

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6314237号  
(P6314237)

(45) 発行日 平成30年4月18日 (2018. 4. 18)

(24) 登録日 平成30年3月30日 (2018. 3. 30)

(51) Int. Cl. F I  
H O 4 L 27/14 (2006.01) H O 4 L 27/14 B

請求項の数 37 (全 62 頁)

|               |                               |           |                          |
|---------------|-------------------------------|-----------|--------------------------|
| (21) 出願番号     | 特願2016-547850 (P2016-547850)  | (73) 特許権者 | 507200949                |
| (86) (22) 出願日 | 平成26年1月22日 (2014. 1. 22)      |           | ヨーロッパ スペース エージェンシー       |
| (65) 公表番号     | 特表2017-508362 (P2017-508362A) |           | フランス、エフー 7 5 7 3 8、パリ、セデ |
| (43) 公表日      | 平成29年3月23日 (2017. 3. 23)      |           | ックス 1 5、リュ マリオ ニキ 8-     |
| (86) 国際出願番号   | PCT/EP2014/051273             |           | 1 0                      |
| (87) 国際公開番号   | W02015/110155                 | (74) 代理人  | 100090398                |
| (87) 国際公開日    | 平成27年7月30日 (2015. 7. 30)      |           | 弁理士 大淵 美千栄               |
| 審査請求日         | 平成28年12月13日 (2016. 12. 13)    | (74) 代理人  | 100090387                |
|               |                               |           | 弁理士 布施 行夫                |
|               |                               | (72) 発明者  | ジュリオ コラヴォルペ              |
|               |                               |           | イタリア国 1-4 3 1 2 4 パルマ ス  |
|               |                               |           | トラデッロ アー ギレットティ 6        |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 衛星ベース自動識別システムの受信方法及び受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

A I S 規格に従って連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する方法であって、

A) 前記受信信号から生成されたサンプルシーケンスのサンプルを正規化して、正規化されたサンプルシーケンスを取得するステップであって、前記正規化されたサンプルシーケンスの各サンプルの振幅は 1 に等しい絶対値を有する、ステップと、

B) 前記正規化されたサンプルシーケンスに基づいて、前記受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定し、該推定された時間オフセット及び該推定された周波数オフセットを、前記正規化されたサンプルシーケンスの前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを補償することに用いて、補償されたサンプルシーケンスを取得するステップと、

C) 前記補償されたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求めるステップと、  
を含む、方法。

【請求項 2】

前記時間オフセットの前記推定値及び前記周波数オフセットの前記推定値は、フィードフォワードアルゴリズムに入力されたサンプルシーケンスの自己相関を行うことを含む該アルゴリズムによって求められる、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

10

20

前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、

前記正規化されたサンプルシーケンスをローパスフィルタによってフィルタリングして、フィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、

前記フィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求めることと、

前記フィルタリングされたサンプルシーケンス又は前記正規化されたサンプルシーケンスから得られた第1のサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて、前記周波数オフセットの前記推定値を求めることと、

前記時間オフセットの前記推定値に基づいて、前記正規化されたサンプルシーケンス又は該正規化されたサンプルシーケンスから得られた第2のサンプルシーケンスを補間することと、

10

前記周波数オフセットの前記推定値を用いて、前記正規化されたサンプルシーケンス又は該正規化されたサンプルシーケンスから得られた第3のサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得することと、を含む、請求項1又は2に記載の方法。

#### 【請求項4】

前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、

B1) 第1のローパスフィルタ(401)によって前記正規化されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、

20

B2) 前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求めることと、

B3) 前記第1の結果に基づいて、前記周波数オフセットの第1の推定値を求めることと、

B4) 前記周波数オフセットの前記第1の推定値を用いて前記正規化されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第1の補償されたサンプルシーケンスを取得することと、

を含む、請求項1又は2に記載の方法。

#### 【請求項5】

前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、

30

B5) 第2のローパスフィルタ(405)によって前記第1の補償されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、

B6) 前記第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて、前記周波数オフセットの第2の推定値を求めることと、

B7) 前記周波数オフセットの前記第2の推定値を用いて前記第1の補償されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第2の補償されたサンプルシーケンスを取得することと、

B8) 前記時間オフセットの前記推定値に基づいて前記第2の補償されたサンプルシーケンスを補間して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得することと、を更に含む、請求項4に記載の方法。

40

#### 【請求項6】

前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、

B1) 第1のローパスフィルタ(601; 801; 1001)によって前記正規化されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、

B2) 前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求めることと、

B3) 前記時間オフセットの前記推定値に基づいて前記正規化されたサンプルシーケンス

50

スを補間して、補間されたサンプルシーケンスを取得することと、を含む、請求項 1 又は 2 に記載の方法。

【請求項 7】

前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、

B 4) 第 2 のローパスフィルター (604; 804; 1004) によって前記補間されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、

B 5) 前記第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスをダウンサンプリングして、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを取得することと、

B 6) 前記第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第 2 の結果に基づいて、前記周波数オフセットの第 1 の推定値を求めることと、

B 7) 前記周波数オフセットの前記第 1 の推定値を用いて前記補間されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第 1 の補償されたサンプルシーケンスを取得することと、

を更に含む、請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、

B 8) 第 3 のローパスフィルター (608; 1008) によって前記第 1 の補償されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第 3 のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、

B 9) 前記第 3 のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第 3 の結果に基づいて、前記周波数オフセットの第 2 の推定値を求めることと、

B 10) 前記周波数オフセットの前記第 2 の推定値を用いて前記第 1 の補償されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得することと、

を更に含む、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 9】

前記第 1 の結果は、第 1 の自己相関アルゴリズムを前記第 1 のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得され、

前記第 2 の結果は、前記第 1 の自己相関アルゴリズムと異なる第 2 の自己相関アルゴリズムを前記第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得され、

前記第 1 の補償されたサンプルシーケンスは、前記補償されたサンプルシーケンスである、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 10】

前記第 1 の結果は、第 1 の自己相関アルゴリズムを前記第 1 のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得され、

前記第 2 の結果は、前記第 1 の自己相関アルゴリズムを前記ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得される、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 11】

前記第 1 の結果は、第 1 の自己相関アルゴリズムを前記第 1 のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得され、

前記第 2 の結果は、前記第 1 の自己相関アルゴリズムと異なる第 2 の自己相関アルゴリズムを前記第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得される、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 12】

前記第 3 の結果は、前記第 1 の自己相関アルゴリズムを前記第 3 のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得される、請求項 10 又は 11 に記載の

10

20

30

40

50

方法。

【請求項 1 3】

前記シンボルシーケンスを求める前記ステップにおいて、前記求められたシンボルのそれぞれは、対応する前記送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルである、請求項 1 ～ 1 2 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 1 4】

連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する方法であって、

B) 前記受信信号から生成されたサンプルシーケンスに基づいて、前記受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定し、該推定された時間オフセット及び該推定された周波数オフセットを、前記サンプルシーケンスの前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを補償することに用いて、補償されたサンプルシーケンスを取得するステップと、

C) 前記補償されたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求めるステップであって、該求められたシンボルのそれぞれは、対応する前記送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルである、ステップと、

を含み、

前記求められたシンボルシーケンスからパケットを生成することと、

前記パケットのチェックサムを計算することと、

前記チェックサムが、前記パケットが正しく復号化されていないことを示す場合、前記パケット内のシンボルペアを反転することであって、該シンボルペアの前記 2 つのシンボルは、更なるシンボルによって分離されていることと、

を更に含む、方法。

【請求項 1 5】

求められたシンボルごとに、該求められたシンボルが前記対応する送信シンボルと同一である確率を求めることを更に含む、請求項 1 3 又は 1 4 に記載の方法。

【請求項 1 6】

正しく復号化されていないと判断された前記パケットにおいて、前記対応する送信シンボルと同一である確率が最も低い第 1 のシンボルペアを求めることと、

前記求められた第 1 のシンボルペアの前記シンボルを反転することと、  
を更に含む、請求項 1 4 又は 1 5 に記載の方法。

【請求項 1 7】

正しく復号化されていないと判断された前記パケットにおいて、前記対応する送信シンボルと同一である確率が最も低い第 1 のシンボルペアと、前記対応する送信シンボルと同一である確率が次に最も低い第 2 のシンボルペアとを求めることと、

結果として得られるパケットのチェックサムが、該結果として得られるパケットが正しく復号化されたことを示すまで、必ずしもこの順序とは限らないが、前記第 1 のペアの前記シンボルのみを反転し、前記第 2 のペアの前記シンボルのみを反転し、前記第 1 のペア及び前記第 2 のペアの前記シンボルを同時に反転することと、  
を更に含む、請求項 1 4 又は 1 5 に記載の方法。

【請求項 1 8】

正しく復号化されていないと判断された前記パケットについて、エラーシーケンスを、前記チェックサムと、チェックサム値とエラーシーケンスとの関係を示す事前に記憶されたテーブルとに基づいて求めることと、

前記パケット内において、前記エラーシーケンスによって示された位置に位置するシンボルペアを反転することと、  
を更に含む、請求項 1 4 又は 1 5 に記載の方法。

【請求項 1 9】

前記サンプルシーケンスは、送信シンボル当たり第 1 の比率のサンプルを有し、

前記方法は、

前記補償されたサンプルシーケンスをダウンサンプリングして、ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを取得することであって、該ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスは、前記第1の比率のサンプルよりも少ない送信シンボル当たり第2の比率のサンプルを有することと、

前記ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応する前記シンボルシーケンスを求めることと、  
を更に含む、請求項1～18のいずれか1項に記載の方法。

【請求項20】

前記第1の比率は3以上であり、前記第2の比率は1である、請求項19に記載の方法

10

【請求項21】

D) 正しく復号化されたシンボルのパケットを識別することと、

E) 前記正しく復号化されたパケットから再構成された再構成信号を、前記サンプルシーケンスから差し引くことによって、前記正しく復号化されたパケットを前記サンプルシーケンスからキャンセルして、干渉がキャンセルされたサンプルシーケンスを取得することと、

請求項1～21のいずれか1項に記載の方法の前記ステップを、前記干渉がキャンセルされたシンボルシーケンスについて繰り返すことと、  
を更に含む、請求項1～20のいずれか1項に記載の方法。

20

【請求項22】

シンボルのパケットの復号化が失敗した場合に、

それぞれの前記パケットが受信された受信タイミングを求めることと、

前記受信タイミングにおいて信号を受信した可能性がある前記視野を求めることと、

前記受信タイミングにおいて前記視野内にいた潜在的な送信機のリストを取得することと、

前記潜在的な送信機のそれぞれについて、復号化が失敗した前記パケットのそれぞれの前記潜在的な送信機の識別子を前記パケットと相関させて相関値を取得することと、

前記相関値が所定の閾値を越えている前記潜在的な送信機のそれぞれに関係した事前に取得されたデータを取得することと、

30

前記事前に取得されたデータを用いて前記パケットを復号化することと、  
を更に含む、請求項1～21のいずれか1項に記載の方法。

【請求項23】

A I S規格に従って連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する受信機であって、

前記受信信号から生成されたサンプルシーケンスのサンプルを正規化して、正規化されたサンプルシーケンスを取得する正規化手段(231)であって、前記正規化されたサンプルシーケンスの各サンプルの振幅は1に等しい絶対値を有する、正規化手段(231)と、

前記正規化されたサンプルシーケンスに基づいて、前記受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定し、該推定された時間オフセット及び該推定された周波数オフセットを、前記正規化されたサンプルシーケンスの前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを補償することに用いて、補償されたサンプルシーケンスを取得する推定手段(232)と、

40

前記補償されたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求める復号化手段(235)と、  
を備える、受信機。

【請求項24】

前記推定手段(232)は、

前記正規化されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第1のフィルタリングさ

50

れたサンプルシーケンスを取得する第1のローパスフィルター(401)と、

前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求める時間オフセット推定手段(402)と、

前記第1の結果に基づいて前記周波数オフセットの第1の推定値を求める第1の周波数オフセット推定手段(403)と、

前記周波数オフセットの前記第1の推定値を用いて前記正規化されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第1の補償されたサンプルシーケンスを取得する第1の補償手段(404)と、

