(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3561406号
(P3561406)
(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 6　(全 15 頁)

(21)出願番号　特願平10-56752
(22)出願日　平成10年3月9日(1998.3.9)
(65)公開番号　特開平11-261443
(43)公開日　平成11年9月24日(1999.9.24)
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相関信号を発生する逆フーリエ変換部とを備え、前記第１及び第２フーリエ変換部と前記乗算部との間に、前記フーリエ変換したベースバンド拡散変調信号及び前記フーリエ変換した参照信号の周波数帯域幅をそれぞれ制限する第１及び第２フィルタ手段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２フィルタ手段の出力側に第１メモリを設けた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。

【請求項３】

前記参照信号は、前記ＰＮ符号または前記ＰＮ符号の周波数帯域を制限した信号のいずれかであることを特徴とする請求項１または２に記載の拡散変調信号受信装置。

【請求項４】

前記第１及び第２フィルタ手段は、通過周波数帯域幅の下限を前記ベースバンド拡散変調信号及び前記参照信号のレートの１／２になるように選択されているローパスフィルタで

あることを特徴とする請求項１乃至３に記載の拡散変調信号受信装置。
【請求項５】
前記受信部は、前記ベースバンド拡散変調信号を発生するアナログ－ディジタル変換部を含むことを特徴とする請求項１または２に記載の拡散変調信号受信装置。
【請求項６】
前記受信部は、前記ベースバンド拡散変調信号を一時的記憶する第２メモリを含むことを特徴とする請求項１または２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させるまでの計算量を低減して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等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（パルスシフトキーイング）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変換して電波に載せて送信するものである。一方、受信側において、受信した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ＰＮ符号を用いて形成された参照信号との積和をとることで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１３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）変調信号を示すものであり、ロはＰＮ符号を示し、ハはイ及びロに図示の波形を乗算して得られる拡散変調信号を示す。
【０００５】
図１３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が割り当てられるもので、通常、Ｔ≫Ｔｃになるように選ばれる。
【０００６】
また、図１４は、前記ＰＮ符号を用いた拡散変調方式に用いられる信号の周波数スペクトラムを示す特性図であり、曲線イは１次（ＰＳＫ）変調信号の周波数スペクトラムを示し、曲線ロは拡散変調信号の周波数スペクトラムを示す。
【０００７】
図１４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は比較的狭い範囲内に分布するのに対して、拡散変調信号の周波数スペクトラムは広い範囲にわたって分布する。
【０００８】
なお、図１４において、この拡散変調信号の周波数スペクトラムが他に妨害を与えるとき

には、曲線ロに示されるような周波数スペクトラムを、曲線ハに示されるように周波数帯域の制限を行うことがある。このとき、図１３に示されるように、曲線ハで示される拡散変調信号の波形は帯域制限され、曲線ニで示されるような波形になる。

【０００９】

次いで、図１５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１５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、復調部４７と、制御部４８と、アンテナ４９と、信号出力端子５０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５１と、アナログ－ディジタル（Ａ／Ｄ）変換部５２と、メモリ５３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４９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。復調部４７は、入力端が逆フーリエ変換部４６の出力端に接続され、出力端が信号出力端子５０に接続される。制御部４８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、復調部４７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５１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５２の入力端に接続される。メモリ５３は、入力端がＡ／Ｄ変換部５２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１６は、図２に図示の参照信号を第２フーリエ変換部４４にてフーリエ変換した後に得られる変換信号の信号波形図である。

【００１３】

また、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る。なお、図３で示されるドット（黒色菱形）は、Ａ／Ｄ変換部５２においてサンプリングされたサンプルポイントを示すものである。図１７は、図３に図示の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変換信号の特性図である。ここで、受信部４１は、図１４に示される曲線ハのように、送信機側で帯域制限された拡散変調信号を含む電波信号電波を受信している。

【００１４】

さらに、図１８は、図１６と図１７とに示される周波数スペクトラムを乗算部４５に入力したとき、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る。なお、図１８で示されるドット（黒色菱形）は、離散時間での相関値を示す。

【００１５】

前記構成による拡散変調信号受信装置の動作を、図２、図３及び図１６乃至図１８を併用して説明すると、概略、次のとおりである。

【００１６】

送信機側で、図２に示されるような、ＰＮ符号で拡散変調され、帯域制限された後で送信された信号電波をアンテナ４９で捉えると、受信部４１のベースバンド信号発生部５１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５２に供給する。Ａ／Ｄ変換部５２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５３に一時的に記憶する。次いで、メモリ５３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て、図１７に示されるような周波数領域信号に変換され、続いて乗算部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。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、図１６に示されるような参照周波数領域信号に変換し、この参照周波数領域信号を乗算部４５の第２入力端に供給する。このとき、乗算部４５は、供給された参照周波数領域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信号とに対して、同一の周波数成分毎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を図１８に示されるような時間領域乗算信号に変換し、復調部４７に供給する。この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。この相関信号が復調部４７に供給され、相関値が最大となる時間にてデータを判別するようなＰＳＫ復調を行うと、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５０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４８の制御の基に行われる。

