

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4786434号
(P4786434)

(45) 発行日 平成23年10月5日(2011.10.5)

(24) 登録日 平成23年7月22日(2011.7.22)

(51) Int.Cl. F I
H04B 1/7085 (2011.01) H04J 13/00 415

請求項の数 4 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2006-168351 (P2006-168351)	(73) 特許権者	000004330
(22) 出願日	平成18年6月19日 (2006.6.19)		日本無線株式会社
(65) 公開番号	特開2007-336413 (P2007-336413A)		東京都三鷹市下連雀5丁目1番1号
(43) 公開日	平成19年12月27日 (2007.12.27)	(74) 代理人	100102130
審査請求日	平成21年6月15日 (2009.6.15)		弁理士 小山 尚人
		(74) 代理人	100110249
			弁理士 下田 昭
		(74) 代理人	100113022
			弁理士 赤尾 謙一郎
		(72) 発明者	喬 耘
			東京都三鷹市下連雀五丁目1番1号 日本無線株式会社内
		(72) 発明者	源田 正弘
			東京都三鷹市下連雀五丁目1番1号 日本無線株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散信号受信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

P Nコードによるスペクトラム拡散及びサブキャリアによるバイナリオフセットキャリア (BOC) 変調がされた信号を受信信号として逆拡散及びBOC復調を行うスペクトラム拡散信号受信装置であって、

いずれも前記PNコードと前記サブキャリアとを混合したBOCコードであり、互いに1/2チップだけ位相をずらした E_{BOC} 、 P_{BOC} 、 L_{BOC} の各BOCコードをそれぞれ生成するBOCコード生成器と、

前記PNコードであり、互いに1/2チップだけ互いに位相をずらした E_{PN} 、 P_{PN} 、 L_{PN} の各PNコードをそれぞれ生成するPNコード生成器と、

前記各BOCコード及び前記各PNコードに基づいて E' 、 P' 、 L' の各信号を生成する信号生成器と、

前記受信信号と前記各 E' 、 P' 、 L' 信号との相関をそれぞれ行う相関器と、

前記相関器で得られた相関値を積算した積算相関値を得る積算相関器と、

前記 P' 信号より位相の進んでいる前記 E' 信号及び前記 P' 信号より位相が遅れている前記 L' 信号により“ $E' - L' = 0$ ”となる制御を行って、前記 P' 信号の位相を追尾点とするように前記受信信号に追尾する追尾手段と、
を備え、

前記信号生成器は、前記“ ”を、前記追尾手段で“ $E' - L' = 0$ ”となる制御を行なうときの前記 E' 信号と前記 L' 信号の位相差としていて、

10

20

前記相関器で前記受信信号に対して前記各 E' 、 P' 、 L' 信号との相関を行うことにより、前記追尾手段による追尾を行うときの追尾点の $\pm 1/2$ の範囲以外で " $E' - L' = 0$ " となるサイドローブを除去する、

ことを特徴とするスペクトラム拡散信号受信装置。

【請求項 2】

前記信号生成器は、" $E' = E_{BOC} + E_{PN}$ 、 $L' = L_{BOC} - L_{PN}$ " の演算をそれぞれ行って、前記 E' 、 L' 信号の各信号を生成する、ことを特徴とする請求項 1 に記載のスペクトラム拡散信号受信装置。

【請求項 3】

前記信号生成器は、前記 E' 、 P' 、 L' の各信号を生成するのに代えて、" $E' - L' = (E_{BOC} + E_{PN}) - (L_{BOC} - L_{PN})$ " という信号を生成し、

前記相関器は、前記受信信号と前記各 E' 、 P' 、 L' 信号との相関をそれぞれ行うのに代えて、前記受信信号と前記 " $E' - L'$ " 信号との相関を行う、ことを特徴とする請求項 2 に記載のスペクトラム拡散信号受信装置。

【請求項 4】

複数の受信チャンネルごとに、前記受信信号を処理する前記 BOC コード生成器、前記 PN コード生成器、前記信号生成器、前記相関器、前記積算相関器、及び前記追尾手段を備えていること、を特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれかの一項に記載のスペクトラム拡散信号受信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、PN コードによるスペクトラム拡散及びサブキャリアによるバイナリオフセットキャリア変調がされた信号を受信して、逆拡散及びバイナリオフセットキャリア復調を行うスペクトラム拡散信号受信装置に関する。

【背景技術】

【0002】

一般に、PN (Pseudo Noise) コードにより拡散されたスペクトラム拡散信号は、図 6 (a) に示すような電力スペクトラムを示す。また、近年においては、PN コードに加えて PN コードのチップレートの整数倍となるサブキャリアを更に変調し、図 6 (a) における中心周波数 f_0 近辺の電力密度を分散するバイナリオフセットキャリア (BOC: Binary Offset Carrier) 変調方式も知られている (非特許文献 1 を参照)。図 6 (b) は、チップレートとサブキャリアとの比を 1 : 1 とした場合の BOC 変調方式の電力スペクトラムを示すものである。

【0003】

具体的に、1 : 1 の比率の BOC コードの構成例を図 7 に示す。PN コード (a) に PN コードと同じ周期の NRZ (Non Return Zero) の矩形波であるサブキャリア (b) を変調したのが BOC コード (c) である。