を備える、請求項23に記載の受信機。

10

【請求項25】

前記推定手段(232)は、

前記第1の補償されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第2のローパスフィルター(405)と、

前記第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて前記周波数オフセットの第2の推定値を求める第2の周波数オフセット推定手段(406)と、

前記周波数オフセットの前記第2の推定値を用いて前記第1の補償されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第2の補償されたサンプルシーケンスを取得する第2の補償手段(407)と、

20

前記時間オフセットの前記推定値に基づいて前記第2の補償されたサンプルシーケンスを補間して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得する補間手段(408)と、  
を更に備える、請求項24に記載の受信機。

【請求項26】

前記推定手段(232)は、

前記正規化されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第1のローパスフィルター(601; 801; 1001)と、

前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求める時間オフセット推定手段(602; 802; 1002)と、

30

前記時間オフセットの前記推定値に基づいて前記正規化されたサンプルシーケンスを補間して、補間されたサンプルシーケンスを取得する補間手段(603; 803; 1003)と、

を備える、請求項23に記載の受信機。

【請求項27】

前記推定手段(232)は、

前記補間されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第2のローパスフィルター(604; 804; 1004)と、

40

前記第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスをダウンサンプリングして、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを取得するダウンサンプリング手段(605; 805; 1005)と、

前記第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて前記周波数オフセットの第1の推定値を求める第1の周波数オフセット推定手段(606; 806; 1006)と、

前記周波数オフセットの前記第1の推定値を用いて前記補間されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第1の補償されたサンプルシーケンスを取得する第1の補償手段(607; 807; 1007)と、

を更に備える、請求項26に記載の受信機。

50

## 【請求項 28】

前記推定手段（232）は、

前記第1の補償されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第3のローパスフィルター（608；1008）と、

前記第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第3の結果に基づいて前記周波数オフセットの第2の推定値を求める第2の周波数オフセット推定手段（609；1009）と、

前記周波数オフセットの前記第2の推定値を用いて前記第1の補償されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得する第2の補償手段（610；1010）と、  
を更に備える、請求項27に記載の受信機。

10

## 【請求項 29】

前記復号化手段（235）は、求められるシンボルのそれぞれが、対応する前記送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルとなるように、前記シンボルシーケンスを求めるよう構成されている、請求項23～28のいずれか1項に記載の受信機。

## 【請求項 30】

連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する受信機であって、

前記受信信号から生成されたサンプルシーケンスに基づいて、前記受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定し、該推定された時間オフセット及び該推定された周波数オフセットを、前記サンプルシーケンスの前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを補償することに用いて、補償されたサンプルシーケンスを取得する推定手段（232）と、

20

前記補償されたサンプルシーケンスから、前記送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求める復号化手段（235）であって、該求められたシンボルのそれぞれは、対応する前記送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルである、復号化手段（235）と、

前記求められたシンボルシーケンスからパケットを生成するパケット生成手段と、

前記パケットのチェックサムを計算するチェックサム計算手段と、

30

前記チェックサムが、前記パケットが正しく復号化されていないことを示している場合には、前記パケット内のシンボルペアを反転する反転手段であって、該シンボルペアの前記2つのシンボルは、更なるシンボルによって分離されている、反転手段と、  
を備える、受信機。

## 【請求項 31】

前記復号化手段（235）は、求められたシンボルごとに、該求められたシンボルが前記対応する送信シンボルと同一である確率を求めるように更に構成されている、請求項30に記載の受信機。

## 【請求項 32】

正しく復号化されていないと判断された前記パケット内の前記対応する送信シンボルと同一である確率が最も低い第1のシンボルペアを求める手段を更に備え、

40

前記反転手段は、前記求められた第1のシンボルペアの前記シンボルを反転するように更に構成されている、請求項30又は31に記載の受信機。

## 【請求項 33】

正しく復号化されていないと判断された前記パケットにおいて、前記対応する送信シンボルと同一である確率が最も低い第1のシンボルペアと、前記対応する送信シンボルと同一である確率が次に最も低い第2のシンボルペアとを求める手段を更に備え、

前記反転手段は、結果として得られるパケットのチェックサムが、該結果として得られるパケットが正しく復号化されたことを示すまで、必ずしもこの順序とは限らないが、前記第1のペアの前記シンボルのみを反転し、前記第2のペアの前記シンボルのみを反転し

50

、前記第 1 のペア及び前記第 2 のペアの前記シンボルを同時に反転するように構成されている、請求項 3 0 又は 3 1 に記載の受信機。

【請求項 3 4】

正しく復号化されていないと判断された前記パケットについて、エラーシーケンスを、前記チェックサムと、チェックサム値とエラーシーケンスとの関係を示す事前に記憶されたテーブルとに基づいて求める手段を更に備え、

前記反転手段は、前記パケット内において、前記エラーシーケンスによって示された位置に位置するシンボルペアを反転するように更に構成されている、請求項 3 0 又は 3 1 に記載の受信機。

【請求項 3 5】

前記サンプルシーケンスは、送信シンボル当たり第 1 の比率のサンプルを有し、

前記受信機は、前記補償されたサンプルシーケンスをダウンサンプリングして、ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを取得するダウンサンプリング手段（2 3 3、2 3 4）を更に備え、該ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスは、前記第 1 の比率のサンプルよりも少ない送信シンボル当たり第 2 の比率のサンプルを有し、

前記復号化手段（2 3 5）は、前記ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応する前記シンボルシーケンスを求めるように構成されている、請求項 2 3 ～ 3 4 のいずれか 1 項に記載の受信機。

【請求項 3 6】

前記第 1 の比率は 3 以上であり、前記第 2 の比率は 1 である、請求項 3 5 に記載の受信機。

【請求項 3 7】

正しく復号化されたシンボルのパケットを識別する手段と、

前記正しく復号化されたパケットから再構成された再構成シンボルシーケンスを前記サンプルシーケンスから差し引くことによって、前記正しく復号化されたパケットを前記シンボルシーケンスからキャンセルして、更なる復調処理に用いられる、干渉がキャンセルされたサンプルシーケンスを取得するキャンセル手段と、  
を更に備える、請求項 2 3 ～ 3 6 のいずれか 1 項に記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、連続位相変調（C P M）によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する方法、及び C P M によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する装置（受信機）に関する。

【0 0 0 2】

本発明は、これに限られるものではないが、特に、自動識別システム（A I S）において 1 つ又は複数のメッセージを表す送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調することに適用可能である。本発明は、衛星等の宇宙船における A I S 受信機に適用されるのに特に適している。

【背景技術】

【0 0 0 3】

A I S は、位置、識別、コース及び速度に関する情報を含むデータを交換することを目的として、識別情報及びロケーション情報を艦艇及び海岸局に提供する。これは、艦艇が、幾つかの航行援助装置を用いた連続トラフィック監視によって、他の艦艇との衝突を予想し、ひいては、衝突を回避することを可能にする。加えて、A I S は、重要な艦艇監視サービスも沿岸警備隊又は捜索救難機関に提供する。

【0 0 0 4】

A I S は、時分割多重アクセス（T D M A）フレームワークにおいて固定長デジタルメッセージをブロードキャストすることに基づいている。送信されるシンボルシーケンスに対応する個々の A I S メッセージは、C P M によって変調される。A I S 装置を装備した

10

20

30

40

50

各艦艇は、26.67msの小さなスロットで情報（データ）をブロードキャストする。これらのスロットのそれぞれにおいて、256ビットのメッセージが、2つの超短波（VHF）搬送波上でバイナリーガウス最小シフトキーイング（GMSK）変調を用いて9600b/sのレートで送信される。近傍のAISエミッターは、パケット衝突を回避するために、すなわち、それぞれ異なるエミッターが同じタイムスロットにおいて2つ以上のパケットを放出することを回避するために互いに同期している（タイムスロットは、GPSによって提供された共通時間基準に基づいてグローバルに規定されている）。その結果、自己組織化時分割多重アクセス（SOTDMA）領域が形成される。各SOTDMA領域（SOTDMAセル）は、12ビット以下のパス遅延に対処するように設計されている。この12ビットのパス遅延は、約200海里の最大範囲になるが、通常、無線周波数カバレッジは約40海里に制限されている。この範囲内では、視程内の全ての艦艇が、それぞれ異なる艦艇によって送信されたバースト間のパケット衝突の防止を確保するSOTDMAプロトコルに従って送信を行う。

10

#### 【0005】

危険貨物の運搬、安全性及び違法操作への対抗を改善する試みが、衛星ベースAISの導入をもたらしてきた。衛星ベースAISは、標準的な地上VHF通信によって達成することができる距離よりも海岸線から大きく離れた距離にある艦艇の検出及び追跡を可能にし、そのため、岸から非常に長い距離にある艦艇を検出することができる。特に、600km～1000kmの範囲の高度を有する小型衛星のLEO（低地球軌道）コンステレーションが、グローバルカバレッジを提供することができる。各衛星には、数百海里以上に及ぶ視野を有するオンボードの小さなVHFアンテナが設けられ、このため、各衛星は、最大で数百個のSOTDMAセルを含む。

20

#### 【0006】

しかしながら、衛星ベースAISは、当初のAIS規格において検討されていなかった付加的な技術的課題と直面しなければならない。すなわち、それぞれ異なるSOTDMAセルに属する艦艇からのAISメッセージが同期されておらず、したがって、互いに衝突する可能性があること、エミッターに対する衛星運動が搬送波周波数の大きなドップラーシフトを誘発すること、信号対雑音比が地上AISにおけるものよりも低いこと、及び任意の所与の時点において視程内にある艦艇の集団間の相対伝播チャネル遅延が地上AISのものよりもはるかに大きいことと直面しなければならない。

30

#### 【0007】

これらの問題は、衛星ベースAISシステムの受信機アーキテクチャに関する特許文献1において対処されている。この受信機アーキテクチャは、図1に示すように、それぞれ異なる（ただし、一部重なり合っている）周波数帯域幅を処理する3つのゾーン復調器（zonal demodulator）からなる。AISチャネルのそれぞれの周波数帯域は、3つのサブバンドに更に分割され、これらのサブバンドのそれぞれは、ゾーン復調器のうちの対応する1つによって処理され、それによって、搬送波ドップラーダイバーシティが、それぞれの送信機までの距離及び対応するパス遅延の推定値を取得するのに利用される。干渉耐性メッセージ同期が、巡回冗長検査（CRC）支援技法によって行われる。複数の衝突メッセージが、復号化に成功したメッセージのデジタル再変調及びキャンセルによって検出される。

40

#### 【0008】

しかしながら、衛星ベースAISが直面している問題に対する上記解決策は、特に、AIS受信機において受信されるAISメッセージ間に激しい干渉をもたらす大量のトラフィックが存在する場合、及び0の長いシーケンスを含むAISメッセージが存在する場合では、パケットエラーレート（PER）及びビットエラーレート（BER）に関する改善が必要であることが分かる。後者の状況は、通常、送信する艦艇の緯度及び／又は経度が0度に近い場合、すなわち、赤道及び／又は0メジアンに近い場合、例えば、ギニア湾において起こる。

#### 【先行技術文献】

50

【特許文献】

【0009】

【特許文献1】欧州特許出願公開第2315366号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

本発明の目的は、上記で論述した従来技術の限界を克服することである。本発明の別の目的は、干渉が存在する状況において、PER及びBERに関して衛星ベースAISシステムにおける受信機の性能を改善することである。本発明の更に別の目的は、経度及び高度が0度に近い場合に、PER及びBERに関して衛星ベースAISシステムにおける受信機の性能を改善することである。

10

【課題を解決するための手段】

【0011】

上記目的に鑑み、本発明は、それぞれの独立請求項の特徴を有する、連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する方法、及び連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する受信機を提案する。本発明の好ましい実施形態は、従属請求項に記載されている。