【００１７】

ところで、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サンプルづ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。この場合、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。以上の計算を、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して、相関値を求めるので、合計N^2　回の積和回数となる。また、拡散変調されて送信されるデータが多値ＰＳＫ変調されている場合、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。

【００１８】

これに対して、図１５に示されているようにフーリエ変換と逆フーリエ変換を用いて相関を求める場合の積和回数は次のようになる。なお、サンプル数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。まず、第１フーリエ変換部４２と第２フーリエ変換部４４ではそれぞれ$N\log_2 N$回（複素数換算）、乗算部４５ではＮ回（複素数換算）、逆フーリエ変換部４６では$N\log_2 N$回（複素数換算）の積和回数となる。合計すると、複素数換算で（$N+3N\log_2 N$）回となり、先のマッチト・フィルタと同様に実数換算にすると、（$28N+12N\log_2 N$）回となる。なお、多値ＰＳＫ変調した場合にも同じ積和回数となる。フーリエ変換と逆フーリエ変換を用いて相関を求める場合、Ｎが大きいとマッチト・フィルタよりも少ない積和回数で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。

【００１９】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、フーリエ変換を用いて相関を求めるという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に使用した周波数帯域（変換周波数帯域）にある全サンプル数を用いて相関を求めるというものであった。従って、図１７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。

【００２０】

また、相関信号を求めるまでの積和回数は、変換周波数帯域内のデータ数（Ｎ）により決まっているので、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、積和回数を減らして同期捕捉を行うことが困難であった。

【００２１】

本発明は、このような背景のもとになされたもので、その目的は、フーリエ変換を用いて相関を求める際に、変換対象のサンプルを効果的に使用することで積和回数を削減し、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。

【００２２】

【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、ベースバンド拡散変調信号を発生する受信部、参照信号を発生する参照信号発生部、ベースバンド拡散変調信号及び参照信号を各フーリエ変換する第１及び第２フーリエ変換部、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の乗算信号を発生する乗算部、乗算信号を逆フーリエ変換して相関信号を発生する逆フーリエ変換部を有し、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各周波数帯域幅を制限する第１及び第２フィルタ部を設けた手段を具備する。

【００２３】

前記手段によれば、第１フィルタ部においてフーリエ変換したベースバンド拡散変調信号の周波数帯域幅を制限し、第２フィルタ部においてフーリエ変換した参照信号の周波数帯域幅を制限し、乗算部で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の相関を求める際に、これらの信号の周波数帯域幅を制限することにより、データサンプル数を低減しているので、乗算部及び逆フーリエ変換部で使用されるサンプル数も低減されて、乗算部及び逆フーリエ変換部の積和回数が少なくなり、迅速な同期捕捉を行うことが可能になる。

【００２４】

【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信号受信部と、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相関信号を発生する逆フーリエ変換部とを備え、第１及び第２フーリエ変換部と乗算部との間に、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それぞれ制限する第１及び第２フィルタ部を設けているものである。

【００２５】

本発明の実施の形態の１つにおいて、拡散変調信号受信装置は、第２フィルタ手段の出力側に第１メモリを設けているものである。

【００２６】

本発明の実施の形態の具体例において、拡散変調信号受信装置は、参照信号がＰＮ符号またはＰＮ符号の周波数帯域を制限した信号のいずれかからなるものである。

【００２７】

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フィルタ手段がローパスフィルタであって、通過周波数帯域幅の下限がベースバンド拡散変調信号及び記参照信号のレートの１／２になるように選択されているものである。

【００２８】

本発明の実施の形態の他の１つのおいて、拡散変調信号受信装置は、受信部がベースバンド拡散変調信号を発生するアナログ－ディジタル変換部を含むものである。

【００２９】

本発明の実施の形態の他の具体例において、拡散変調信号受信装置は、受信部がベースバンド拡散変調信号を一時的記憶する第２メモリを含んでいるものである。

【００３０】

これらの本発明の実施の形態によれば、まず、第１フーリエ変換部でフーリエ変換したベースバンド拡散変調信号に対して第１フィルタ部でその周波数帯域を制限し、また、第２フーリエ変換部でフーリエ変換した参照信号に対して第２フィルタ部で同様に周波数帯域を制限する。次に、フーリエ変換に続いて帯域制限されたベースバンド拡散変調信号と参照信号とを乗算部にて乗算する。最後に、逆フーリエ変換部にて乗算部から出力された乗算信号を逆フーリエ変換して相関信号を求めるようにしている。このような一連の動作過程において、第１フィルタ部及び第２フィルタ部においてそれぞれ信号帯域を制限することによりデータサンプル数を低減しているので、乗算部及び逆フーリエ変換部において使用されるサンプル数も低減されるようになり、乗算部及び逆フーリエ変換部の積和回数がそれぞれ少なくなり、迅速な同期捕捉を行うことができるものである。