【0004】

このような BOC 変調方式で変調された受信信号を復調するに際し、CDMA (Code Division Multiple Access) 方式により複数の送信信号を受信可能な複数の受信チャンネルを備えた受信装置では、空中線で受信した信号は所望の利得を得て、所定の間周波数信号に周波数変換してから、各受信チャンネルで次のように処理する。

【0005】

すなわち、中間周波数信号に対して I 成分ローカル信号、Q 成分ローカル信号をそれぞれ混合してベースバンド変換し、I 成分のベースバンド信号、Q 成分のベースバンド信号を得る。また、レプリカ PN コードとサブキャリアとをそれぞれ生成して、これらを混合したレプリカ BOC コードを得る。そして、I 成分、Q 成分のベースバンド信号とレプリカ BOC コードとの相関処理を行なって相関値 (レプリカ BOC コードは所定の位相差で複数用意し、各レプリカ BOC コードとベースバンド信号との相関値を求める) を得、さ

10

20

30

40

50

らには積算相関値を得ることができる。

【0006】

このような受信装置では、中間周波数信号の初期捕捉を行った後、追尾を維持する制御ループを構成する。具体的には、コードの追尾点であるP位相を得るために、Pより位相の進んでいるE (Early) コード、及びPより位相が遅れているL (Late) コードを利用し、いわゆる“Early - Late”としたコード位相ディスクリミネート特性、すなわち“E - L = 0”となるような制御を行う。以下では、このような“E - L”の位相差を“ ”チップ(chip)と表現する。

【0007】

同時に、中間周波数信号に含まれる搬送波成分の初期捕捉を行った後、搬送波成分の追尾を維持するよう制御ループを構成する。

【0008】

そして、このような追尾動作を維持することで、送信信号に含まれるデータの復調、コード追尾情報、搬送波成分の追尾情報を得ることが可能となる。

【非特許文献1】Phillip W. Ward, A Design Technique to Remove the Correlation Ambiguity in Binary Offset Carrier (BOC) Spread Spectrum Signals, Proceeding of the Institute of Navigation 2004 National technical Meeting, 2004, Jan., pp886-896

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

スペクトラム拡散信号を復調するには、まずはスペクトラムの逆拡散を行う必要があるが、BOC復調方式では、通常のPNコード変調と比較して異なる積算相関特性を示す。

【0010】

すなわち、通常のPNコードの積算相関値は、図8(a)に示すように、理想的には±1チップの区間で、0チップを中心とした三角形状の積算相関値となる。

【0011】

そのため、±1チップの範囲内であれば、図8(b)に示すとおり、“E - L = 0”となるのは必ず0チップ付近となる。

【0012】

ところで、例えば瞬間的な受信中断が生じた後、再び受信が回復した場合には、受信中断直前の追尾情報を利用して再追尾を行うが、この場合に、補正できない若干の誤差が生じて、追尾点がわずかにずれる場合がある。

【0013】

このような場合にも、従来のPNコードによるスペクトラム拡散では、誤差が生じてても0チップ付近しか“E - L = 0”とならない為、位相追尾制御の過程で真の追尾点に引き込むことが可能である。

【0014】

しかしながら、BOC復調の場合には、図9(a)に示すとおり、±1チップの範囲内で相関利得は有するものの、+0.5チップ、-0.5チップの近傍で傾きの符号は反転する。従って、図9(b)に示すように、±1チップの範囲内で“E - L = 0”となる箇所は0チップ付近、-0.5チップ付近、+0.5チップ付近の3箇所に生じることになってしまう。

【0015】

そのため、BOC変調の場合は、瞬間的な受信中断が生じた後の受信の回復において、受信中断直前の追尾情報を利用して再追尾を行う際には、誤って真の位相Pに対して-0.5チップ、あるいは、+0.5チップ位相のずれた点に誤って追尾してしまう危険性がある。

【0016】

このような、誤追尾を回避するためには、追尾用のEコード、Lコードの位相位置に相関器を用意する他、少なくとも-0.5チップ、+0.5チップ位相のずれた位置の近傍

10

20

30

40

50

にも相関器を多数設ける必要がある。

【0017】

あるいは、追尾用のEコード及びLコードの位相位置に用いる相関器を使用して、少なくとも-0.5チップ、+0.5チップ位相のずれた位置の近傍でも測定するようにする必要がある。

【0018】

しかし、前者の場合は、数多くの相関器を用意しなければならないため、装置の製造コストを増大させてしまうという不具合がある。また、後者の場合は、処理のステップが多くなるため、再追尾を短時間で迅速に行うことができないという不具合がある。