【0012】

本発明の一態様によれば、連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する方法が、前記受信信号から生成されたサンプルシーケンスを正規化して、正規化されたサンプルシーケンスを取得するステップであって、前記正規化されたサンプルシーケンスの各サンプルの振幅は1に等しい絶対値（すなわち、大きさ）を有する、ステップと、前記正規化されたサンプルシーケンスに基づいて、前記受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定し、該推定された時間オフセット及び該推定された周波数オフセットを、前記正規化されたサンプルシーケンスの前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを補償することに用いて、補償されたサンプルシーケンスを取得するステップと、前記補償されたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求めるステップとを含む。前記方法は、前記サンプルシーケンスを前記受信信号から生成するステップを更に含むことができる。

20

【0013】

上記方法は、特許文献1に開示された従来技術のAIS受信機の各ゾーン復調器に適用することができる。本発明者らが見出したように、サンプルを1に正規化するステップを導入した結果、大量のトラフィックが存在する場合（すなわち、強い干渉が存在する場合）においてPER及びBERに関して性能が大幅に増大する。直観に反し、信号の復調にこの追加のステップを導入した結果、性能及び効率が全体的に改善される。すなわち、上記悪化させる状況がない場合の性能のいかなる低下も、これらの状況が存在する場合の性能の大幅な増大によってバランスされたものよりも大きい。その上、サンプルを1の絶対値に制限することによって、その後の処理ステップの全体的な計算負担が低減され、その結果、処理効率が全体的に向上し、及び／又はAIS受信機の前置検出ステージ、検出ステージ及び／又は後処理ステージにおいて僅かに効率が低いプロセスがあっても、より効果的に実施する余裕が与えられる。

30

40

【0014】

好ましくは、前記時間オフセットの前記推定値及び前記周波数オフセットの前記推定値は、フィードフォワードアルゴリズムに入力されたサンプルシーケンスの自己相関を行うことを含む該アルゴリズムによって求められる。更に好ましくは、前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、前記正規化されたサンプルシーケンスをローパスフィルタによってフィルタリングして、フィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、前記フィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求めることと、前記フィルタリングされたサンプルシーケンス又は前記正規化されたサンプルシーケ

50

ンスから得られた第1のサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて、前記周波数オフセットの前記推定値を求めることと、前記時間オフセットに関して訂正を行うために、前記時間オフセットの前記推定値に基づいて、前記正規化されたサンプルシーケンス又は該正規化されたサンプルシーケンスから得られた第2のサンプルシーケンスを補間することと、前記周波数オフセットの前記推定値を用いて、前記正規化されたサンプルシーケンス又は該正規化されたサンプルシーケンスから得られた第3のサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得することとを伴う。

**【0015】**

これによって、時間オフセット及び周波数オフセットの信頼性がありかつ正確な推定値を求めることができ、受信信号又は受信信号から得られたサンプルシーケンスは、当該受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットの影響の補償を受けることができる。その点に関して、時間オフセットは、受信機の固定タイムフレーム（例えば、GPSによって提供されるタイムフレーム）に対する受信信号のそれぞれのパケットの最初のビットのオフセットに対応し、周波数オフセットは、信号が送信されたそれぞれの搬送波周波数からの受信信号の実際の周波数のオフセット（衛星ベースAISでは、周波数オフセットはドップラーシフトに起因している）に対応する。補償の後、サンプルシーケンスは、パケット検出（パケット復号化）を受けることができ、このパケット検出の信頼性は、時間オフセット及び周波数オフセットの求められた信頼性がありかつ正確な推定値にアクセスすることによって高められる。ここで、時間オフセット及び周波数オフセットの推定値がより正確であるほど、その結果のBERは（及びこれに対応して、PERも）より低くなる。

**【0016】**

前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することが、第1のローパスフィルタによって前記正規化されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求めることと、前記第1の結果に基づいて、前記周波数オフセットの第1の推定値を求めることと、前記周波数オフセットの前記第1の推定値を用いて前記正規化されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第1の補償されたサンプルシーケンスを取得することとを伴う場合、特定の利点を得られる。前記周波数オフセットの前記第1の推定値を求めることは、前記時間オフセットの前記推定値に更に基づくことができる。好ましくは、前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、第2のローパスフィルタによって前記第1の補償されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、前記第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて、前記周波数オフセットの第2の推定値を求めることと、前記周波数オフセットの前記第2の推定値を用いて前記第1の補償されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第2の補償されたサンプルシーケンスを取得することと、前記時間オフセットの前記推定値に基づいて前記第2の補償されたサンプルシーケンスを補間して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得することとを更に含む。前記周波数オフセットの前記第2の推定値を求めることは、前記時間オフセットの前記推定値に更に基づくことができる。

**【0017】**

したがって、本発明による前置検出同期ステージ（すなわち、時間オフセット及び周波数オフセットの推定と、信号又はサンプルシーケンスの適切な補償の実行とを担当するステージ）は、周波数オフセット推定の2つのステージを含む。周波数オフセット推定の第2のステージは、周波数オフセット推定の第1のステージによって求められた第1の推定値に基づいて周波数オフセットの影響を補償されたサンプルシーケンスに対して操作を行い、このため、周波数オフセットのより正確な推定値を提供することができる。その点に関して、周波数オフセット推定の第1のステージ及び第2のステージを適用することは、

特に効率的である。なぜならば、これらのステージは、1の絶対値を有するサンプルのみを含む正規化されたサンプルシーケンスに適用されるからである。特に、フィルタリング及び自己相関において、性能の大幅な向上が正規化によって達成される。結論から述べると、サンプルシーケンスを正規化するステップと、2ステージプロセスにおいて周波数オフセットを推定するステップとを提供する本発明の組み合わせは、周波数推定の結果得られた推定値の全体的な性能及び精度の双方に関して有利である。この点に関して、本発明の方法は、バイアスされた周波数推定値を回避することにおいて特に効率的であることが判明した。

**【0018】**

代替的に、前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、第1のローパスフィルタによって前記正規化されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求めることと、前記時間オフセットの前記推定値に基づいて前記正規化されたサンプルシーケンスを補間して、補間されたサンプルシーケンスを取得することとを伴うことができる。前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、第2のローパスフィルタによって前記補間されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、前記第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスをダウンサンプリングして、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを取得することと、前記第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて、前記周波数オフセットの第1の推定値を求めることと、前記周波数オフセットの前記第1の推定値を用いて前記補間されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第1の補償されたサンプルシーケンスを取得することとを更に伴うことができる。前記周波数オフセットの前記第1の推定値を求めることは、前記時間オフセットの前記推定値に更に基づくことができる。

**【0019】**

上記に加えて、前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを推定することは、第3のローパスフィルタによって前記第1の補償されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得することと、前記第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第3の結果に基づいて、前記周波数オフセットの第2の推定値を求めることと、前記周波数オフセットの前記第2の推定値を用いて前記第1の補償されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得することとを更に伴うことができる。前記周波数オフセットの前記第2の推定値を求めることは、前記時間オフセットの前記推定値に更に基づくことができる。前記第1の結果は、第1の自己相関アルゴリズムを前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得することができ、前記第2の結果は、第1の自己相関アルゴリズムを前記ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得することができる。好ましい代替形態として、前記第1の結果は、第1の自己相関アルゴリズムを前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得され、前記第2の結果は、前記第1の自己相関アルゴリズムと異なる第2の自己相関アルゴリズムを前記第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得される。好ましくは、前記第3の結果は、前記第1の自己相関アルゴリズムを前記第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得される。

**【0020】**

本発明によれば、同じ自己相関アルゴリズムを第1の自己相関アルゴリズム及び第2の自己相関アルゴリズムとして用いることもできるし、それぞれ異なるアルゴリズムを用いることもできる。しかしながら、特定の利点は、それぞれ異なるアルゴリズムを用いることから得られることが分かっている。したがって、例えば、周波数オフセットの第1の粗

い（かつ時間効率の良い）推定を、第1のアルゴリズムを用いて実行することができ、周波数オフセットの精密な推定を、その後、求めることができる。本発明者らが見出したように、周波数オフセットの精密な推定の2つのステージを有する場合と比較した周波数オフセットの推定値の全体的な精度の低下は最小である一方、この方策は、時間及び計算労力の双方に関して性能及び効率を大幅に高め、受信信号を復調する対応する受信機の全体的な複雑度を低減する。

#### 【0021】

代替形態として、上記において、前記第1の結果は、第1の自己相関アルゴリズムを前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得することができ、前記第2の結果は、前記第1の自己相関アルゴリズムと異なる第2の自己相関アルゴリズムを前記ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用することによって取得することができ、前記第1の補償されたサンプルシーケンスは、前記補償されたサンプルシーケンスとすることができる。

10

#### 【0022】

第2の自己相関アルゴリズムの適切な選択によって、必要な場合には、周波数オフセットの非常に高速な推定を取得することができる。

#### 【0023】

前記シンボルシーケンスを求める前記ステップにおいて、前記求められたシンボルのそれぞれは、対応する前記送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルである場合、特定の利点が得られる。

20

#### 【0024】

本発明の別の態様によれば、連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する方法は、前記受信信号から生成されたサンプルシーケンスに基づいて、前記受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定し、該推定された時間オフセット及び該推定された周波数オフセットを、前記サンプルシーケンスの前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを補償することに用いて、補償されたサンプルシーケンスを取得するステップと、前記補償されたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求めるステップであって、該求められたシンボルのそれぞれは、対応する前記送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルである、ステップとを含む。前記方法は、前記サンプルシーケンスを前記受信信号から生成するステップを更に含むことができる。

30

#### 【0025】

したがって、本発明の方法は、検出ステージにおいて軟入力軟出力（SISO）アルゴリズムを用いる。従来技術において行われるように、全体として、送信シーケンスに対応する確率が最も高いビット（シンボル）のシーケンスを出力する代わりに、ここでは、確率（尤度）に基づく決定がシンボルごとに別々に行われる。これは、パケット間に干渉がある場合に特に有利である。パケット間に干渉がある場合、従来技術では、パケットが正しく復号化されない場合がある。これとは対照的に、本発明によれば、復号化されたパケット又はサンプルシーケンスが正しくないと判明した場合、正しいパケット又はシーケンスを取得するために、個々のシンボル又はシンボルペアを検討する後処理技法を適用することができる。明らかに、そのような後処理技法は、復号化されたパケット又はシーケンスが全体として扱われる従来技術では可能ではない。

40

#### 【0026】

求められたシンボルごとに、該求められたシンボルが前記対応する送信シンボルと同一である確率を求めることが更に提案される。

#### 【0027】

上記に示したように、個々のシンボルが正しい確率（尤度）の知識を有することによって、誤って復号化されたパケットを訂正する非常に効率的な後処理技法の適用が可能になる。例えば、一般によくあるように、パケットの少数のシンボルしか誤っていない場合、それらの誤ったシンボルは、個々の確率を参照して、最も低い確率を有するシンボルを識

50

別することによって識別することができる。したがって、誤ったシンボルは、訂正することができる可能性があり、それによって、正しく復号化されたパケットが効率的に取得される。

#### 【0028】

本方法が、前記求められたシンボルシーケンスからパケットを生成することと、前記パケットのチェックサムを計算することと、前記チェックサムが、前記パケットが正しく復号化されていないことを示す場合、前記パケット内のシンボルペアを反転することによって、該シンボルペアの前記2つのシンボルは、更なるシンボルによって分離されていることを更に含む場合、更なる利点を得られる。

#### 【0029】

復号化されたパケットのシンボルの確率（尤度）が準備されていると、誤って復号化されたパケット内の誤っている可能性が最も高いシンボルを求めることができる。これらのシンボルの値を変更（反転）することによって、正しいパケット又はシーケンスを取得することができる可能性がある。本発明者らが認識しているように、復号化されたパケット内のエラーは、更なるシンボルによって分離されたシンボル対（ペア）、すなわち、「 $p_1 | x | p_2$ 」のペアにほぼ常時発生する。ここで、「 $p_1$ 」及び「 $p_2$ 」は、上記ペアのシンボルであり、必ずしも同一ではなく、「 $x$ 」は、このペアのシンボルを分離する更なるシンボルを示す。その場合、そのようなペアのシンボルを同時に反転することによって、正しいパケットを取得することができる可能性がある。

