫサンプルデータ毎に１サンプルを抽出することを意味するもので、サンプルデータ数がＮであるとき、抽出されるサンプルデータ数はＮ／Ｋになり、この値を便宜的にＬとする。

【００５８】

まず、ベースバンド拡散変調信号及び参照信号のサンプルデータがそれぞれ第１及び第２データ間引き部２、５で間引かれ、サンプルデータ数がともにＬになった後、第１及び第

２フーリエ変換部３、６へそれぞれサンプルデータ数がＬの信号が出力されるので、ここでの積和回数は、それぞれＬｌｏｇ$_2$　Ｌ回（複素数換算）となる。

【００５９】

次に、乗算部７では、入力される信号のサンプルデータ数がともにＬであるので、ここでの積和回数はＬ回（複素数換算）となり、続く、逆フーリエ変換部８でも第１及び第２フーリエ変換部３、６と同様にＬｌｏｇ$_2$　Ｌ回（複素数換算）となる。第１最大値探索部９では、第１の相関信号をＬ個入力してそれぞれの相関電力を計算してから最大値を探索するので、２Ｌ回の積和回数（実数換算）となる。この結果、第１の相関信号の最大値を求めるまでの積和回数は、以上の積和回数の合計になり、１２Ｌｌｏｇ$_2$　Ｌ＋３０Ｌ回（実数換算）となる。

【００６０】

また、相関値演算部１０では、サンプルデータ数がともにＮ個のベースバンド拡散変調信号と参照信号とを用いてマッチト・フィルタの計算方法により第２の相関信号を求める。ただし、第１最大値探索部９から入力する時間領域内で２Ｋ個の相関値を求めるので、ここでの積和回数は４ＫＮ回（実数換算）となる。また、第２最大値探索部１１では、第２の相関信号を２Ｋ個入力してそれぞれの相関電力を計算してから最大値を探索するので、積和回数は４Ｋ回（実数換算）となる。この結果、第２の相関信号の最大値を求めるまでの積和回数は、以上の積和回数の合計になり、４Ｋ（Ｎ＋１）回（実数換算）となる。

【００６１】

以上のように、本実施例の拡散変調信号受信装置での積和回数は、第１及び第２の相関信号の最大値を求めるまでの積和回数の合計になり、１２Ｌｌｏｇ$_2$　Ｌ＋３０Ｌ＋４Ｋ（Ｎ＋１）回（実数換算）となる。この回数を既知の拡散変調信号受信装置の積和回数と比較すると、本実施例では相関値演算部１０と第２最大値探索部１１が付加された分だけ若干積和回数が増えている。これに対して、既知の拡散変調信号受信装置においては最大値探索部で相関信号の最大値を求めるまでに使用されるサンプルデータ数がＮであるが、本実施例の拡散変調信号受信装置においては第１の相関信号を求めるまでに使用されるサンプルデータ数がＮ／Ｋに低減される分だけ積和回数が大幅に低減されている。本実施例の拡散変調信号受信装置においては、ここでの積和回数の低減によって、全体の積和回数が相当に低減され、その分迅速な同期捕捉を行うことができる。

【００６２】

続く、図８は、本実施例の拡散変調信号受信装置における全サンプルデータ数Ｎと第２の相関信号の最大値を求めるまでの積和回数との関係を示す特性図である。

【００６３】

図８において、曲線（ａ）は間引きレートを８に設定したときの特性、曲線（ｂ）は間引きレートを２に設定したときの特性であり、また、曲線（ｃ）は比較のために挙げたサンプルデータの間引きがないときの特性、曲線（ｄ）は同じく比較のために挙げたマッチト・フィルタを用いた既知の拡散変調信号受信装置の特性である。

【００６４】

図８の曲線（ａ）に示されるように、間引きレートを８にし、使用するサンプルデータ数を１／８に低減した場合に、本実施例の拡散変調信号受信装置は、曲線（ｃ）に示されている、サンプルデータを全く間引いていない既知の拡散変調信号受信装置における相関信号を求めるまでの積和回数を示す積和計算量を１００％とすると、同積和回数を示す積和計算量を約１８％にまで低減することができる。