【0019】

そこで、本発明の目的は、装置の製造コストの増大をもたらす回路規模の増大を招くことなく、再追尾を短時間で迅速に行うことである。

【課題を解決するための手段】

【0020】

本発明は、PNコードによるスペクトラム拡散及びサブキャリアによるバイナリオフセットキャリア(BOC)変調がされた信号を受信信号として逆拡散及びBOC復調を行うスペクトラム拡散信号受信装置であって、いずれも前記PNコードと前記サブキャリアとを混合したBOCコードであり、互いに $1/2$ チップだけ位相をずらした E_{BOC} 、 P_{BOC} 、 L_{BOC} の各BOCコードをそれぞれ生成するBOCコード生成器と、前記PNコードであり、互いに $1/2$ チップだけ互いに位相をずらした E_{PN} 、 P_{PN} 、 L_{PN} の各PNコードをそれぞれ生成するPNコード生成器と、前記各BOCコード及び前記各PNコードに基づいて E' 、 P' 、 L' の各信号を生成する信号生成器と、前記受信信号と前記各 E' 、 P' 、 L' 信号との相関をそれぞれ行う相関器と、前記相関器で得られた相関値を積算した積算相関値を得る積算相関器と、前記 P' 信号より位相の進んでいる前記 E' 信号及び前記 P' 信号より位相が遅れている前記 L' 信号により“ $E' - L' = 0$ ”となる制御を行って、前記 P' 信号の位相を追尾点とするように前記受信信号に追尾する追尾手段と、を備え、前記信号生成器は、前記“ ”を、前記追尾手段で“ $E' - L' = 0$ ”となる制御を行なうときの前記 E' 信号と前記 L' 信号の位相差としていて、前記相関器で前記受信信号に対して前記各 E' 、 P' 、 L' 信号との相関を行うことにより、前記追尾手段による追尾を行うときの追尾点の $\pm 1/2$ の範囲以外で“ $E' - L' = 0$ ”となるサイドローブを除去する、ことを特徴とするスペクトラム拡散信号受信装置である。

【0021】

この場合に、前記信号生成器は、“ $E' = E_{BOC} + E_{PN}$ 、 $L' = L_{BOC} - L_{PN}$ ”の演算をそれぞれ行って、前記 E' 、 L' 信号の各信号を生成するようにしてもよい。

【0022】

さらに、この場合に、前記信号生成器は、前記 E' 、 P' 、 L' の各信号を生成するのに代えて、“ $E' - L' = (E_{BOC} + E_{PN}) - (L_{BOC} - L_{PN})$ ”という信号を生成し、前記相関器は、前記受信信号と前記各 E' 、 P' 、 L' 信号との相関をそれぞれ行うのに代えて、前記受信信号と前記“ $E' - L'$ ”信号との相関を行うようにしてもよい。

【0023】

また、複数の受信チャンネルごとに、前記受信信号を処理する前記BOCコード生成器、前記PNコード生成器、前記信号生成器、前記相関器、前記積算相関器、及び前記追尾手段を備えるようにしてもよい。

【発明の効果】

【0024】

本発明によれば、図11の比較例の構成で、 ± 1 チップの範囲内で“ $E - L = 0$ ”となる箇所は0チップ付近、-0.5チップ付近、+0.5チップ付近の3箇所に生じるのに対して(図9(b))、本発明によれば、追尾点の $\pm 1/2$ の範囲以外で“ $E' - L'$

10

20

30

40

50

= 0”となるサイドローブを除去することができる（図3（d）に示す符号94の“E’-L’”処理を施した積算相関値を参照）。

【0025】

よって、数多くの相関器を用意しなくても、また、処理のステップが多くしなくても、真の位相からずれた点に誤追尾してしまうことを防止できるので、装置の製造コストの増大をもたらす回路規模の増大を招くことなく、再追尾を短時間で迅速に行うことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0026】

まず、本実施形態の比較例となるスペクトラム拡散信号受信装置について説明し、次に、当該スペクトラム拡散信号受信装置と比較しつつ、本実施形態のスペクトラム拡散信号受信装置について説明する。

【0027】

[比較例について]

図10は、PNコードによるスペクトラム拡散及びサブキャリアによるBOC変調がされた信号を受信信号として、逆拡散及びBOC復調を行うスペクトラム拡散信号受信装置301の構成例を示すブロック図である。スペクトラム拡散信号受信装置301において、電波を受信する空中線2で受信した受信信号は、ダウンコンバータ3において、所望の利得を与えられ、更に後段において処理可能な中間周波数信号Sに周波数変換される。この中間周波数信号Sは、ベースバンド処理部4で処理される。

【0028】

図11は、ベースバンド処理部4の回路構成を示すブロック図である。ここでPNコードのチップレートを f_{code} [Hz]、サブキャリアを f_{sub} [Hz]、中間周波数信号Sの中心周波数を f_0 とする。PNコードのチップレートとサブキャリアの関係を1:1とすると、“ $f_{code} = f_{sub}$ ”となる。また、BOC変調により中心周波数よりシフトした中間周波数信号Sの周波数を各々 f_L 、 f_H [Hz]とした場合、“ $f_L = f_0 - f_{sub}$ ” “ $f_H = f_0 + f_{sub}$ ”となる。

【0029】

ベースバンド処理部4では、CDMA方式により複数の送信信号を受信可能なように複数個の受信チャンネル（Nチャンネル）に対応している。各受信チャンネル部5は各受信チャンネルの回路を示す。この各受信チャンネル部5の回路構成は共通であるため、ここでは代表して第1受信チャンネルの回路構成について説明する。