#### 【0030】

好ましくは、本方法は、正しく復号化されていないと判断された前記パケットにおいて、前記対応する送信シンボルと同一である確率が最も低い第1のシンボルペアを求めることと、前記求められた第1のシンボルペアの前記シンボルを反転することとを更に含む。更に好ましい代替形態として、本方法は、正しく復号化されていないと判断された前記パケットにおいて、前記対応する送信シンボルと同一である確率が最も低い第1のシンボルペアと、前記対応する送信シンボルと同一である確率が次に最も低い第2のシンボルペアとを求めることと、結果として得られるパケットのチェックサムが、該結果として得られるパケットが正しく復号化されたことを示すまで、必ずしもこの順序とは限らないが、前記第1のペアの前記シンボルのみを反転し、前記第2のペアの前記シンボルのみを反転し、前記第1のペア及び前記第2のペアの前記シンボルを同時に反転することとを更に含む。また更に好ましい代替形態として、本方法は、正しく復号化されていないと判断された前記パケットについて、エラーシーケンスを、前記チェックサムと、チェックサム値とエラーシーケンスとの関係を示す事前に記憶されたテーブルとに基づいて求めることと、前記パケット内において、前記エラーシーケンスによって示された位置に位置するシンボルペアを反転することとを含む。

#### 【0031】

通常、パケット当たりの少数（すなわち、1つ又は2つ）のシンボルペアのみが正しくなく、そのため、上記方法によって、正しく復号化されたパケットに非常に効率的に到達することが可能になる。本発明者らが更に見出したように、正しくないパケットのチェックサムは、エラーパターンを示す。このエラーパターンは、正しくないシンボルペア（複数の場合もある）のロケーションを示す。エラーシーケンスによって示されたシンボルペア（複数の場合もある）を反転することによって、後処理の効率を更に高めることができる。

#### 【0032】

本発明の方法において、前記サンプルシーケンスは、送信シンボル当たり第1の比率のサンプルを有することができ、前記方法は、前記補償されたサンプルシーケンスをダウンサンプリングして、ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを取得することによって、該ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスは、前記第1の比率のサンプルよりも少ない送信シンボル当たり第2の比率のサンプルを有することと、前記ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応する前記

シンボルシーケンスを求めることとを更に含むことができる。好ましくは、前記第1の比率は3以上であり、前記第2の比率は1である。

#### 【0033】

これによって、復号化ステージの効率を向上させることができると同時に、時間オフセット及び周波数オフセットの双方の推定の精度が高められる。送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求めることにシンボル当たりより少数のサンプルを用いることによって、本方法及び対応する受信機の複雑度が低減される一方、これまでと同様に最適な検出を実行することができる。

#### 【0034】

前記方法は、正しく復号化されたシンボルのパケットを識別することと、前記シンボルシーケンスから、前記正しく復号化されたパケットから再構成された再構成シンボルシーケンスを差し引くことによって、前記正しく復号化されたパケットを前記シンボルシーケンスからキャンセルして、干渉がキャンセルされたシンボルシーケンスを取得することと、上述のステップを、前記干渉がキャンセルされたシンボルシーケンスについて繰り返すこととを更に含むことが更に提案される。

#### 【0035】

衛星ベースAISの場合、個々の送信機からのメッセージは、受信機の内部タイムフレーム（例えば、GPSによって提供される）と同期がずれて受信機に到着し、その上、互いに重なり合う（すなわち、干渉する）場合がある。しかしながら、所与の時間区間の間の1つ又は複数のパケットが復号化に成功した場合、これらのパケットは、この所与の時間区間において受信信号又は受信信号から生成されたサンプルシーケンスから差し引くことができる。それによって、復号化に成功したこれらのパケットによる干渉は、受信信号又は受信信号から生成されたサンプルシーケンスからキャンセルされ、干渉に起因して以前に復号化が失敗していた（又は復号化が試みられていない）更なるパケットを今度は復号化することができる。このため、この方策によって、特に衛星ベースAISの場合に生じる、それぞれ異なる送信機のパケット間に干渉がある場合に、復号化に成功するパケットの比率が高まる。

#### 【0036】

本方法が、シンボルのパケットの復号化が失敗した場合に、それぞれの前記パケットが受信された受信タイミングを求めることと、前記受信タイミングにおいて信号を受信した可能性のある前記視野を求めることと、前記受信タイミングにおいて前記視野内にいた潜在的な送信機のリストを取得することと、前記潜在的な送信機のそれぞれについて、復号化が失敗した前記パケットのそれぞれの前記潜在的な送信機の識別子を前記パケットと相関させて相関値を取得することと、前記相関値が所定の閾値を越えている前記潜在的な送信機のそれぞれに関係した事前に取得されたデータを取得することと、前記事前に取得されたデータを用いて前記パケットを復号化することとを更に含む場合、更なる利点が得られる。

#### 【0037】

通常、誤って復号化されたことが判明し、後処理技法を用いて訂正することもできないパケットは廃棄される。しかしながら、これらのパケットは、利用可能なアプリアリな情報を考慮に入れると、復号化することができる可能性がある。通常の実機は、いわゆるデータ支援復号化を実行する十分な計算リソースを所有していないが、正しくないパケットを、地上サイト等の十分な計算リソースを有するリモートサイトに送信することができる。以前に取得された情報から得ることができるか又は以前に取得された情報に対応する利用可能なアプリアリな情報を用いると、パケット復号化の信頼性、すなわち、所与のパケットが正しく復号化される機会を高めることができる。AISの場合、アプリアリな情報は、AISメッセージのそれぞれのフィールドに含まれる艦艇の海事モバイルサービス識別子(MMSI)の形態及び艦艇の予想位置の形態で利用可能である。

#### 【0038】

本発明の別の態様によれば、連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンス

10

20

30

40

50

に關係した受信信号を復調する受信機が、前記受信信号から生成されたサンプルシーケンスのサンプルを正規化して、正規化されたサンプルシーケンスを取得する正規化手段であって、前記正規化されたサンプルシーケンスの各サンプルの振幅は1に等しい絶対値を有する、正規化手段と、前記正規化されたサンプルシーケンスに基づいて、前記受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定し、該推定された時間オフセット及び該推定された周波数オフセットを、前記正規化されたサンプルシーケンスの前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを補償することに用いて、補償されたサンプルシーケンスを取得する推定手段と、前記補償されたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求める復号化手段とを備える。前記受信機は、前記受信信号に基づいて前記サンプルシーケンスを生成するサンプリング手段を更に備えることができる。

10

#### 【0039】

前記推定手段は、前記正規化されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第1のローパスフィルタと、前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求める時間オフセット推定手段と、前記第1の結果に基づいて前記周波数オフセットの第1の推定値を求める第1の周波数オフセット推定手段と、前記周波数オフセットの前記第1の推定値を用いて前記正規化されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第1の補償されたサンプルシーケンスを取得する第1の補償手段とを備える場合、特定の利点を得られる。前記第1の周波数オフセット推定手段は、前記時間オフセットの前記推定値に更に基づいて、前記周波数オフセットの前記第1の推定値を求めるように構成することができる。好ましくは、前記推定手段は、前記第1の補償されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第2のローパスフィルタと、前記第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて前記周波数オフセットの第2の推定値を求める第2の周波数オフセット推定手段と、前記周波数オフセットの前記第2の推定値を用いて前記第1の補償されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第2の補償されたサンプルシーケンスを取得する第2の補償手段と、前記時間オフセットの前記推定値に基づいて前記第2の補償されたサンプルシーケンスを補間して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得する補間手段とを更に備える。前記第2の周波数オフセット推定手段は、前記時間オフセットの前記推定値に更に基づいて、前記周波数オフセットの前記第2の推定値を求めるように構成することができる。

20

30

#### 【0040】

代替的には、前記推定手段は、前記正規化されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第1のローパスフィルタと、前記第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて、前記時間オフセットの前記推定値を求める時間オフセット推定手段と、前記時間オフセットの前記推定値に基づいて前記正規化されたサンプルシーケンスを補間して、補間されたサンプルシーケンスを取得する補間手段とを備えることができる。前記推定手段は、前記補間されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第2のローパスフィルタと、前記第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスをダウンサンプリングして、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを取得するダウンサンプリング手段と、前記第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて前記周波数オフセットの第1の推定値を求める第1の周波数オフセット推定手段と、前記周波数オフセットの前記第1の推定値を用いて前記補間されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、第1の補償されたサンプルシーケンスを取得する第1の補償手段とを更に備えることができる。前記第1の周波数オフセット推定手段は、前記時間オフセットの前記推定値に更に基づいて、前記周波数

40

50

オフセットの前記第1の推定値を求めるように構成することができる。

【0041】

上記に加えて、前記推定手段は、前記第1の補償されたサンプルシーケンスをフィルタリングして、第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスを取得する第3のローパスフィルタと、前記第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第3の結果に基づいて前記周波数オフセットの第2の推定値を求める第2の周波数オフセット推定手段と、前記周波数オフセットの前記第2の推定値を用いて前記第1の補償されたサンプルシーケンスの前記周波数オフセットを補償して、前記補償されたサンプルシーケンスを取得する第2の補償手段とを更に備えることができる。前記第2の周波数オフセット推定手段は、前記時間オフセットの前記推定値に更に基づいて、前記周波数オフセットの前記第2の推定値を求めるように構成することができる。

10

【0042】

好ましくは、前記復号化手段は、求められるシンボルのそれぞれが、対応する前記送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルとなるように、前記シンボルシーケンスを求めるよう構成されている。

【0043】

本発明の更に別の態様によれば、連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する受信機は、前記受信信号から生成されたサンプルシーケンスに基づいて、前記受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定し、該推定された時間オフセット及び該推定された周波数オフセットを、前記サンプルシーケンスの前記時間オフセット及び前記周波数オフセットを補償することに用いて、補償されたサンプルシーケンスを取得する推定手段と、前記補償されたサンプルシーケンスから、前記送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスを求める復号化手段であって、該求められたシンボルのそれぞれは、対応する前記送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルである、復号化手段とを備える。前記受信機は、前記サンプルシーケンスを前記受信信号から生成するサンプリング手段を更に備えることができる。

20

【0044】

好ましくは、前記復号化手段は、求められたシンボルごとに、該求められたシンボルが前記対応する送信シンボルと同一である確率を求めるように更に構成されている。

【0045】

受信機が、前記求められたシンボルシーケンスからパケットを生成するパケット生成手段と、前記パケットのチェックサムを計算するチェックサム計算手段と、前記チェックサムが、前記パケットが正しく復号化されていないことを示している場合には、前記パケット内のシンボルペアを反転する反転手段であって、該シンボルペアの前記2つのシンボルは、更なるシンボルによって分離されている、反転手段とを更に備える場合も有利である。

30

【0046】

好ましくは、受信機は、正しく復号化されていないと判断された前記パケット内の前記対応する送信シンボルと同一である確率が最も低い第1のシンボルペアを求める手段を更に備え、前記反転手段は、前記求められた第1のシンボルペアの前記シンボルを反転するように更に構成されている。代替的には、受信機は、正しく復号化されていないと判断された前記パケットにおいて、前記対応する送信シンボルと同一である確率が最も低い第1のシンボルペアと、前記対応する送信シンボルと同一である確率が次に最も低い第2のシンボルペアとを求める手段を備えることができ、前記反転手段は、結果として得られるパケットのチェックサムが、該結果として得られるパケットが正しく復号化されたことを示すまで、必ずしもこの順序とは限らないが、前記第1のペアの前記シンボルのみを反転し、前記第2のペアの前記シンボルのみを反転し、前記第1のペア及び前記第2のペアの前記シンボルを同時に反転するように構成されている。更なる代替形態として、受信機は、正しく復号化されていないと判断された前記パケットについて、エラーシーケンスを、前記チェックサムと、チェックサム値とエラーシーケンスとの関係を示す事前に記憶された

40

50

テーブルとに基づいて求める手段を備えることができ、前記反転手段は、前記パケット内において、前記エラーシーケンスによって示された位置に位置するシンボルペアを反転するように更に構成されている。