【００３１】

【実施例】

以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。

【００３２】

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

【００３３】

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フーリエ変換部２と、第１フィルタ手段３と、参照信号発生部４と、第２フーリエ変換部５と、第２フィルタ手段６と、乗算部７と、逆フーリエ変換部８と、復調部９と、制御部１０と、アンテナ１１と、信号出力端子１２とからなっている。また、受信部１は、ベースバンド信号発生部１３と、アナログ－ディジタル（Ａ／Ｄ）変換部１４と、第２メモリ１５とからなっている。

【００３４】

そして、受信部１は、入力端がアンテナ１１に接続され、出力端が第１フーリエ変換部２の入力端に接続される。第１フィルタ手段３は、入力端が第１フーリエ変換部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フーリエ変換部５の入力端に接続される。第２フィルタ手段６は、入力端が第２フーリエ変換部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る。復調部９は、入力端が逆フーリエ変換部８の出力端に接続され、出力端が信号出力端子１２に接続される。制御部１０は、受信部１、第１フーリエ変換部２、参照信号発生部４、第２フーリエ変換部５、乗算部７、逆フーリエ変換部８、復調部９にそれぞれ接続される。また、受信部１において、ベースバンド信号発生部１３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１４の入力端に接続される。第２メモリ１５は、入力端がＡ／Ｄ変換部１４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。

【００３５】

ここで、図４は、図３に図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２にてフーリエ変換した後に得られる変換信号の特性図であり、第１フィルタ手段３が有する周波数帯域幅を合わせて図示している。また、図５は、参照信号発生部４が参照信号として図２に示されるようなＰＮ符号を発生させた場合に、第１フーリエ変換部５にてフーリエ変換した後に得られる変換信号の特性図であり、第２フィルタ手段６が有する周波数帯域幅を合わせて図示している。さらに、図６は、図４と図５に示す周波数スペクトラムを乗算部７に入力して、逆フーリエ変換部８から出力される相関信号を示す波形図である。なお、図６に示されるドット（黒色菱形または白色丸形）は離散時間での相関値を示す。

【００３６】

前記構成による第１実施例の動作を、図２乃至図６を併用して説明すると、概略、次のとおりである。

【００３７】

まず、移動体等が携帯する送信機から図２に示されるようなＰＮ符号で拡散変調され、帯域制限がなされた後に電波に載せて送信され、その信号電波がアンテナ１１で捉えられる。受信部１のベースバンド信号発生部１３においては、よく知られているように、受信信号の増幅や局部発信周波数を用いた周波数変換やその他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１４に供給する。Ａ／Ｄ変換部１４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第２メモリ１５に一時的に記憶する。次に、第２メモリ１５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信号に変換されて第１フィルタ手段３に供給される。次いで、この周波数領域信号は、第１フィルタ手段３において周波数帯域が制限され、乗算部７の第１入力端に供給される。

【００３８】

この場合、第１フィルタ手段３においては、図４に示されるように、変換周波数帯域内の全サンプル数Ｎに対し、有効サンプル数がＮ／４になるように制限した場合、周波数帯域幅がＡになる第１フィルタ手段３を用い、また、有効サンプル数がＮ／８になるように制限した場合、周波数帯域幅がＢになる第１フィルタ手段３を用いる。

【００３９】

一方、参照信号発生部４は、送信機側で発生されるＰＮ符号と相関がある参照信号、例えば、図２に示されるようなＰＮ符号を参照信号として発生する。参照信号は、第２フーリエ変換部５においてフーリエ変換され、図５に示されるような参照周波数領域信号に変換されて第２フィルタ手段６に供給される。続いて、この参照周波数領域信号は、第２フィルタ手段６において周波数帯域が制限され、乗算部７の第２入力端に供給される。

【００４０】

この場合、第２フィルタ手段６においては、図５に示されるように、変換周波数帯域内の全サンプル数Ｎに対し、有効サンプル数がＮ／４になるように制限した場合、周波数帯域幅がＡ’になるような第２フィルタ手段６を用い、また、有効サンプル数がＮ／８になるように制限した場合、周波数帯域幅がＢ’になるような第２フィルタ手段６を用いる。

【００４１】

なお、第１フィルタ手段３と第２フィルタ手段６は、同じ周波数帯域幅のものが用いられるもので、第１フィルタ手段３の周波数帯域幅がＡである場合、第２フィルタ手段６も周波数帯域幅がＡ’のものが選ばれ、第１フィルタ手段３の周波数帯域幅がＢである場合、第２フィルタ手段６も周波数帯域幅がＢ’のものが選ばれる。