【0030】

第1受信チャンネルの受信チャンネル部5において、PNコード発生器11は、中間周波数信号Sに含まれるPNコードと同一のレプリカPNコード列を発生する。

【0031】

サブキャリア発生器12は、この例ではレプリカPNコード列のチップレートと同一の周波数（ $f_{sub} = f_{code}$ ）のCW信号を発生する。

【0032】

サブキャリア混合器13は、PNコード発生器11が発生するレプリカPNコード列と、サブキャリア発生器12が発生するサブキャリアとを混合することにより、レプリカBOCコードを生成する。

【0033】

BOCコード位相遅延器14は、サブキャリア混合器13が出力するレプリカBOCコードから、例えば0.1チップ程度の位相差をもった複数のレプリカBOCコードE、P、Lを生成する。

【0034】

以上の動作と並行して、ローカル信号発生器15は、中間周波数信号Sに含まれる中間周波数成分 f_0 や受信信号に含まれるドップラ周波数偏差、送受信装置間のクロック誤差による微細な周波数偏差 f を除去するI成分ローカル信号及び当該I成分ローカル信号

10

20

30

40

50

に直交した Q 成分ローカル信号を発生する。この場合、両信号の周波数は、“ $f_0 + f$ [Hz]”である。

【 0 0 3 5 】

ベースバンド変換器 16_Q、16_Iは、中間周波数信号 S と、I 成分ローカル信号、Q 成分ローカル信号とをそれぞれ混合し、I 成分ベースバンド信号と Q 成分ベースバンド信号を生成するベースバンド変換を行う。

【 0 0 3 6 】

相関器 17 は、I 成分ベースバンド信号、Q 成分ベースバンド信号と、E, P, L のレプリカ BOC コードとの相関処理を行い、相関値を得る。

【 0 0 3 7 】

積算相関器 18 は、PN コードの繰り返し周期の間、相関器 17 で得られる各相関値を積算することで各積算相関値をそれぞれ得る。

【 0 0 3 8 】

制御部 21 は、マイクロコンピュータ等で構成され、積算相関器 18 で得られた各積算相関値を用い、制御部 21 の機能で実現される受信制御部 22 のコード制御器 14 は、中間周波数信号 S に含まれる信号成分の PN コードの初期捕捉を行った後、PN コードの追尾を維持する制御ループを構成する。

【 0 0 3 9 】

具体的には、コードの追尾点である P 位相を得るために、P より位相の進んでいる E (Early) 位相、及び P より位相が遅れている L (Late) 位相の信号を利用し、いわゆる Early Late としたコード位相ディスクリミネート特性、すなわち “ $E - L = 0$ ” となるよう制御を行う。

【 0 0 4 0 】

同時に、受信制御部 22 のローカル信号制御部 24 は、中間周波数信号 S に含まれる搬送波成分の初期捕捉を行った後、搬送波成分の追尾を維持するよう制御ループを構成する。

【 0 0 4 1 】

スペクトラム拡散信号受信装置 301 では、このような追尾動作を維持することで、送信信号に含まれるデータの復調、コード追尾情報、搬送波成分の追尾情報を得ることができる。

【 0 0 4 2 】

なお、ベースバンド処理部 4 では逆変換、BOC 復調を行い、図 11 の構成の後段でさらに復調を行って最終的な信号を得ることになる。

【 0 0 4 3 】

[実施形態 1 について]

図 1 は、本実施形態のスペクトラム拡散信号受信装置 1 の構成例を示すブロック図である。本実施形態のスペクトラム拡散信号受信装置 1 においても、前述の比較例と同様、電波を受信する空中線 2 で受信した信号は、ダウンコンバータ 3 において、所望の利得を与えられ、更に後段において処理可能な中間周波数信号 S に周波数変換される。この中間周波数信号 S はベースバンド処理部 4 で処理される。

【 0 0 4 4 】

図 2 は、ベースバンド処理部 4 の回路構成を示すブロック図である。図 2 の回路構成が図 11 のものと相違するのは、PN コード位相遅延器 31、整形レプリカコード発生器 32 をさらに備えている点にあり、図 11 の回路構成と同様の回路要素等については、同図と同一の符号を付して詳細な説明は省略する。

【 0 0 4 5 】

まず、BOC コード位相遅延器 14 は、例えば、各々 $1/2 = 0.1$ チップ程度の位相差をもったレプリカ BOC コード E_{BOC} , P_{BOC} , L_{BOC} を生成する。ここで、レプリカ BOC コードで中間的な位相をもつ P 信号を $P_{BOC}(t -)$ とすると、 E_{BOC} 信号、 L_{BOC} 信号 (それぞれ、 $E_{BOC}(t -)$ 、 $L_{BOC}(t -)$ とする)

10

20

30

40

50

は、

$$E_{BOC}(t - \tau) = P_{BOC}(t - \tau - 1/2T_c),$$

$$L_{BOC}(t - \tau) = P_{BOC}(t - \tau + 1/2T_c)$$

となる。BOCコード位相遅延器14、PNコード発生器11、サブキャリア発生器12、サブキャリア混合器13により、BOCコード生成器を実現している。

【0046】

同様に、PNコード位相遅延器31は、例えば、 $1/2T_c = 0.1$ チップ程度の位相差をもったレプリカPNコード E_{PN}, P_{PN}, L_{PN} を生成する。この中で中間的な位相をもつレプリカPNコード P_{PN} を $P_{PN}(t - \tau)$ と表すと、 E_{PN} 信号、 L_{PN} 信号（それぞれ、 $E_{PN}(t - \tau)$ 、 $L_{PN}(t - \tau)$ とする）は、

$$E_{PN}(t - \tau) = P_{PN}(t - \tau - 1/2T_c),$$

$$L_{PN}(t - \tau) = P_{PN}(t - \tau + 1/2T_c)$$

となる。PNコード発生器11、PNコード位相遅延器31により、PNコード生成器を実現している。なお、これらのBOCコード位相遅延器14、PNコード位相遅延器31は、具体的にはシフトレジスタなどで構成することができる。