【0047】

本発明は、前記サンプルシーケンスは、送信シンボル当たり第1の比率のサンプルを有し、前記受信機は、前記補償されたサンプルシーケンスをダウンサンプリングして、ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを取得するダウンサンプリング手段を更に備え、該ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスは、前記第1の比率のサンプルよりも少ない送信シンボル当たり第2の比率のサンプルを有し、前記復号化手段は、前記ダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに基づいて、前記送信シンボルシーケンスに対応する前記シンボルシーケンスを求めるように構成されていることを更に提案する。好ましくは、前記第1の比率は3以上であり、前記第2の比率は1である。

10

【0048】

受信機は、正しく復号化されたシンボルのパケットを識別する手段と、前記正しく復号化されたパケットから再構成された再構成シンボルシーケンスを前記サンプルシーケンスから差し引くことによって、前記正しく復号化されたパケットを前記シンボルシーケンスからキャンセルして、更なる復調処理に用いられる、干渉がキャンセルされたサンプルシーケンスを取得するキャンセル手段とを更に備えることができる。

【図面の簡単な説明】

【0049】

20

【図1】従来技術による3つの一部重なり合ったサブバンドへのAISチャネルの分割を示す図である。

【図2】本発明の一実施形態による受信機の概略図である。

【図3】本発明の一実施形態による受信信号を復調するプロセスフローを示すフローチャートである。

【図4】本発明の一実施形態による受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定する図2の受信機における時間周波数推定器の概略図である。

【図5】図4の時間周波数推定器において受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定するプロセスフローを示すフローチャートである。

【図6】本発明の別の実施形態による受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定する図2の受信機における時間周波数推定器の概略図である。

30

【図7】図6の時間周波数推定器において受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定するプロセスフローを示すフローチャートである。

【図8】本発明の別の実施形態による受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定する図2の受信機における時間周波数推定器の概略図である。

【図9】図8の時間周波数推定器において受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定するプロセスフローを示すフローチャートである。

【図10】本発明の別の実施形態による受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定する図2の受信機における時間周波数推定器の概略図である。

【図11】図10の時間周波数推定器において受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットを推定するプロセスフローを示すフローチャートである。

40

【図12】本発明の一実施形態による復調された信号の後処理のプロセスフローを示すフローチャートである。

【図13】本発明の別の実施形態による復調された信号の後処理のプロセスフローを示すフローチャートである。

【図14】本発明の別の実施形態による復調された信号の後処理のプロセスフローを示すフローチャートである。

【図15】本発明の一実施形態による受信信号において干渉キャンセルを実行するプロセスフローを示すフローチャートである。

【図16】本発明の一実施形態による受信パケットのデータ支援復号化のプロセスフロー

50

を示すフローチャートである。

【図 1 7】従来技術と比較した本発明の性能を示すグラフである。

【図 1 8 A】データ支援復号化を有する本発明の方法及びデータ支援復号化を有しない本発明の方法の性能を示すグラフである。

【図 1 8 B】データ支援復号化を有する本発明の方法及びデータ支援復号化を有しない本発明の方法の性能を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0050】

以下において、添付の図面を参照して本発明の好ましい実施形態を説明する。図面において、同一のものは同一の参照符号によって示される。本発明は、説明される実施形態に限定されず、実施形態の説明される特徴及び態様は、本発明の更なる実施形態を形成するように変更又は結合することができることが理解される。

【0051】

本発明は、連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する方法、及び連続位相変調によって変調された送信シンボルシーケンスに関係した受信信号を復調する受信機に関する。本発明の方法は、特許文献 1 から知られている従来技術の受信機の各ゾーン復調器に有利に取り入れられる。

【0052】

信号モデル及び表記

最初に、以下に提示する本発明の詳細な説明の基礎として、基本となる信号モデル及び表記法を提示する。

【0053】

J. B. Anderson、T. Aulin、及び C.-E.W. Sundberg 「Digital Phase Modulation」 (New York: Plenum Press, 1986) (Anderson 他) によると、CPM 信号の複素包絡線は、以下として記述することができる。

【数 1】

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \exp \left\{ j2\pi h \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n q(t - nT) \right\}, \quad (\text{eq. 1.1})$$

ここで、 $E_s$  は情報シンボル当たりのエネルギーであり、 $T$  はシンボル区間であり、 $h$  は変調インデックスであり、 $N$  は送信情報シンボル数であり、

【数 2】

$$\alpha = \{\alpha_n\}_{n=0}^{N-1}$$

は情報シーケンスであり、 $q(t)$  は、以下の式となるように制約された位相パルスである。

【数 3】

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \\ \frac{1}{2}, & t \geq LT \end{cases} \quad (\text{eq. 1.2})$$

$L$  は相関長である。一般に用いられる位相パルスの幾つかの例が、Anderson 他に報告されている。

【0054】

変調インデックスは、一般に、 $h = r/p$  として記述され（ここで、 $r$  及び  $p$  は互いに素な整数である）、情報シンボルは  $M$  項アルファベット  $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1)\}$  に属し、 $M$  は 2 の累乗である。この場合について、一般的な時間区間  $[nT, (n+1)T]$  における CPM 信号は、シンボル  $\alpha_n$ 、相関状態  $\omega_n$  及び位相状態  $\phi_n$  によって完全に定義されることが、B. E. Rimoldi 「A decomposition approach to CPM」 (IEEE

10

20

30

40

50

Trans. Inform. Theory, vol. 34, pp. 260-270, March 1988) (Rimoldi) において証明されている。この文献では、相関状態  $\omega_n$  は、以下の式によって与えられ、

【数 4】

$$\omega_n = (\alpha_{n-1}, \alpha_{n-2}, \dots, \alpha_{n-L+1}), \quad (\text{eq. 1.3})$$

位相状態  $\phi_n$  は、以下の式のように再帰的に定義することができる。

【数 5】

$$\phi_n = [\phi_{n-1} + \pi h \alpha_{n-L}]_{2\pi}, \quad (\text{eq. 1.4})$$

ここで、 $[\cdot]_{2\pi}$  は「モジュロ  $2\pi$ 」演算子を示す。換言すれば、C P M 信号の複素包絡線は、以下の式として表すことができる。 10

【数 6】

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sum_{n=0}^{N-1} s_T(t - nT; \alpha_n, \omega_n) e^{j\phi_n}, \quad (\text{eq. 1.5})$$

(リモルディ (Rimoldi) 分解) ここで、 $s_T(t - nT; \alpha_n, \omega_n)$  は、形状がシンボル  $\alpha_n$  及び相関状態  $\omega_n$  にのみ依存し、検討対象のシンボル区間とは無関係である長さ  $T$  の信号のスライス ( $[nT, (n+1)T]$  にサポートを有する) である。(式 1.4) における再帰の初期化については、以下の規約が採用される。 20

【数 7】

$$\phi_0 = 0, \quad (\text{eq. 1.6})$$

$$\alpha_n = 0 \quad \forall n < 0 \quad (\text{eq. 1.7})$$

【0 0 5 5】

任意の所与の時間エポック  $n$  において、状態  $\sigma_n = (\omega_n, \phi_n)$  の  $pM^{L-1}$  個の可能な値を有する有限状態機械によって C P M 信号を記述することができるように、相関状態  $\omega_n$  は、 $M^{L-1}$  個のそれぞれ異なる値を仮定することができる一方、位相状態  $\phi_n$  は、 $p$  個のそれぞれ異なる値を仮定することができる。位相状態  $\phi_n$  によって仮定される  $p$  個の値は、 $n$  が偶数であるとき、アルファベット  $A_e = \{2\pi h m, m=0, 1, \dots, p-1\}$  に属する一方、 $n$  が奇数であるとき、アルファベット  $A_o = \{2\pi h m + \pi h, m=0, 1, \dots, p-1\}$  に属する ( $r$  が偶数であるとき、 $A_o$  及び  $A_e$  は一致する)。以下では、位相状態及び情報シンボルの整数表現 30

【数 8】

$$\alpha_n = 2\bar{\alpha}_n - (M-1), \quad (\text{eq. 1.8})$$

$$\phi_n = -\pi h(M-1)n + 2\pi\bar{\phi}_n \quad (\text{eq. 1.9})$$

が採用される。ただし、 40

【数 9】

$$\bar{\alpha}_n \in \{0, 1, \dots, M-1\}$$

及び

【数 10】

$$\bar{\phi}_n \in \{0, 1, \dots, p-1\}$$

である。整数

【数 1 1】

$$\bar{\phi}_n$$

は、以下の式に従って再帰的に更新することができる。

【数 1 2】

$$\bar{\phi}_n = [\bar{\phi}_{n-1} + \bar{\alpha}_n]_p \quad (\text{eq. 1.10})$$

【0 0 5 6】

U. Mengali 及び M. Morelli 「Decomposition of M-ary CPM signals into PAM waveforms」 (IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 41, pp. 1265-1275, Sept. 1995) (Mengali 他 1995) によると、CPM 信号の複素包絡線 (式 1. 1) は、ローラン (Laurent) 分解に基づいて、以下の式として正確に表すことができる。

【数 1 3】

$$s(t, \alpha) = \sum_{k=0}^{F-1} \sum_n \alpha_{k,n} p_k(t - nT), \quad (\text{eq. 1.11})$$

ここで、

【数 1 4】

$$F = (M - 1)2^{(L-1)\log_2 M}$$

は、線形変調されたパルス  $\{p_k(t)\}$  の数であり、 $\{a_{k,n}\}$  は、いわゆる擬似シンボル (以下、単にシンボルと呼ぶ) である。変調パラメータ及び情報シンボル  $\{\alpha_n\}$  の関数としてのパルス  $\{p_k(t)\}$  の数式及びシンボル  $\{a_{k,n}\}$  の数式は、Mengali 他 1995 に見出すことができる。(式 1. 11) の和を最初の  $K < F$  個の項に切り捨てることによって、以下の近似式が得られる。

【数 1 5】

$$s(t, \alpha) \simeq \sum_{k=0}^{K-1} \sum_n \alpha_{k,n} p_k(t - nT) \quad (\text{eq. 1.12})$$

【0 0 5 7】

信号電力のほとんどは、主成分として示される最初の  $M - 1$  個の成分、すなわち、 $0 \leq k \leq M - 2$  のパルス  $\{p_k(t)\}$  に関連付けられた成分に集中する。結果として、 $K = M - 1$  の値を (式 1. 12) において用いて、近似品質と信号成分の数との間の非常に良好なトレードオフを得ることができる。これらの主成分のすばらしい特徴は、それらのシンボル

【数 1 6】

$$\{a_{k,n}\}_{k=0}^{M-2}$$

を  $\alpha_n$  及び  $a_{0,n-1}$  のみの関数として表すことができるということである。

【0 0 5 8】

K. Murota, K. Hirade 「GMSK modulation for digital mobile radio telephony」 (IEEE Trans. Commun., vol. 29, pp. 1044-1050, July 1981) (Murota 他) に記載されている GMSK 変調フォーマットは、変調インデックス  $h = 1/2$  と、Murota 他に数学的に記載されている位相パルスとを有するバイナリー CPM である (したがって、 $M = 2$ 、 $\alpha_n \in \{\pm 1\}$ 、及び  $E_s = E_b$  であり、ここで、 $E_b$  は情報ビット当たりのエネルギーである)。この位相パルスの派生物 (derivative) は、適切な  $-3 \text{ dB}$  の帯域幅  $B$  のガウスフィルターを用いて長さ  $T$  の方形パルスをフィルタリングすることによって取得するこ

10

20

30

40

50

とができる。A I S の場合、シンボルレートに正規化された B の値は、 $B T = 0.4 \div 0.5$  である。ユニタリー振幅 G M S K 信号の場合の位相パルスの実例については、Murota 他を参照されたい。この場合、相関長は、原理的には制限がないが、 $L = 2 \div 3$  を前提とすることができ、本発明者らによって行われたシミュレーションでは、 $L = 3$  の場合と  $L = 2$  の場合との間で顕著な相違がないことが示されている。好ましくは、 $L = 3$  が、本発明に関して選ばれる。