【００６５】

また、曲線（ｂ）に示されるように、間引きレートを２にし、使用するサンプルデータ数を１／２に低減した場合においても、本実施例の拡散変調信号受信装置は、既知の拡散変調信号受信装置における同積和計算量の１００％と比較すると、同積和回数を示す積和計算量を約４８％にまで低減することができる。

【００６６】

ここで、本発明においては、第１データ間引き部２及び第２データ間引き部５において間

引きレートを８に設定した例を説明した。即ち、８サンプル毎に１サンプルの割合でサンプルデータを間引いてデータ数を低減した例を説明したが、本発明における間引きレートはこのような例に限るものではなく、ＰＮ符号の１チップ時間（１Ｔｃ）以内に、ベースバンド拡散変調信号及び参照信号のサンプルデータが１つ以上得られるものであれば、元のサンプルデータを２サンプル毎に間引いたり、４サンプル毎に間引いたりしてデータ数を低減していもよい。

【００６７】

また、本実施例の拡散変調信号受信装置においては、参照信号生成部１９が生成する参照信号を、送信機側で拡散変調に用いたＰＮ符号であるとした例を挙げて説明したが、本発明による参照信号は、このようなＰＮ符号に限られるものでなく、他の信号、例えば、送信機側で用いたＰＮ符号に帯域制限を行って得られる信号等のように、送信機側で拡散変調に用いたＰＮ符号と極めて相関が高い信号が選択されるものである。

【００６８】

この他に、本実施例においては、１次変調方式にＰＳＫ変調を用いた例を挙げて説明したが、本発明による１次変調方式はＰＳＫ変調である場合に限られるものでなく、他のディジタル変調方式を用いてもよいことは勿論である。

【００６９】

【発明の効果】

以上のように、本発明による拡散変調信号受信装置によれば、第１データ間引き部は、ベースバンド拡散変調信号のデータを所定の間引きレートで抽出してサンプルデータ数を低減させ、同様に、第２データ間引き部は、参照信号のデータを第１データ間引き部の間引きレートと同じレートで抽出してサンプルデータ数を低減させ、第１及び第２フーリエ変換部は、サンプルデータ数を低減したベースバンド拡散変調信号及び参照信号に基づくフーリエ変換を行っているので、このときの積和回数を低減することができる。また、乗算部、逆フーリエ変換部、第１最大値探索部も、サンプルデータ数を低減した信号に基づいてそれぞれ積和計算が行われるので、第１最大値探索部で第１の相関信号を求めるまでの積和回数を大幅に低減することができる。さらに、第１最大値探索部は、第１の相関信号の最大値を探索し、相関値演算部は、この探索結果を受けて、第１の相関信号の最大値を示す時間近傍で１サンプルデータ毎に細かく相関値を計算し、第２の相関信号を発生し、第２最大値探索部は、第２の相関信号の最大値を探索し、真の最大相関値を求めているものであり、第１の相関信号のサンプルデータ数が低減したことにより、粗い時間間隔（サンプルデータ間隔）の相関値が得られたとしても、第２の相関信号から真の最大値と時間とを正確に求めることができる。これらの点から、本発明による拡散変調信号受信装置は、相関信号の最大値と時間を求めるまでの積和回数が大幅に低減され、計算の正確さが損なわれずに、迅速に同期捕捉を行うことができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明による拡散変調信号受信装置の一実施例の要部構成を示すブロック図である。