【0047】

整形レプリカコード発生器32は、BOCコード位相遅延器14から出力される $E_{BOC}, P_{BOC}, L_{BOC}$ 、並びにPNコード位相遅延器31から出力される E_{PN}, P_{PN}, L_{PN} から、 E', P', L' 信号を生成する。この整形レプリカコード発生器32の具体的な動作については後述する。

【0048】

相関器17は、ベースバンド変換器16_Q、16_Iで得られたI成分ベースバンド信号、及びQ成分ベースバンド信号と、整形レプリカコード E', P', L' 信号との相関処理を各々行い、相関値を得る。

【0049】

制御部21の受信制御部22のコード制御部23は、積算相関器18で得られた各々の積算相関値を用い、中間周波数信号Sに含まれる信号成分のPNコードの初期捕捉を行った後、PNコードの追尾を維持する制御ループを構成して、追尾手段を実現する。具体的には、コードの追尾点であるP位相を得るために、Pより $1/2T_c$ チップ位相の進んでいるE(Early)コード(図2の整形レプリカコード E' 信号)、及びPより $1/2T_c$ チップ位相が遅れているL(Late)コード(図2では整形レプリカコード L' 信号)を利用して、いわゆる“Early-Late”としたコード位相ディスクリミネート特性、すなわち、“ $E' - L' = 0$ ”となるような制御を行う。

【0050】

同時に、ローカル信号制御部24は、中間周波数信号Sに含まれる搬送波成分の初期捕捉を行った後、搬送波成分の追尾を維持するような制御ループを構成する。

【0051】

更に上記の追尾動作を維持することで、送信信号に含まれるデータの復調、コード追尾情報、搬送波成分の追尾情報を得ることが可能となる。

【0052】

次に、整形レプリカコード発生器32の詳細な動作について説明する。

【0053】

整形レプリカコード発生器32は、レプリカBOCコード及びレプリカPNコードを用いて、

$$P' = P_{BOC} \quad (\text{すなわち、} P' \text{信号は、レプリカBOCコード} P_{BOC} \text{をそのまま使用する})$$

$$\dots\dots (1)$$

$$E' = E_{BOC} + E_{PN} \quad \dots\dots (2)$$

$$L' = L_{BOC} - L_{PN} \quad \dots\dots (3)$$

という演算処理を行う。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 4 】

次に、このような整形レプリカコード発生器 3 2 を設けたことによる作用について説明する。

【 0 0 5 5 】

まず、受信信号とレプリカ B O C コードとの積算相関値をとると、図 3 (a) に示すような積算相関値となる。そして、受信信号に対して、レプリカ P N コードのみを相関した積算相関値は図 3 (b) のような特性を示す。これは、デューティ 5 0 % の矩形波であるサブキャリアは、一致した状態で積分すれば相殺されて 0、位相が前後すれば、 $\pm 1 / 2$ となる積算相関を示すことになるためである。

【 0 0 5 6 】

前記の特性を利用した、受信信号と、“レプリカ B O C コード + レプリカ P N コード” との積算相関特性を、図 3 (c) の符号 9 0 に示す。同様に、受信信号と、“レプリカ B O C コード - レプリカ P N コード” の積算相関特性を、図 3 (c) の符号 9 1 に示す。

【 0 0 5 7 】

このような特性を利用した整形レプリカコードとして、E' 信号は P' 信号より 1 / 2 チップだけ位相を早め (前述の (2) 式)、L' 信号は P' 信号より 1 / 2 チップ位相を遅らせた (前述の (3) 式) 状態を、図 3 (d) に破線で示す (符号 9 2 , 9 3)。また、その状態で “ E' - L' ” 処理を施した積算相関値を図 3 (d) の実線で示す (符号 9 4)。

【 0 0 5 8 】

図 3 (d) の実線 9 4 の波形を、図 9 (b) の波形と比較すると、+ 0 . 5 チップ、- 0 . 5 チップ付近のサイドローブが除去されており、 $\pm 0 . 5$ チップの範囲で “ E - L = 0 ” となる箇所が 0 チップ近傍以外には生じないため、B O C 信号を受信する場合でも、誤追尾を回避できることがわかる。

【 0 0 5 9 】

なお、ここでは説明しやすいように、E 位相信号と L 位相信号を分けて出力して説明しているが、あらかじめ “ E - L ” 処理を施した E - L 位相信号を整形レプリカコード発生器 3 2 で減算処理により生成して出力しても、前述の作用を前述と同様に実現でき、この場合には、相関器と積算相関器の 1 回路分の削減をはかることができるので、装置のさらなる製造コストの低減を図ることもできる。