【００４２】

次に、乗算部７は、第１入力端に供給される周波数帯域が制限された周波数領域信号と、第２入力端に供給される周波数帯域が制限された参照周波数領域信号の複素共役信号とを乗算し、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。この周波数領域乗算信号は、逆フーリエ変換部８において逆フーリエ変換され、図６に示すような相関信号に変換され、復調部９に供給される。

【００４３】

ここで、図６において、曲線イは、第１フィルタ手段３の周波数帯域幅がＡ、第２フィルタ手段６の周波数帯域幅がＡ’である場合の相関信号を示し、曲線ロは、第１フィルタ手段３の周波数帯域幅がＢ、第２フィルタ手段６の周波数帯域幅がＢ’である場合の相関信号を示す。

【００４４】

なお、これら曲線上のドット（黒色菱形または白色丸形）は、離散時間の相関値を示し、第１フィルタ手段３及び第２フィルタ手段６が抽出する有効サンプルの数が少なくなるほど、ドットの数も少なく示される。図１８に示される従来例による相関信号の曲線に比べると、同じ時間で相関値が最大になるが、逆フーリエ変換部８で相関信号出力するために使用したサンプル数は少なくなっているので、相関信号のサンプル数も少なくなる。

【００４５】

このような相関信号が復調部９に入力されると、図１５に図示された復調部４７と同様のＰＳＫ復調が行われて、送信データに対応した受信データが信号出力端子１２に出力される。なお、これらの一連の動作は、制御部１０の制御の基に行われるものである。

【００４６】

第１実施例による積和回数は次のようになる。なお、全サンプル数をN、第１フィルタ手段３及び第２フィルタ手段６が抽出する有効サンプル数をＮｓ（ただし、Ｎｓ＜N）とし、いずれも２の整数乗の数とする。

【００４７】

まず、第１フーリエ変換部２と第２フーリエ変換部５の積和回数は、従来例と同じく、それぞれ$Ｎｌｏｇ_2$　N回（複素数換算）となる。次に、乗算部７では、入力するサンプル数が第１フィルタ手段３及び第２フィルタ手段６によりＮｓに低減されるので、ここでの積和回数はＮｓ回（複素数換算）となる。同様に、逆フーリエ変換部８では、$Ｎｓｌｏｇ_2$　Ｎｓ回（複素数換算）となる。合計で、$２Ｎｌｏｇ_2$　Ｎ＋Ｎｓ＋$Ｎｓｌｏｇ_2$　Ｎｓ回（複素数換算）または、１６Ｎ＋$８Ｎｌｏｇ_2$　Ｎ＋１２Ｎｓ＋$４Ｎｓｌｏｇ_2$　Ｎｓ回（実数換算）となる。

【００４８】

このように、第１実施例では、乗算部７と逆フーリエ変換部８での積和回数が低減できるので、その分、迅速な同期捕捉を行うことができる。

【００４９】

ここで、図７は、第１実施例における全サンプル数と積和計算の回数との関係を示す特性図である。

【００５０】

図７において、曲線イは有効サンプル数Ｎｓを、Ｎｓ＝Ｎ／２に低減した際の特性であり、曲線ロは同サンプル数Ｎｓを、Ｎｓ＝Ｎ／８に低減した際の特性である。また、曲線ハは、比較のために挙げた第１フィルタ手段３及び第２フィルタ手段６を用いていない既知の拡散変調信号受信装置の特性であり、曲線ニ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。

【００５１】

図７の曲線イに示されるように、有効サンプル数Ｎｓを、Ｎｓ＝Ｎ／２に低減した第１実施例の拡散変調信号受信装置は、曲線ハに示されている既知の拡散変調信号受信装置に比べて、積和回数を示す計算量が約８１％に低減し、また、曲線ロに示されるように、有効サンプル数Ｎｓを、Ｎｓ＝Ｎ／８に低減した第１実施例の拡散変調信号受信装置は、曲線ハに示されている既知の拡散変調信号受信装置に比べて、積和回数を示す計算量が約６８％に低減している。

【００５２】

次に、図８は、本発明による拡散変調信号受信装置の第２実施例の要部構成を示すブロック図である

図８において、図１に図示された構成要素と同一の構成要素については同じ符号を付けている。

【００５３】

第２実施例と前記第１実施例とを比較すると、第２実施例は、第２フィルタ手段６の出力を乗算器７に供給する際に第１メモリ１６を介していること、及び、制御部１７は、図１に示された制御部１０が制御する各構成部分に加えて第１メモリ１６の制御も行っている点において第１実施例と異なっているが、その他の点には相違がない。