【0059】

次に、G M S K 信号のローラン表現を考える。この場合、 $M - 1 = 1$  個の主成分しかなく、(式 1.12) は以下の式に変わる。

【数 17】

$$s(t, \alpha) = \sum_n \alpha_{0,n} p_0(t - nT). \quad (\text{eq. 1.13})$$

この表記を簡略化するために、以下では、次の定義が用いられる。

【数 18】

$$\begin{aligned} a_n &= a_{0,n} \\ p(t) &= p_0(t). \end{aligned}$$

【0060】

主要パルス  $p(t)$  は、Mengali 他(1995)に従って計算され、Mengali 他(1995)に更に従って、シンボル  $a_n$  は、以下のように再帰的に計算することができ、

【数 19】

$$a_n = j\alpha_n a_{n-1} \quad (\text{eq. 1.14})$$

以下の式を介して位相状態  $\phi_n$  に関係付けられる。

【数 20】

$$a_{n-1} = e^{j\phi_n}.$$

【0061】

基本となる信号モデル及びこの信号モデルに関係した表記のこの短い導入の後、次に、本発明のデジタル受信機の実施態様、アーキテクチャ及び動作を説明する。

【0062】

本発明の受信機のアーキテクチャ

以下では、数学的な導出の便宜上、大部分において、連続時間信号が利用可能であることが仮定されているが、必要とされているのは、本発明の受信機のデジタルの実施態様である。受信信号から十分な統計量を抽出する可能な方法は、H. Meyr, M. Oerder, A. Polydoros 「On sampling rate, analog prefiltering, and sufficient statistics for digital receivers」 (IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 3208-3214, Dec. 1994) に開示された技法によるものである。

【0063】

受信信号内の有用な信号成分は帯域制限され（ただし、これは、スペクトルが無限のサポートを有する C P M 信号の場合には厳密には当てはまらない）、帯域幅は  $\eta / 2 T$  よりも低いことが更に仮定される。ここで、 $\eta$  は適切な整数である。受信信号の複素包絡線は、有用な信号を変更することなく残すとともに  $\eta / 2 T$  の周囲に残留対称性 (vestigial symmetry) を有するアナログローパスフィルタによって前置フィルタリングされる。十分な統計量は、アナログ前置フィルタの後、シンボル区間当たり  $\eta$  個のサンプルを信号から抽出することによって取得することができ、加えて、アナログ前置フィルタの残留対称性に関する条件によって、雑音サンプルが平均 0 及び分散  $2 N_0 \eta / T$  を有する独立同一分布の複素ガウス確率変数であることが保証される。 $2 N_0$  は、雑音複素包絡線のパワースペクトル密度 (P S D) である。

10

20

30

40

50

## 【0064】

GMSK信号の適度なパワースペクトル密度及び許容することができる最大周波数不確実性を考慮すると、ビット区間辺り  $\eta = 3$  個のサンプルが十分であり、以下では、このサンプル数が、一般性を失うことなく考慮される。

## 【0065】

次に、図2を参照して、本発明によるデジタル受信機200の一実施態様を説明する。本発明の受信機の全体的なアーキテクチャは、特許文献1に開示された従来技術の受信機のアーキテクチャに対応しているが、本発明の受信機200のゾーン復調器210、230、250は、従来技術の受信機のものとは異なる。

## 【0066】

VHFアンテナから受信された信号は、最初に、アナログフロントエンドとA/D変換器とを備えるフロントエンドユニット201（サンプリング手段）によって処理される。その結果の離散時間信号（すなわち、サンプルシーケンス）は、3つのゾーン復調器210、230、250のそれぞれについての周波数シフト手段202、203によって周波数が適切にシフトされ、各結果の信号は、それぞれのゾーン復調器に送信される。代替的に、並列実施の代わりに、同じゾーン復調器を再利用して、ハードウェア複雑度を低減することができる。しかしながら、この場合、明らかに、レイテンシーは増加する。3つのゾーン復調器210、230、250の出力信号はともに、復調されたAISメッセージを取得及び出力するメッセージパーサー204に運ばれる。

## 【0067】

上記に示したように、ドップラースプレッドの結果から得られる周波数ダイバーシティを利用するために、本発明の受信機200は、3つのゾーン復調器210、230、250からなり、これらのゾーン復調器のそれぞれは、AISチャンネルの1つのスライスのみを処理し、そのスライス内で目標性能を達成するように特に設計されている。周波数推定器232の推定範囲は $\pm 0.21/T$ よりも僅かに小さいので、 $\pm 4\text{ kHz}$ の最大ドップラースhiftと、 $\pm 1.8\text{ kHz}$ の送信発振器及び受信発振器の最大周波数不確実性とに起因して周波数不確実性の最大値が $\pm 5.8\text{ kHz} = \pm 0.604/T$ であることを考慮に入れると、ゾーン復調器の中心周波数を公称周波数、公称周波数 $+0.4/T$ 及び公称周波数 $-0.4/T$ にそれぞれ置くことが提案される。AISチャンネルのこのスライス化は、図1に示されている。一方、3つのゾーン復調器210、230、250は、それぞれ異なる周波数の信号を復調するように構成されているにもかかわらず、それらの基本となるアーキテクチャは非常に類似している。

## 【0068】

受信機200に備えられた3つのゾーン復調器210、230、250のそれぞれは、適切に相互接続された3つの主なサブブロックからなる。例示として、以下では、シフトされていない信号が供給されるゾーン復調器230のアーキテクチャを説明する。このゾーン復調器230は、前置検出同期ユニット231、232（復調手段）、整合フィルタ233、234（ダウンサンプリング手段）、検出ユニット235（復号化手段）、及び後置検出同期ユニット237～243を備える。

## 【0069】

前置検出同期ユニットは、検出前に補償する必要がある全てのチャンネルパラメータの予備推定を実行する。これらの推定値の精度は、補償されていないエラーに対する検出アルゴリズムの感度よりも高くなければならない。前置検出同期ユニットは、リミッター231（正規化手段）及びタイミング周波数推定器232（推定手段）を備える。リミッター231は、受信サンプル $r_n$ （複素数値サンプル）のシーケンスに適用され、複素サンプルのそれぞれの大きさを1に制限する。換言すれば、リミッター231は、 $r_n' = r_n / |r_n|$ によって定義される正規化されたサンプル $r_n'$ のシーケンスを生成する。すなわち、リミッター231は、各サンプル $r_n$ をそのそれぞれの絶対値 $|r_n|$ によって除算することによって正規化されたサンプル $r_n'$ のシーケンスを生成する。

## 【0070】

正規化されたサンプルのシーケンスは、受信信号の時間オフセット（タイミングオフセット）及び周波数オフセットを推定するタイミング周波数推定器 232 に供給される。その点に関して、時間オフセットは、所与のタイムフレームに対する相対的なオフセットであり、この所与のタイムフレーム（例えば、GPS によって提供される受信機のタイムフレーム）に対する受信信号のそれぞれのパケットの最初のビットのオフセットに対応し、周波数オフセットは、所与の周波数に対する相対的なオフセットであり、AIS のそれぞれの搬送波周波数に対する受信信号の周波数間のオフセットに対応する。衛星ベース AIS の場合、周波数オフセットはドップラーシフトに起因している。タイミング周波数推定器 232 は、 $L_0$  個のシンボルのウィンドウ上で機能し、シンボル当たり  $\eta = 3$  つのサンプルを用いる。時間オフセット及び周波数オフセットの推定値は、正規化されたサンプルシーケンスの上記オフセットを補償（補正）する、すなわち、正規化されたサンプルシーケンスを時間及び周波数においてシフトすることによってこれらのオフセットの影響を補償するのに用いられる。その結果、タイミング周波数推定器 232 は、時間オフセットの推定値

10

【数 2 1】

$$\hat{t}$$

と、補償（補正）されたサンプルシーケンスとを出力する。前置検出同期ユニットに関する、より詳細な内容は以下で提供される。

【0071】

20

タイミング周波数推定器 232 における周波数及びタイミングの推定及び補償の後、受信信号は、ローラン分解の主要パルスに整合された整合フィルタ（オーバーサンプルドフィルタ）233、234 によってフィルタリングされる。シンボル区間当たり 1 つのサンプルが、ダウンサンプリングの過程で、タイミング周波数推定器 232 によって提供された時間オフセットの推定値

【数 2 2】

$$\hat{t}$$

に関する情報を用いる整合フィルタ 233、234 の出力に保持される。整合フィルタ 233、234 によって出力されたサンプルシーケンス（ダウンサンプリングされたサンプルシーケンス）は、検出ユニット 235 に供給される。

30

【0072】

検出ユニット 235 は、入力されたサンプルシーケンスに対応するパケットを検出（復号化）する。検出ユニット 235 及びその動作に関するより詳細な内容は以下で提供される。

【0073】

後置検出同期ユニットは、検出された信号（すなわち、検出されたパケット）の再構成及びキャンセルに必要とされるチャネルパラメータの精密な推定を実行する。一般に、この推定精度は、前置検出同期ユニットの推定精度よりも高くなければならない。後置検出同期ユニットは、周波数推定器 237、信号再構成器 238、第 1 の補償器 239、2 次補間器 240、位相振幅推定器 241、第 2 の補償器 242、及び減算器 243 を備える。

40

【0074】

周波数推定器 237 では、より精緻な、周波数オフセットの推定値が求められる。信号再構成ユニット 238 は、実際には、離散時間 CPM 変調器であり、その後に、2 次補間器 240 が続く。この 2 次補間器は、前置検出ステージにおいて実行されたタイミング推定を考慮に入れて、再構成された信号及び受信サンプルの位置合わせを試みる。離散時間 CPM 変調器 238 は、各対  $(\alpha_n, \phi_n)$  について 3 つのサンプルを生成しなければならないので（相関状態は GMSK の場合には存在せず、位相状態  $\phi_n$  は 2 つの値をとる）、ルックアップテーブルを通じて好都合に実施することができる。第 1 の補償器 239 で

50

は、再構成された信号は、２次補間器２４０への入力前に、周波数オフセットのより精緻な推定値に基づいて受信信号の周波数オフセットの影響を補償される。位相振幅推定器２４１では、受信信号の位相及び全体的な振幅が求められ、２次補間器２４０の出力は、第２の補償器２４２において、位相振幅推定器２４１によって求められた受信信号の位相及び振幅を補償される（すなわち、受信信号の位相及び振幅を整合させるために補償される）。

#### 【００７５】

第２の補償器２４２の出力は、減算器２４３へ入力される。この減算器では、正しく復号化されたパケットを受信信号からキャンセルし、それによって、これらのパケットによる干渉をキャンセルするために、処理済みの再構成された信号（すなわち、再構成された

10

#### 【００７６】

最後に、メッセージの先頭の１２８個の可能な位置のＣＲＣを計算することによって、フレーム同期が実行される。正確な位置が見つかったとき、ＣＲＣが検証され、探索が停止し、復号化に成功したメッセージは、メッセージパーサブロック２０４に渡される。このメッセージパーサブロックは、複製されたメッセージを廃棄する機能と、検出に成功したメッセージを各ゾーン復調器２１０、２３０、２５０の信号再構成器に渡す機能とを有する。

20

#### 【００７７】

次に、受信機２００の動作、すなわち、連続位相変調によって変調された送信シンボルのシーケンスに関係した受信信号を復調する手順を、図３のフローチャートを参照して説明する。

#### 【００７８】

ステップＳ３０１において、サンプル $r_n$ のシーケンスが受信信号から生成される。このステップは、フロントエンドユニット２０１において実行され、フロントエンドユニットは、この意味で、サンプリング手段として動作する。

#### 【００７９】

ステップＳ３０２において、サンプルシーケンスのサンプル $r_n$ が正規化され、それによって、正規化されたサンプル $r'_n$ のシーケンスが取得される。正規化の後、正規化されたサンプルシーケンスの各サンプルの振幅は、１に等しい絶対値、すなわち、 $|r'_n| = 1$ 又は