【 0 0 6 0 】

その場合、整形レプリカコード発生器 3 2 では、“ E' - L' = (E_{B O C} + E_{P N}) - (L_{B O C} - L_{P N}) ” の演算処理により、“ E' - L' ” という整形レプリカコードを生成し、この “ E' - L' ” 信号と受信信号との相関を相関器でとることにより、積算相関器で “ E' - L' ” 積算相関値を得る。

【 0 0 6 1 】

なお、本実施形態の目的は “ E - L ” 又は “ E' - L' ” のサイドローブを除去することであるため、P' 信号は前述のとおり、レプリカ B O C コード P_{B O C} をそのまま用いてもよい。

【 0 0 6 2 】

また、本実施形態では、サブキャリアの符号を前半 + 1、後半 - 1 として説明したが、送信信号の極性が変わったとしても補正方向を逆とするだけで同様の効果を得ることは容易である。

【 0 0 6 3 】

[実施形態 2 について]

次に、別の実施形態について説明する。

【 0 0 6 4 】

本実施形態のスペクトラム拡散信号受信装置 1 においても、図 1 を参照して説明した前述の実施形態 1 と同様、電波を受信する空中線 2 で受信した信号は、ダウンコンバータ 3 において、所望の利得を与えられ、更に後段において処理可能な中間周波数信号 S に周波

10

20

30

40

50

数変換される。この中間周波数信号 S はベースバンド処理部 4 で処理される。

【 0 0 6 5 】

図 4 は、本実施形態におけるベースバンド処理部 4 の回路構成を示すブロック図である。図 4 の回路構成が実施形態 1 の図 2 のものと相違するのは、相関器 1 7 にコード振幅抑圧相関器 3 3 を備えている点にあり、図 2 の回路構成と同様の回路要素等については、同図と同一の符号を付して詳細な説明は省略する。

【 0 0 6 6 】

実施形態 1 の構成によれば、BOC 変調受信信号であっても、レプリカコードを整形レプリカコード発生器 3 2 で整形することにより、図 8 (b) の PN コードと同様の特性を示していることから、以降は PN コード変調信号の受信の場合と同様に扱うことができる。

10

【 0 0 6 7 】

そこで、本実施形態 2 は、PN コード変調受信信号に対する有色雑音抑圧効果を得るための構成を実施形態 1 の構成に追加し、BOC 変調受信信号でも同様に有色雑音抑圧効果を得ようとするものである。

【 0 0 6 8 】

すなわち、コード振幅抑圧相関器 3 3 は、コード位相中心に対して \pm チップ (ただし、 < 1 チップ) の区間のみ相関値を 0 とする処理を施した信号を生成する (信号 とする)。

【 0 0 6 9 】

同様に、コード振幅抑圧相関器 3 3 は、コード位相中心 \pm チップ (ただし、 < 1 チップ) の区間のみ相関値を 0 とする信号を生成する (信号 とする)。

20

【 0 0 7 0 】

ここではまだ積算は実施しないが、積算相関値の最大値を 1 とした場合、前述の信号と受信信号との積算相関値は、 \pm の区間では積算値に加えられる相関値は 0 であるため、“ $1 -$ ” となる。同様に、前述の信号と受信信号との積算相関値は、 \pm の区間でも積算値に加えられる相関値は 0 であるため、“ $1 -$ ” となる。

【 0 0 7 1 】

コード振幅抑圧相関器 3 3 は、引き続き“信号 - 信号”の減算処理を行った信号を生成する。この信号と、受信信号との相関値を積算した結果得られる積算相関値は、上記より、“ $(1 -) - (1 -) = -$ ”となる。

30

【 0 0 7 2 】

コード振幅抑圧相関器 3 3 により、前述の E' 信号に“信号 - 信号”に相当する処理を施した信号を E'' 信号とし、前述の L' 信号に同様の処理を施したものを L'' とし、積算相関器 1 8 でベースバンド信号 I, Q 成分との積算相関値を得た後の、コード位相弁別信号である“E'' - L''”の積算相関値を図 5 に示す。

【 0 0 7 3 】

“ < 1 、 < 1 ”であることから、“ $- < 1$ ”であり、図 5 に示すとおり、前述した“E' - L'”積算相関値と比較して、本実施形態の“E'' - L''”積算相関値は、X 軸方向 (積算相関値振幅)、Y 軸方向 (積算相関値位相差) とともに縮小し、有色雑音の影響を軽減できることがわかる。

40

【 0 0 7 4 】

なお、コード振幅抑圧相関器 3 3 の具体的な構成など、本技術の詳細などについては、特許第 3 3 3 8 0 0 6 号公報に開示されている。同公報は、通常の PN 変調信号を対象とした技術に関するものであるが、BOC 変調信号にも同様に適用することができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 7 5 】