【００５４】

図８に示される第２実施例の動作について、図１に示される第１実施例の動作と異なる点について説明する。

【００５５】

まず、制御部１７は、参照信号発生部４及び第２フーリエ変換部５を動作させて、参照周波数領域信号を発生させ、その結果、第２フィルタ手段６を介して帯域制限された有効サ

ンプルが第１メモリ１６に出力される。このとき、制御部１７は、第１メモリ１６に対して、第２フィルタ手段６から出力されるサンプルを第１メモリ１６に書き込むと同時に、同じサンプルを乗算器７で出力するように制御する。続く、乗算部７と逆フーリエ変換部８の動作は、第１実施例における動作と同じであるので、逆フーリエ変換部８からは第１実施例で得られた相関信号と同じ相関信号が出力される。制御部１７は、以上のような制御を１周期分の参照信号が出力されるまで繰り返す。なお、この場合の積和回数は、第１実施例における積和回数と同じである。

【００５６】

１周期分の参照信号が出力された後、同じ参照信号を用いる場合、制御部１７は、参照信号発生部４及び第２フーリエ変換部５の動作を停止させて、今度は第１メモリ１６に記憶されている有効サンプルを乗算器７に出力させる。このとき、第１メモリ１６から出力されるサンプルは、参照信号発生部４及び第２フーリエ変換部５を動作させた場合に、第２フィルタ手段６から出力されるサンプルと同じであるので、逆フーリエ変換部８からは第１実施例で得られた相関信号と同じ相関信号が出力される。このとき、第２フーリエ変換部５は動作していないので、この分の積和回数が第１実施例における積和回数よりも少なくて済む。この場合、合計の積和回数は、$Nlog_2 N+Ns+Nslog_2 Ns$回（複素数換算）または、$8N+4Nlog_2 N+12Ns+4Nslog_2 Ns$回（実数換算）となる。

【００５７】

ここで、図９は、第２実施例における全サンプル数と積和回数との関係を示す特性図であり、第１実施例における図７に対応するものである。なお、図９中における各曲線の符号は図７に示された各曲線の符号と同じである。

【００５８】

第２実施例のように、第１メモリ１６から有効サンプルを出力させるようにした場合、曲線イに示されているように、Ｎｓ＝Ｎ／２としたとき、曲線ハに示されている既知の拡散変調信号受信装置に比べて、積和回数が約７２％に低減し、また、曲線ロに示されているように、Ｎｓ＝Ｎ／８としたとき、曲線ハに示されている既知の拡散変調信号受信装置に比べて、積和回数が約５４％に低減する。

【００５９】

なお、前記第１及び第２実施例においては、参照信号発生部４では送信機側で発生されるＰＮ符号を参照信号として発生させたが、図１０に示されように、ＰＮ符号を帯域制限した信号を参照信号として発生させるようにしてもよい。ここで、図１０に図示されるような参照信号を参照信号発生部４から発生させ、第２フーリエ変換部５に入力すると、図１１に示すような参照周波数領域信号が出力される。続いて、第１実施例の場合と同様に、第２フィルタ手段６の周波数帯域幅を、図１１に図示された範囲Ａ’またはＢ’になるように設定して動作させると、逆フーリエ変換部８から、図１２に示されるような相関信号が出力される。なお、図１２中における各曲線の符号は図６に示される各曲線の符号と同じである。このような帯域制限されたＰＮ符号を参照信号に用いたとしても、ＰＮ符号を用いた場合と同様に、図６に示されるような相関信号が得られる。

【００６０】

また、前記実施例においては、参照信号として送信機側で発生されるＰＮ符号または帯域制限されたＰＮ符号を用いたものであるが、本発明による参照信号はこのような符号または信号に限られるものではなく、送信機側で使用されたＰＮ符号と相関が高い符号または信号であれば他の符号または信号であってもよい。

【００６１】

さらに、前記第１及び第２実施例においては、第１フィルタ手段３及び第２フィルタ手段６により、図４、図５、図１１に示されるように周波数帯域を制限して有効サンプルを抽出している。このとき、第１及び第２実施例の説明で述べたように、直流を中心とした通過周波数帯域幅を１／Ｔｃまで狭帯域化して有効サンプルを抽出しても、図６または図１２に示されるように同じ時間で相関値が最大となる相関信号が得られる。上述のようなフ

ィルタは、よく知られているように、ベースバンド拡散変調信号及び参照信号のレートの１／２（＝１／２Ｔｃ）を通過周波数帯域幅の下限として設定したローパスフィルタによって実現することができる。

【００６２】

また、前記実施例においては、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。

【００６３】

【発明の効果】

以上のように、本発明によれば、第１フーリエ変換部でフーリエ変換したベースバンド拡散変調信号に対し、第１フィルタ手段を用いてその周波数帯域を制限し、また、第２フーリエ変換部でフーリエ変換した参照信号に対し、第２フィルタ手段を用いて同様にその周波数帯域を制限し、乗算部においてはフーリエ変換して周波数帯域を制限したベースバンド拡散変調信号と、フーリエ変換して周波数帯域を制限した参照信号の複素共役信号とを乗算し、逆フーリエ変換部において乗算部から出力された乗算信号を逆フーリエ変換して相関信号を求めるようにしているので、乗算部における乗算信号の発生時及び逆フーリエ変換部における乗算信号の逆フーリエ変換による相関信号の発生時に、それぞれ対象とするサンプル数が大幅に低減され、その結果、相関信号を得るまでの計算量が低減されることになって、迅速に同期捕捉を行うことが可能になるという効果がある。