30

#### 【数２３】

$$r'_n = e^{j\chi_n}$$

を有する。正規化されたサンプル $r'_n$ は、 $r'_n = r_n / |r_n|$ を介して取得される。このステップは、リミッター２３１において実行され、リミッターは、この意味で、正規化手段として動作する。

#### 【００８０】

40

ステップＳ３０３において、受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットが、正規化されたサンプルシーケンスに基づいて推定される。さらに、ステップＳ３０４において、推定された時間オフセット及び推定された周波数オフセットが、正規化されたサンプルシーケンスの時間オフセット及び周波数オフセットを補償（補正）し、それによって、補償されたサンプルシーケンスを取得することに用いられる。ステップＳ３０３及びＳ３０４の双方は、タイミング周波数推定器２３２において実行され、タイミング周波数推定器は、この点で、推定手段として動作する。

#### 【００８１】

ステップＳ３０５において、送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスが、補償されたサンプルシーケンスに基づいて求められる。このステップは、検出ユニット

50

235において実行され、検出ユニットは、この意味で、復調手段として動作する。

【0082】

以下では、上記3つのユニット及び受信機200の主要なコンポーネントにおける動作をより詳細に説明する。

【0083】

前置検出ステージ

最初に、前置検出同期ユニット及びその動作を説明する。この第1の同期ステージの目的は、非データ支援（NDA）モード（送信シーケンス内の既知のシンボルの数が非常に少ないので、データ支援解決策が存立可能であるように見えない）で、受信信号に影響を与える周波数オフセット $F$ 及びタイミングオフセット $\tau$ を推定し、補償することである。

【0084】

受信信号の複素包絡線 $r(t)$ は、以下の式によってモデル化することができる。

【数24】

$$r(t) = As(t - \tau, \alpha) \exp\{j\theta\} \exp\{j2\pi Ft\} + w(t), \quad (\text{eq. 3.1})$$

ここで、雑音複素包絡線をモデル化する定振幅 $A$ 、定位相オフセット $\theta$ 、及び加法性白色ガウス雑音（AWGN）プロセス $w(t)$ も考慮されている。受信機の設計の本ステージでは干渉を無視することができるので、いずれの干渉するユーザーも（式3.1）に含まれていないことに留意すべきである。他方、受信機の性能に対する干渉体の影響は、広範囲にわたるコンピューターシミュレーションによって評価することができる。本発明の前置検出同期ステージは、受信信号の位相オフセット $\theta$ の回復を試みないことを更に指摘しておく。なぜならば、以下で説明する検出ユニット235は、このオフセットを許容することができるからである。

【0085】

本発明者らによって確認されたように、干渉が存在する状況では、受信機の性能改善は、事前に検出された信号のキャンセル後のサンプル $r_n$ が単位振幅に正規化されるときに得ることができる。この正規化は、受信サンプルに適用されるリミッター231によって実行される。干渉が存在する状況におけるそのような変換の利点の方が、干渉が存在しない状況をもたらし得る性能劣化よりもはるかに重要であることが判明している。

【0086】

本発明に関して、前置検出同期ユニットが備えるタイミング周波数推定器232の4つのそれぞれ異なる代替の実施態様を提案する。これらの代替の実施態様は、当該実施態様のうちの幾つかの性能に大きなバイアスを生み出す長いゼロのシーケンスがデータフィールドに存在しない限り、同様の性能を有することが分かるが、それぞれ異なる複雑度を有する。これらの実施態様のうちの3つについては、推定範囲を低減する周波数推定のバイアス問題を回避するのに周波数推定の2つのインスタンスが必要とされる一方、これらの実施態様のうちの1つについては、周波数推定の第2のインスタンスが必要ではない。

【0087】

4つの全ての実施態様によれば、時間オフセットの推定値及び周波数オフセットの推定値は、フィードフォワードアルゴリズムによって求められる。このアルゴリズムは、当該アルゴリズムに入力されるサンプルシーケンスの自己相関を行うことを含む。このアルゴリズムでは、リミッター231によって出力された、正規化されたサンプルシーケンスがローパスフィルタによってフィルタリングされて、フィルタリングされたサンプルシーケンスが取得され、時間オフセットの推定値は、フィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて求められ、周波数オフセットの推定値は、フィルタリングされたサンプルシーケンス又は正規化されたサンプルシーケンスから得られた第1のサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて求められる。その後、正規化されたサンプルシーケンス又は正規化されたサンプルシーケンスから得られた第2のサンプルシーケンスは、時間オフセットの推定値に基づいて補間され、正規化されたサンプルシーケンス又は正規化されたサンプル

10

20

30

40

50

シーケンスから得られた第3のサンプルシーケンスは、周波数オフセットの推定値を用いて周波数オフセットを補償されて、補償されたサンプルシーケンスが取得される。周波数オフセットの推定値を求めることは、時間オフセットの推定値に更に基づくことができる。

#### 【0088】

次に、タイミング周波数推定器232の4つの実施態様400、600、800、1000及びそれらのそれぞれの動作を、図4～図10を参照してより詳細に説明する。

#### 【0089】

タイミング周波数推定器232の第1の実施態様400は、図4のブロック図に示されている。第1の実施態様400の動作は、図5のフローチャートに示されている。

10

#### 【0090】

第1の実施態様400によれば、タイミング周波数推定器は、第1のローパスフィルタ401、タイミング推定器402（時間オフセット推定手段）、第1の周波数推定器403（第1の周波数推定手段）、第2のローパスフィルタ405、第2の周波数推定器406（第2の周波数推定手段）、第1の補償器404及び第2の補償器407（第1の補償手段及び第2の補償手段）、並びに2次補間器である補間器408（補間手段）を備える。

#### 【0091】

第1の実施態様400は、M. Morelli及びU. Mengali「Joint frequency and timing recovery for MSK-type modulation」（IEEE Trans. Commun., vol. 47, pp. 938-946, June 1999）に提案されている同期アルゴリズム（メンガリ・モレリ（Mengali-Morelli）アルゴリズム）に概ね基づいている。リミッター231の後、受信及び正規化されたサンプル $\{r_n\}$ （表記を簡略化するために、正規化されたサンプルを示すプライム符号を以下では除去する）は、限られた数の係数を有する有限インパルス応答（FIR）フィルタを通じて実施される第1のローパスフィルタ401によってフィルタリングされる。このフィルタは、同期アルゴリズムの設計パラメータである帯域幅 $B_{LP}$ を有する。 $L_0$ シグナリング区間に対応する $n=0 \sim n=\eta L_0 - 1$ でインデックス付けされるフィルタリングされたサンプル（第1のフィルタリングされたサンプルシーケンス）を $\{z_n\}$ で示すことにする（ $L_0=128$ は、AISの1チャンネル及び2チャンネルにおけるパケットのように、長さ224ビットのパケットが検討されているときのAISシナリオの対象となる場合である。AISの3チャンネルにおけるパケットのように、長さ152ビットのより短いパケットが検討されているときは、 $L_0=88$ であると仮定することができる）。

20

30

#### 【0092】

次に、以下の係数

#### 【数25】

$$\hat{R}_m(i)$$

が、 $i \in \{0, 1, \dots, \eta - 1\}$  及び  $m \in \{1, 2, \dots, M_{a1}\}$  についての以下の式を介して第1のフィルタリングされたサンプル $z_n$ のシーケンスを自己相関することによって第1の結果として計算される。

40

#### 【数26】

$$\hat{R}_m(i) = \frac{1}{L_0 - m} \sum_{n=m}^{L_0-1} [z_{n\eta+i} z_{(n-m)\eta+i}^*]^2, \quad (\text{eq. 3.2})$$

$M_{a1}$ は、同期アルゴリズムの設計パラメータである（好ましくは、 $M_{a1}=20$ の値が選択される）。次に、時間オフセットの推定値

【数 2 7】

$$\hat{t}$$

が、タイミング推定器 4 0 2 において以下の式のように計算される。

【数 2 8】

$$\hat{t} = -\frac{T}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{\eta-1} \sum_{m=1}^{M_{a1}} A_1(m) |\hat{R}_m(i)| \exp\{-j2\pi i/\eta\} \right\}, \quad (\text{eq. 3.3})$$

ここで、項  $\{A_1(m)\}$  は、変調フォーマットにのみ基づいてオフラインで事前に計算  
10  
することができる実係数である。

【0 0 9 3】

最後に、周波数オフセットの第 1 の推定値

【数 2 9】

$$\hat{F}$$

が、以下の式のように第 1 の周波数推定器 4 0 3 において計算される。

【数 3 0】

$$\hat{F} = \frac{1}{4\pi M_{a1} T} \sum_{m=1}^{M_{a1}} \arg\{\mu_m \hat{R}_m(i_m) \hat{R}_{m-1}^*(i_{m-1})\}, \quad (\text{eq. 3.4}) \quad 20$$

ここで、項  $\{\mu_m\}$  もまた、変調フォーマットにのみ基づいてオフラインで事前に計算  
することができる実係数である。本発明に関して対象となる変調フォーマットの場合、 $\mu_m$   
= -1 が、m の全ての値について取得される。(式 3. 4) では、

【数 3 1】

$$\hat{R}_0(\cdot)$$

は、従来どおり 1 に等しい一方、項  $\{i_m\}$  は、メンガリ・モレリアルゴリズムに従って  
計算されるか、又は  
30

【数 3 2】

$$\hat{t}/T$$

の値を最も近い整数（モジュロ  $\eta$ ）に単に量子化することによって計算される。このよう  
に、周波数オフセットの第 1 の推定値

【数 3 3】

$$\hat{F}$$

は、第 1 の結果に基づいて求められる。より詳細に言えば、周波数オフセットの第 1 の推  
定値  
40

【数 3 4】

$$\hat{F}$$

は、第 1 の結果及び時間オフセットの推定値

【数 3 5】

$$\hat{t}$$

に基づいて求められる。

【0 0 9 4】

周波数オフセットの第 1 の推定値

50

【数 3 6】

$$\hat{F}$$

を用いて、受信及び正規化されたサンプルシーケンス  $\{r_n'\}$  は、第 1 の補償器 404 において受信信号の周波数オフセットの影響を補償される。それによって、第 1 の補償されたサンプルシーケンスが生成される。周波数補償では、正規化されたサンプル  $r_n'$  から開始して、サンプル

【数 3 7】

$$r_n'' = r_n' e^{-j2\pi\hat{F}T_c}$$

10

が定義される。ここで、 $T_c$  は、サンプリング間隔 ( $T_c = T/\eta$ 、すなわち、シンボル当たり 3 つのサンプルが用いられるとき、 $T_c = T/3$ ) である。

【0095】

第 1 の周波数推定及び補償の後、同じアルゴリズムを用いることによって、周波数推定が再度実行され、更なる補償が実行される。すなわち、補償されたサンプルは、第 1 の LP 401 と同じ方法で実施された第 2 のローパスフィルタ 405 によってフィルタリングされて、第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスが生成される。次に、係数

【数 3 8】

$$\hat{R}_m(i)$$

20

が、(式 3. 2) を介して第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって、第 2 の結果として計算される。周波数オフセットの第 2 の推定値

【数 3 9】

$$\hat{F}'$$

は、第 2 の周波数推定器 406 において、(式 3. 4) を介して、すなわち、第 2 の結果に基づいて計算される。より詳細に言えば、周波数オフセットの第 2 の推定値

【数 4 0】

$$\hat{F}'$$

30

は、第 2 の結果及び時間オフセットの推定値

【数 4 1】

$$\hat{t}$$

に基づいて求められる。その後、周波数オフセットの第 2 の推定値

【数 4 2】

$$\hat{F}'$$

を用いて、第 1 の補償されたサンプルシーケンスが、この時は第 2 の補償器 407 において、受信信号の周波数オフセットの影響を再度補償される。それによって、第 2 の補償されたサンプルシーケンスが生成される。