【 図 1 】本発明の実施形態 1 のスペクトラム拡散信号受信装置の概略構成を示すブロック図である。

【 図 2 】図 1 のスペクトラム拡散信号受信装置のベースバンド処理部の回路構成を示すブ

50

ロック図である。

【図3】合成レプリカコードによる相関積算値の説明図である。

【図4】本発明の実施形態2のスペクトラム拡散信号受信装置のベースバンド処理部の回路構成を示すブロック図である。

【図5】図4の構成による整形レプリカコードによる相関積算値の説明図である。

【図6】従来のスペクトラム拡散の電力スペクトラムを示すグラフである。

【図7】従来のPNコード、BOCコードを示すグラフである。

【図8】PNコード相関特性を示すグラフである。

【図9】BOCコード相関特性のグラフである。

【図10】比較例であるスペクトラム拡散信号受信装置の概略構成を示すブロック図である。

10

【図11】図10のスペクトラム拡散信号受信装置のベースバンド処理部の回路構成を示すブロック図である。

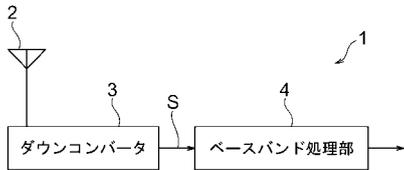
【符号の説明】

【0076】

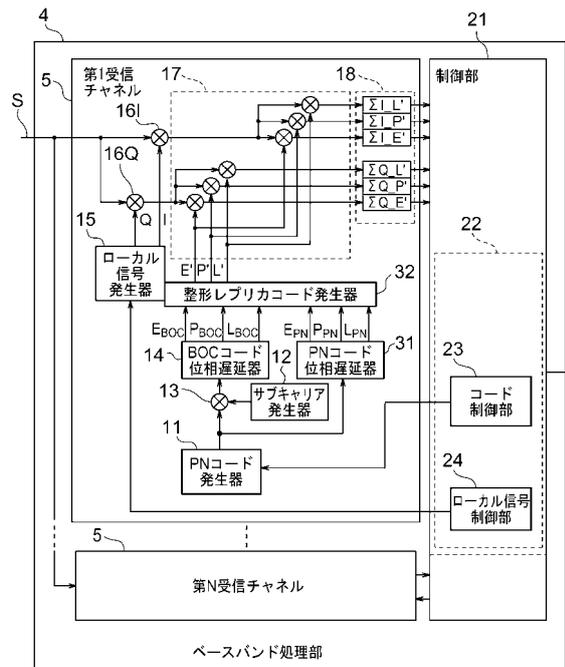
- 1 スペクトラム拡散信号受信装置
- 11 PNコード発生器
- 12 サブキャリア発生器
- 13 サブキャリア混合器
- 14 BOCコード位相遅延器
- 17 相関器
- 18 積算相関器
- 23 コード制御部
- 31 PNコード位相遅延器
- 32 整形レプリカコード発生器