【００６４】

なた、本発明によれば、第２フィルタ手段に第１メモリを設けたことにより、同一の参照信号を繰り返し使用する場合に、フーリエ変換されて周波数帯域が制限された参照信号を第１メモリから読み出すことが可能になり、これによって第２フーリエ変換部の積和の計算量がさらに低減され、より迅速に同期捕捉を行うことが可能にな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第１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符号及び本発明の拡散変調信号受信装置側で参照信号として用いられるＰＮ符号の一例を示す波形図である。

【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フーリエ変換部でフーリエ変換されたベースバンド拡散変調信号の一例を示す周波数スペクトラムと、第１フィルタ手段が有する周波数帯域幅を合わせて示す特性図である。

【図５】第２フーリエ変換部でフーリエ変換された参照信号（ＰＮ符号）の一例を示す周波数スペクトラムと、第２フィルタ手段が有する周波数帯域幅を合わせて示す特性図である。

【図６】参照信号発生部が参照信号（ＰＮ符号）を発生する場合に逆フーリエ変換部の出力に得られる相関信号の一例を示す特性図である。

【図７】図１に図示された第１実施例における全サンプル数と積和計算回数との関係を示す特性図である。

【図８】本発明による拡散変調信号受信装置の第２実施例の要部構成を示すブロック図である。

【図９】図８に図示された第２実施例における全サンプル数と積和計算回数との関係を示す特性図である。

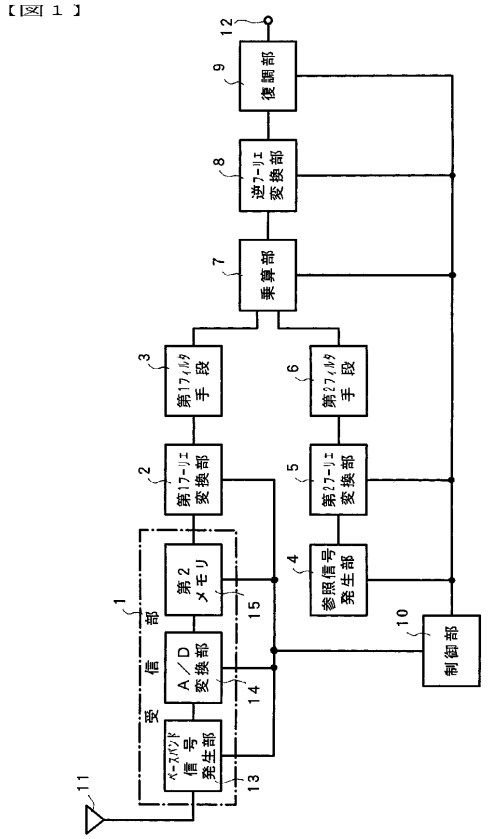
【図１０】参照信号発生部が参照信号として帯域制限されたＰＮ符号を発生する場合の信号の一例を示す信号波形図である。

【図１１】第２フーリエ変換部でフーリエ変換された参照信号（帯域制限されたＰＮ符号）の一例を示す周波数スペクトラムと、第２フィルタ手段が有する周波数帯域幅を合わせて示す特性図である。

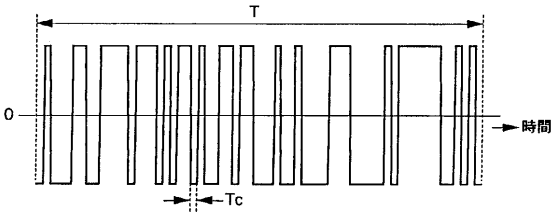
【図１２】参照信号発生部が参照信号（帯域制限されたＰＮ符号）を発生する場合に逆フ

ーリエ変換部の出力に得られる相関信号の一例を示す特性図である。
【図１３】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信号波形図である。
【図１４】１次（ＰＳＫ）変調信号、拡散変調信号及び帯域制限された拡散変調信号の周波数スペクトラム分布を示す特性図である。
【図１５】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を示すブロック図である。
【図１６】既知の拡散変調信号受信装置における第２フーリエ変換部でフーリエ変換された参照信号（ＰＮ符号）の一例を示す周波数スペクトラムを示す特性図である。
【図１７】既知の拡散変調信号受信装置における第１フーリエ変換部でフーリエ変換されたベースバンド拡散変調信号の一例を示す周波数スペクトラムを示す特性図である。
【図１８】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お出力に得られる相関信号の一例を示す信号波形図である。
【符号の説明】
１　受信部
２　第１フーリエ変換部
３　第１フィルタ手段
４　参照信号発生部
５　第２フィルタ手段
６　第２フーリエ変換部
７　乗算部
８　逆フーリエ変換部
９　復調部
１０、１７　制御部
１１　アンテナ
１２　信号出力端子
１３　ベースバンド信号発生部
１４　アナログ－ディジタル（Ａ／Ｄ）変換部
１５　第２メモリ
１６　第１メモリ