【図２】送信機側で用いられるＰＮ符号及び参照信号発生部が発生する参照信号の一例を示す信号波形図である。

【図３】受信部が出力するベースバンド拡散変調信号の一例を示す信号波形図である。

【図４】第１フーリエ変換部から出力される周波数領域受信信号の周波数スペクトラムの一例を示す特性図である。

【図５】第２フーリエ変換部から出力される周波数領域参照信号の周波数スペクトラムの一例を示す特性図である。

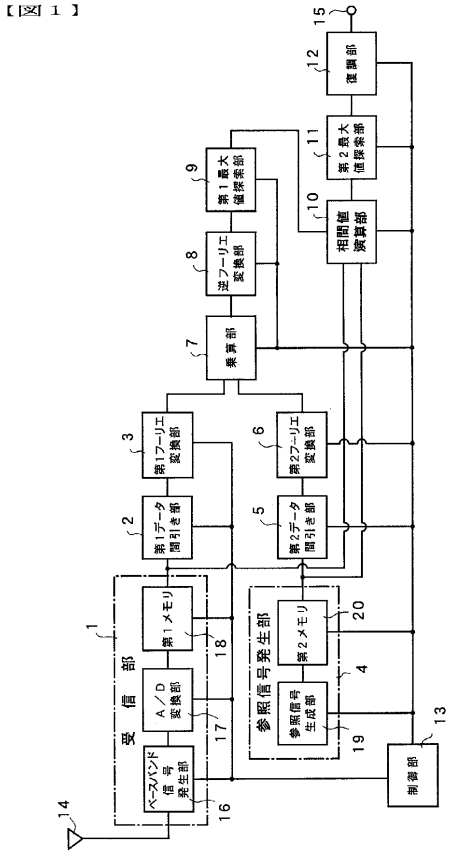
【図６】逆フーリエ変換部から出力される第１の相関信号の一例を示す信号波形図である。

【図７】逆フーリエ変換部から出力される第１の相関信号及び相関値演算部から出力される第２の相関信号の各一例を、時間領域を拡大して示した信号波形図である。

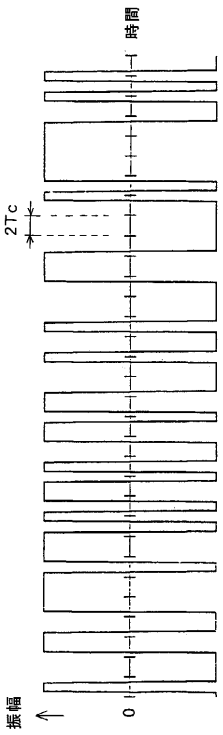
【図８】本実施例の拡散変調信号受信装置における全サンプルデータ数と相関を求める際

の積和回数との関係を示す特性図である。
【図９】ＰＮ符号を用いた拡散変調方式に用いられる信号波形の一例を示す波形図である。
【図１０】ＰＮ符号を用いた拡散変調方式に用いられる各信号の周波数スペクトラムを示す特性図である。
【図１１】ＰＮ符号を用いた拡散変調方式の既知の拡散変調信号受信装置における要部構成の一例を示すブロック図である。
【図１２】図２に示された参照信号を既知の拡散変調信号受信装置の第２フーリエ変換部でフーリエ変換した後に得られる周波数領域参照信号の信号波形図である。
【図１３】図３に示されたベースバンド拡散変調信号を既知の拡散変調信号受信装置の第１フーリエ変換部でフーリエ変換した後に得られる周波数領域受信信号の信号波形図である。
【図１４】既知の拡散変調信号受信装置において、周波数領域参照信号と周波数領域受信信号とが乗算部に入力されたとき、逆フーリエ変換部から出力される相関信号を示す信号波形図である。
【符号の説明】
１　受信部
２　第１データ間引き部
３　第１フーリエ変換部
４　参照信号発生部
５　第２データ間引き部
６　第２フーリエ変換部
７　乗算部
８　逆フーリエ変換部
９　第１最大値探索部
１０　相関値演算部
１１　第２最大値探索部
１２　復調部
１３　制御部
１４　アンテナ
１５　信号出力端子
１６　ベースバンド信号発生部
１７　アナログ－ディジタル（Ａ／Ｄ）変換部
１８　第１メモリ
１９　参照信号生成部
２０　第２メモリ

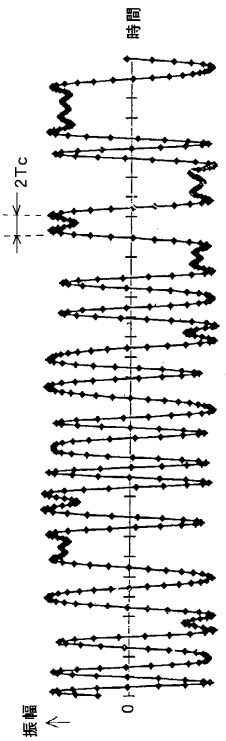
【図１】


受信部
ベースバンド信号発生部
A／D変換部
第1メモリ
参照信号発生部
第2メモリ
第1データ間引き部
第2データ間引き部
第1フーリエ変換部
第2フーリエ変換部
乗算部
逆フーリエ変換部
第1最大値探索部
第2最大値探索部
相関値演算部
復調部
制御部