20

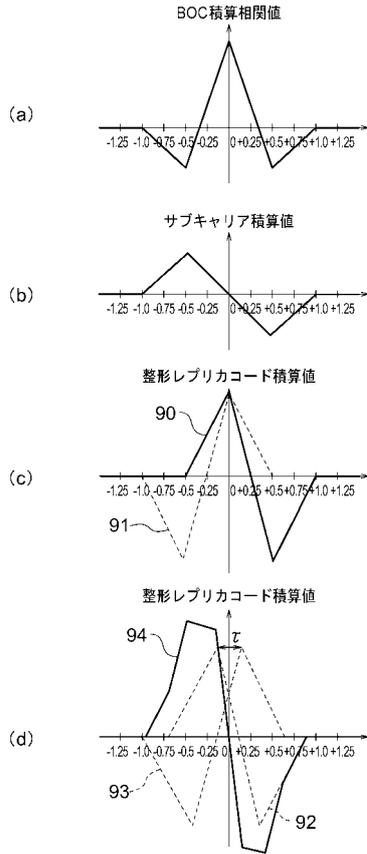
【図1】



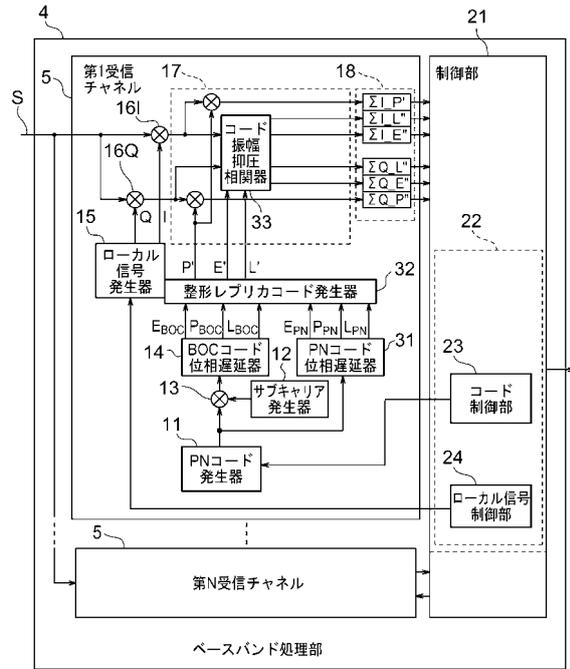
【図2】



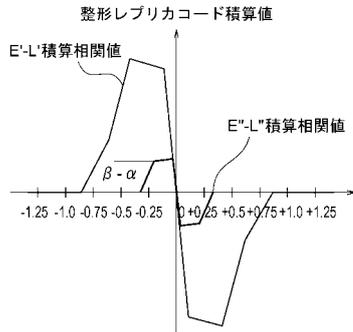
【図3】



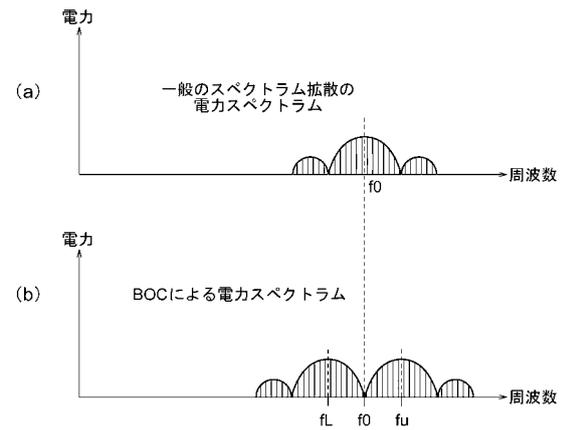
【図4】



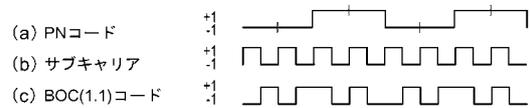
【図5】



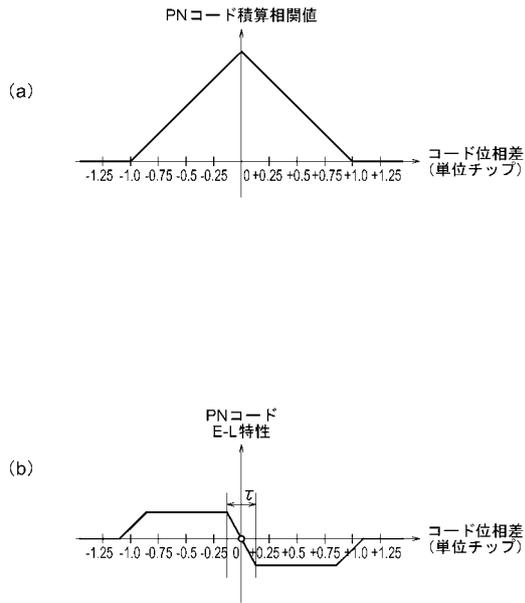
【図6】



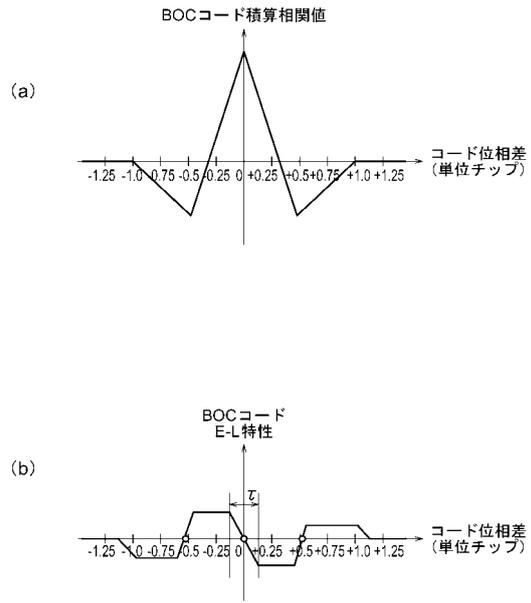
【図7】



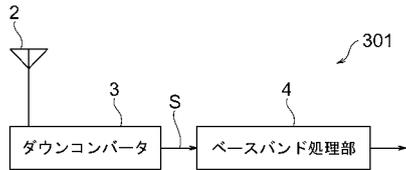
【図8】



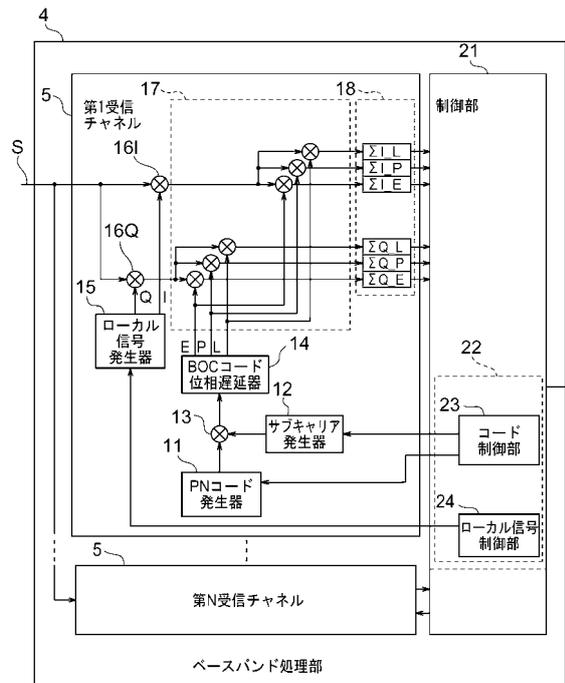
【図9】



【図10】



【図11】



フロントページの続き

(72)発明者 中村 幹男
東京都三鷹市下連雀五丁目1番1号 日本無線株式会社内

審査官 佐々木 洋

(56)参考文献 特開2005-229354(JP,A)
特表2008-512883(JP,A)
特開平05-191379(JP,A)
特開2002-353856(JP,A)
特表2009-516452(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 13/00 - 13/22
H04B 1/69 - 1/719