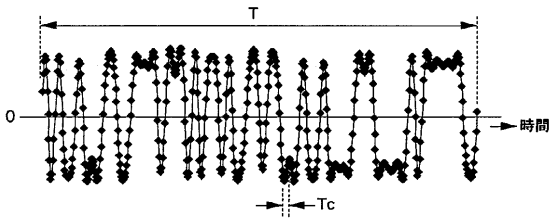
【図１】



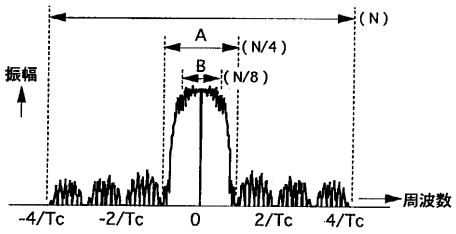
【図２】



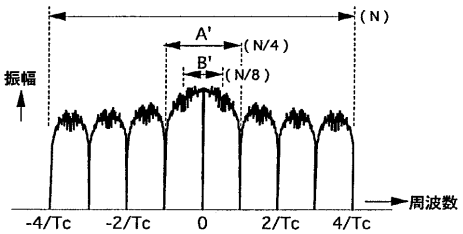
【図３】



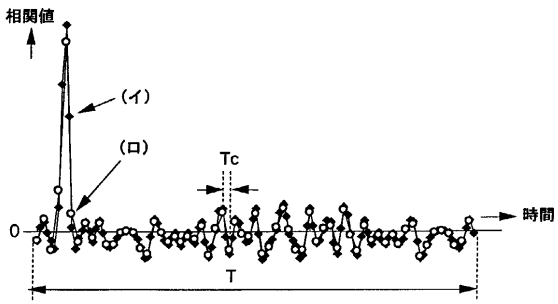
【図４】



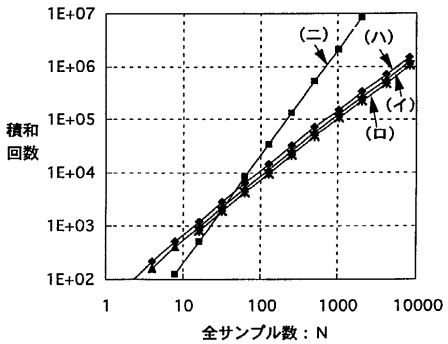
【図５】



【図６】

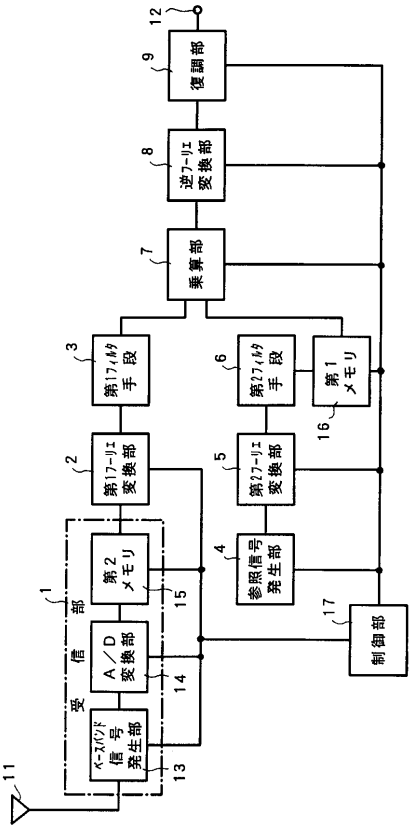


【図７】



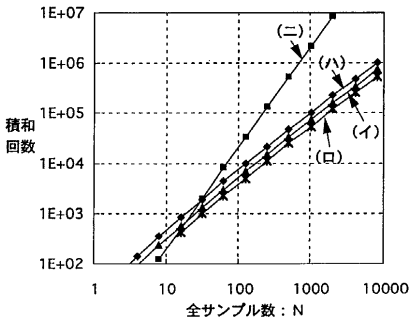
【図８】

【図８】



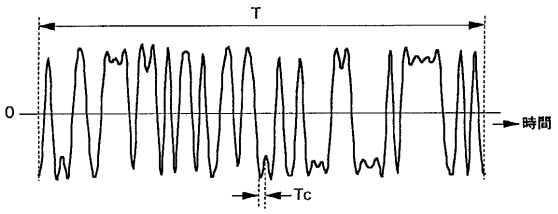
【図９】

【図９】



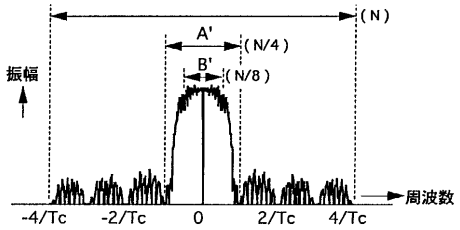
【図１０】

【図10】



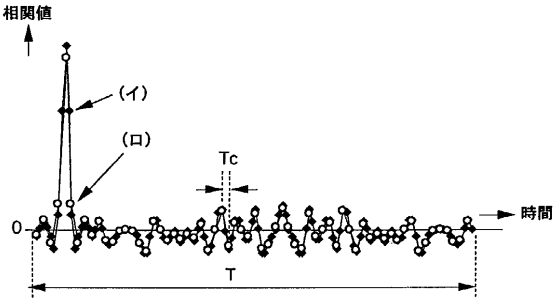
【図１１】

【図11】