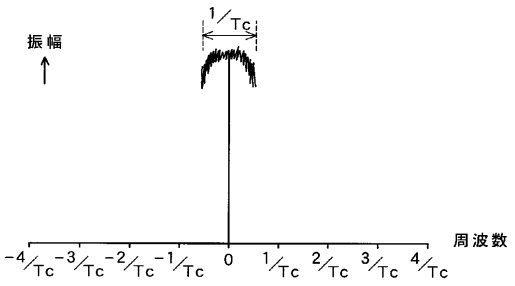
【図２】


時間
2Tc
振幅
0

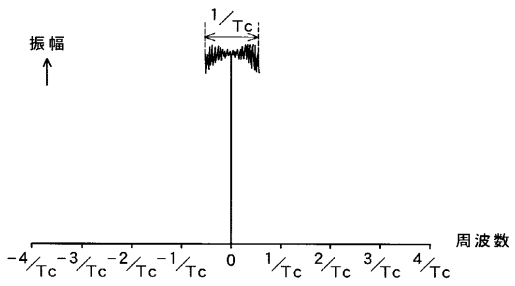
【図３】


時間
2Tc
振幅
0

【図４】

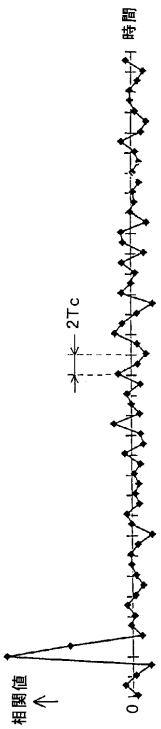

振幅
1/Tc
周波数
-4/Tc -3/Tc -2/Tc -1/Tc 0 1/Tc 2/Tc 3/Tc 4/Tc

【図５】


振幅
1/Tc
周波数
-4/Tc -3/Tc -2/Tc -1/Tc 0 1/Tc 2/Tc 3/Tc 4/Tc

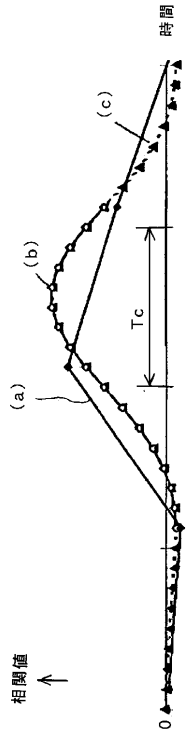
【図６】

【図６】



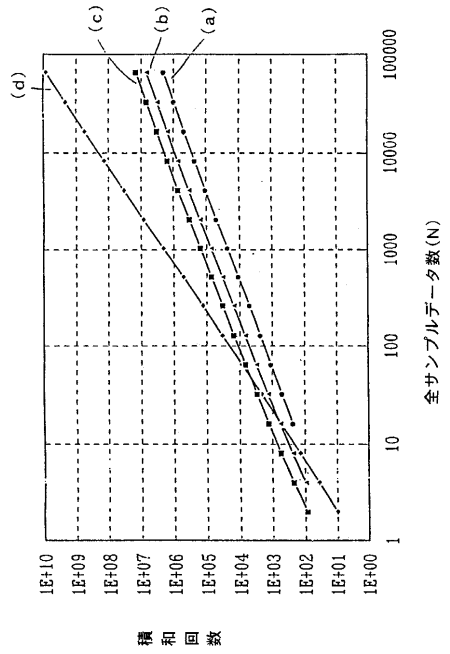
【図７】

【図７】



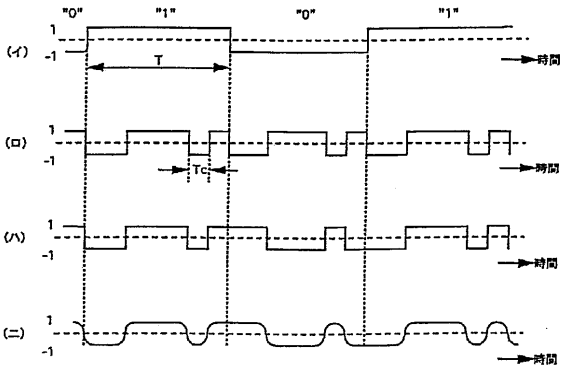
【図８】

【図８】



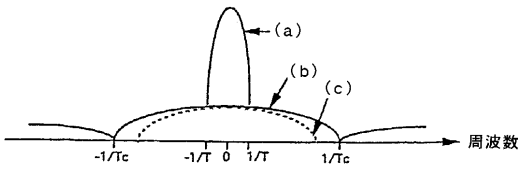
【図９】

【図９】



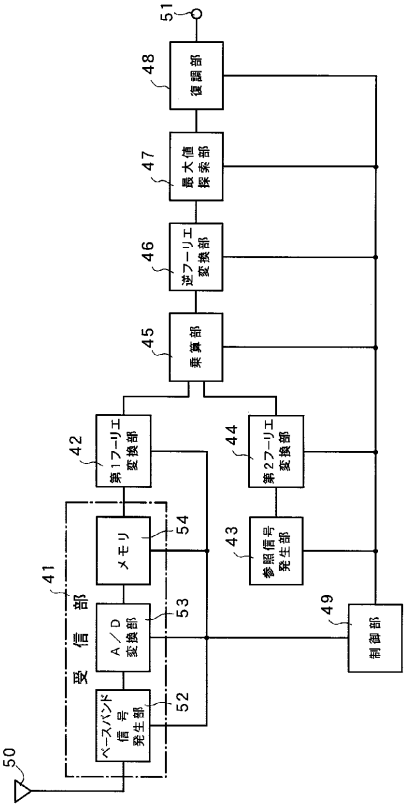
【図１０】

【図10】