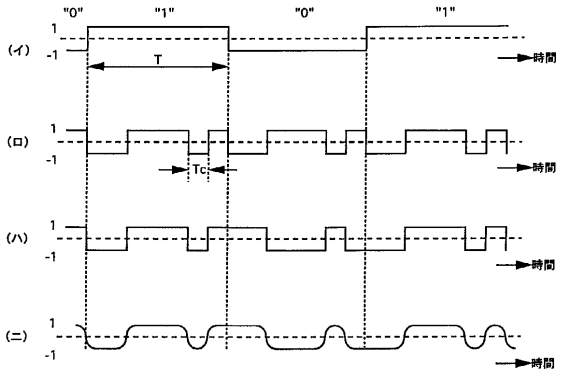
【図１２】

【図12】



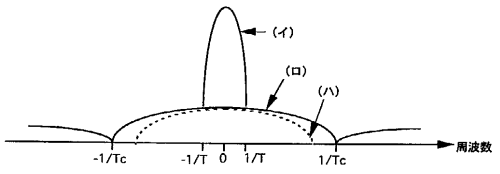
【図１３】

【図13】



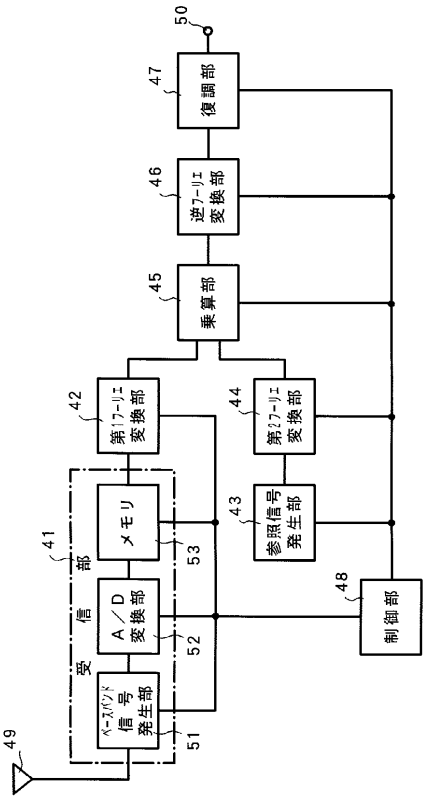
【図１４】

【図14】



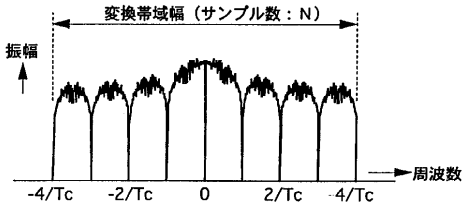
【図１５】

【図15】



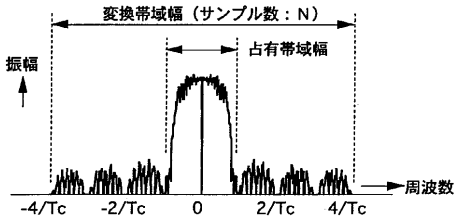
【図１６】

【図16】



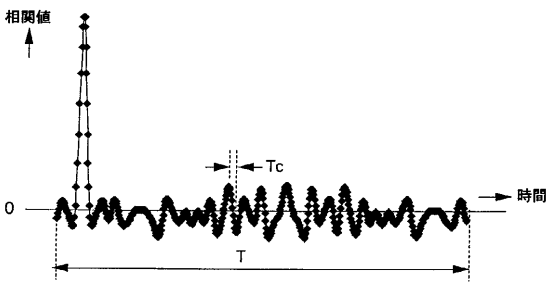
【図１７】

【図17】



【図１８】

【図18】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平９－１３８２５１（ＪＰ，Ａ）
国際公開第９８／１１６５７５（WO，Ａ１）
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）
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