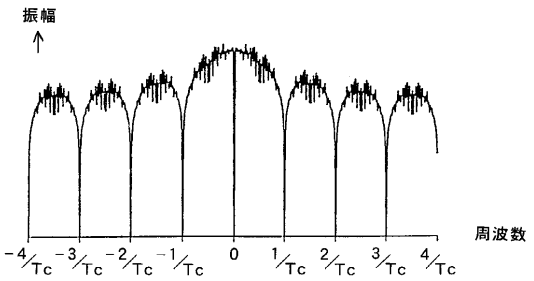
【図１１】

【図11】



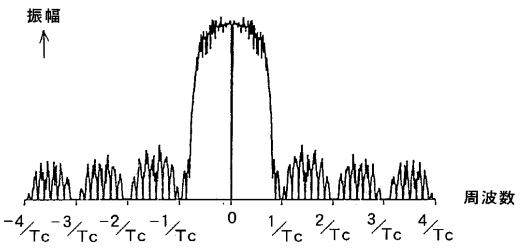
【図１２】

【図12】



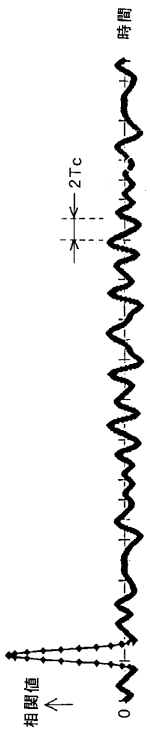
【図１３】

【図13】



【図１４】

【図14】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平９－１３８２５１（ＪＰ，Ａ）
特開平５－１０３０２６（ＪＰ，Ａ）
特開平３－２１９７３１（ＪＰ，Ａ）
特開平１０－２８０７６（ＪＰ，Ａ）
特開平１０－７０５２０（ＪＰ，Ａ）
特開平１１－２６１４４３（ＪＰ，Ａ）
中原　秀樹　外3名「」，「ＦＦＴ－MUＳＩＣ法とＦＦＴ演算型相関法の多重波伝搬遅延時間分解能の比較検討」，１９９５年電子情報通信学会総合大会講演論文集，１９９５年　3月１０日，通信1，p.25，Ｂ－２５
柳澤　玲互　外4名，「ＦＦＴ演算型Delay Profile測定装置の試作」，信学技報ＣＳ８７－１３５

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H04J 13/00 - 13/06
H04B 1/69 - 1/713
H04L 7/00