40

【0096】

最後に、時間オフセットを補正するために、第 2 の補償されたサンプルシーケンスの 2 次補間が、補間器 408 において、時間オフセットの得られた推定値

【数 4 3】

$$\hat{t}$$

に基づいて実行される。それによって、後に検出の対象となる補償されたサンプルシーケンスが取得される。

【0097】

50

上記において、第1の実施態様400によるタイミング周波数推定器のコンポーネントは、ハードウェア又はソフトウェアのいずれか又は双方で実施することができることが理解されるべきである。対応する記述は、以下で説明するタイミング周波数推定器の第2の実施態様～第4の実施態様600、800、1000にも当てはまる。

【0098】

上記で説明したタイミング周波数推定器の第1の実施態様400の動作は、図5のフローチャートに要約されている。ステップS501において、リミッター231によって出力される正規化されたサンプルシーケンスが、第1のローパスフィルタ401によってフィルタリングされ、それによって、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスが取得される。

10

【0099】

ステップS502において、時間オフセットの推定値

【数44】

$$\hat{t}$$

が、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて求められる。この第1の結果は、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスのフィルタリングされたサンプルを入力として用いて、(式3.2)に従って計算される係数

【数45】

20

$$\hat{R}_m(i)$$

に対応する。このステップは、タイミング推定器402において実行される。

【0100】

ステップS503において、周波数オフセットの第1の推定値

【数46】

$$\hat{F}$$

が、第1の結果に基づいて求められる。より詳細に言えば、周波数オフセットの第1の推定値

30

【数47】

$$\hat{F}$$

は、時間オフセットの推定値

【数48】

$$\hat{t}$$

及び第1の結果に基づいて求められる。このステップは、第1の周波数推定器403において実行される。

【0101】

40

周波数オフセットの第1の推定値

【数49】

$$\hat{F}$$

を用いて、ステップS504において、正規化されたサンプルシーケンスが、受信信号の周波数オフセットを補償され、それによって、第1の補償されたサンプルシーケンスが取得される。このステップは、第1の補償器404において実行される。

【0102】

次に、ステップS505において、第1の補償されたサンプルシーケンスが、第2のローパスフィルタ405によってフィルタリングされ、それによって、第2のフィルタリ

50

ングされたサンプルシーケンスが取得される。

【0103】

ステップS506において、周波数オフセットの第2の推定値

【数50】

$$\hat{F}'$$

が、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて求められる。より詳細に言えば、周波数オフセットの第2の推定値

【数51】

10

$$\hat{F}'$$

は、時間オフセットの推定値

【数52】

$$\hat{t}$$

及び第2の結果に基づいて求められる。この第2の結果は、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスのフィルタリングされたサンプルを入力として用いて、(式3.2)に従って計算される係数

【数53】

20

$$\hat{R}_m(i)$$

に対応する。このステップは、第2の周波数推定器406において実行される。

【0104】

周波数オフセットの第2の推定値

【数54】

$$\hat{F}'$$

を用いて、ステップS506において、第1の補償されたサンプルシーケンスが、受信信号の周波数オフセットを再度補償され、それによって、第2の補償されたサンプルシーケンスが取得される。このステップは、第2の補償器407において実行される。

30

【0105】

最後に、ステップS508において、時間オフセットを補正するために、第2の補償されたサンプルシーケンスが、時間オフセットの推定値

【数55】

$$\hat{t}$$

に基づいて2次補間される。それによって、補償されたサンプルシーケンスが取得される。このステップは、補間器408において実行される。

【0106】

40

特許文献1によって開示された従来技術の受信機におけるタイミング及び周波数の推定に関して、推定性能の改善を可能にする主な相違がある。最初に、従来技術のアルゴリズムは、リミッターよりも前にサンプルに対して操作を行い、本発明において用いられる20個ではなく10個の自己相関項を用い、最後に周波数推定の1つのインスタンスのみを実行する。

【0107】

タイミング周波数推定器の第2の実施態様600は、図6のブロック図に示されている。第2の実施態様600の動作は、図7のフローチャートに示されている。

【0108】

第2の実施態様600によれば、タイミング周波数推定器は、第1のローパスフィルタ

50

ー 6 0 1、タイミング推定器 6 0 2（時間オフセット推定手段）、2 次補間器である補間器 6 0 3（補間手段）、第 2 のローパスフィルター 6 0 4、ダウンサンプラー 6 0 5（ダウンサンプリング手段）、第 1 の周波数推定器 6 0 6（第 1 の周波数オフセット推定手段）、第 3 のローパスフィルター 6 0 8、第 2 の周波数推定器 6 0 9（第 2 の周波数オフセット推定手段）、並びに第 1 の補償器 6 0 7 及び第 2 の補償器 6 1 0（第 1 の補償手段及び第 2 の補償手段）を備える。

【0 1 0 9】

タイミング周波数推定器の第 2 の実施態様 6 0 0 によれば、タイミングは、第 1 の実施態様 4 0 0 と同様に、最初にメンガリ・モレリアルゴリズムを用いることによって、すなわち、（式 3． 2）及び（式 3． 3）を介して推定されるが、ここでは、偶数番目の自己  
10  
相関項のみを採用することによって推定される。すなわち、（式 3． 3）において、 $m$  が偶数である項のみが考慮される。リミッター 2 3 1 によって出力される正規化されたサンプルは、この場合も同様に、補間及びフィルタリングされ、その後、R. Mehlan、Y.-E. Chen、H. Meyr「A fully digital feedforward MSK demodulator with joint frequency offset and symbol timing estimation for burst mode mobile radio」（IEEE Trans. Veh. Tech., vol. 42, pp. 434-443, Nov. 1993）に提案されているアルゴリズム（メイラン・チェン・マイヤー（Mehlan-Chen-Meyr）アルゴリズム）を用いることによって、粗い周波数推定を実行するのに用いられる。メイラン・チェン・マイヤーアルゴリズムでは、周波数オフセットの推定値

【数 5 6】

20

$$\hat{F}$$

は、以下のように取得される。

【数 5 7】

$$\hat{F} = \frac{1}{4\pi T} \arg \left\{ \sum_{n=1}^{L_0} y_n^2 (y_{n-1}^2)^* \right\}, \quad (\text{eq. 3.5})$$

ここで、 $\{y_n\}$  は、リミッター、補間、フィルタリング及び係数  $\eta$  によるダウンサンプリング後のサンプルであり、 $L_0$  は、これまでと同様に 1 2 8 に等しい。次に、これまでと同様にメンガリ・モレリアルゴリズム（（式 3． 4）参照）を用いるが、偶数番目の自己相関項のみを採用することによって、精密な周波数推定が実行される。

30

【0 1 1 0】

より詳細に言えば、受信及び正規化されたサンプル  $\{r_n\}$  は、第 1 のローパスフィルター 6 0 1 によってフィルタリングされ、それによって、第 1 のフィルタリングされたサンプルシーケンス  $\{z_n\}$  が生成される。第 1 のローパスフィルター 6 0 1 に関する詳細については、第 1 の実施態様 4 0 0 の上記説明を参照されたい。また、第 2 のローパスフィルター 6 0 4 及び第 3 のローパスフィルター 6 0 8 に関する詳細についても、第 1 の実施態様 4 0 0 の上記説明を参照されたい。次に、係数

40

【数 5 8】

$$\hat{R}_m(i)$$

が、（式 3． 2）を介して第 1 のフィルタリングされたサンプル  $z_n$  のシーケンスを自己相関することによって、第 1 の結果として計算され、時間オフセットの推定値

【数 5 9】

$$\hat{t}$$

が、タイミング推定器 6 0 2 において、（式 3． 3）を介して第 1 の結果に基づいて計算される。このように、タイミング推定器 6 0 2 は、第 1 の実施態様 4 0 0 によるタイミン  
50

グ推定器 402 と動作が同一である。

【0111】

次に、時間オフセットを補正するために、受信及び正規化されたサンプル  $\{r_n\}$  の 2 次補間が、補間器 603 において、時間オフセットの得られた推定値

【数 60】

$$\hat{t}$$

に基づいて実行される。それによって、補間されたサンプルシーケンスが取得される。

【0112】

補間されたサンプルシーケンスは、第 1 の LP 601 と同じ方法で実施された第 2 のローパスフィルタ 604 によってフィルタリングされ、それによって、第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスが生成される。この第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスは、ダウンサンプラ 605 において、ビット区間当たり  $\eta = 3$  つのサンプルからビット区間当たり  $\eta = 1$  つのサンプルにダウンサンプリングされ、それによって、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスが取得される。このプロセスにおいて、（実際の）時間オフセットの推定値

【数 61】

$$\hat{t}$$

は、

【数 62】

$$\hat{t} = iT_c + \alpha$$

として表される。ここで、 $\alpha < T_c$  は補間に用いられる。その点に関して、 $i$  は、ランニングインデックスであり、ダウンサンプリングを実行するときに保持されなければならないサンプルを識別する。

【0113】

次に、周波数オフセットの（粗い）第 1 の推定値

【数 63】

$$\hat{F}$$

が、第 1 の周波数推定器 606 において、（式 3. 5）を介して第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって、すなわち、メイラン・チェン・マイヤーアルゴリズムを用いることによって求められる。ここで、周波数オフセットの第 1 の推定値

【数 64】

$$\hat{F}$$

は、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第 2 の結果に基づいて求められるとすることができる。この第 1 の結果は、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスのサンプルを入力として用いた（式 3. 5）における和に対応する。

【0114】

周波数オフセットの第 1 の推定値

【数 65】

$$\hat{F}$$

を用いて、補間されたサンプルシーケンスが、第 1 の補償器 607 において受信信号の周波数オフセットの影響を補償される。それによって、第 1 の補償されたサンプルシーケンスが生成される。

## 【0115】

第1の周波数推定及び補償の後、メンガリ・モレリアルゴリズムを用いることによって、周波数推定が再度実行され、更なる補償が実行される。すなわち、第1の補償されたサンプルシーケンスは、第1のLP601と同じ方法で実施された第3のローパスフィルター608によってフィルタリングされて、第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスが生成される。次に、係数

## 【数66】

$$\hat{R}_m(i)$$

が、(式3.2)を介して第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって、第3の結果として計算される。周波数オフセットの(良好な)第2の推定値

10

## 【数67】

$$\hat{F}'$$

は、第2の周波数推定器609において、(式3.4)を介して、すなわち、第3の結果に基づいて計算される。より詳細に言えば、周波数オフセットの第2の推定値

## 【数68】

$$\hat{F}'$$

20

は、第3の結果及び時間オフセットの推定値

## 【数69】

$$\hat{t}$$

に基づいて求められる。このように、第2の周波数推定器609は、第1の実施態様400による第1の周波数推定器404及び第2の周波数推定器406と動作が同一である。その後、周波数オフセットの第2の推定値

## 【数70】

$$\hat{F}'$$

30

を用いて、第1の補償されたサンプルシーケンスが、この時は第2の補償器607において、受信信号の周波数オフセットの影響を再度補償される。それによって、後に検出の対象となる補償されたサンプルシーケンスが取得される。

## 【0116】

上記で説明したタイミング周波数推定器の第2の実施態様600の動作は、図7のフローチャートに要約されている。ステップS701において、リミッター231によって出力される正規化されたサンプルシーケンスが、第1のローパスフィルター601によってフィルタリングされ、それによって、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスが取得される。

## 【0117】

40

ステップS702において、時間オフセットの推定値

## 【数71】

$$\hat{t}$$

が、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて求められる。この第1の結果は、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスのフィルタリングされたサンプルを入力として用いて、及び偶数番目の自己相関項のみを採用して、(式3.2)に従って計算される係数

【数 7 2】

$$\hat{R}_m(i)$$

に対応する。このステップは、タイミング推定器 6 0 2 において実行される。

【0 1 1 8】

ステップ S 7 0 3 において、時間オフセットを補正するために、正規化されたサンプルシーケンスが、時間オフセットの推定値

【数 7 3】

$$\hat{t}$$

10

に基づいて補間され、それによって、補間されたサンプルシーケンスが取得される。このステップは、補間器 6 0 3 において実行される。

【0 1 1 9】

ステップ S 7 0 4 において、補間されたサンプルシーケンスが、第 2 のローパスフィルタ 6 0 4 によってフィルタリングされ、それによって、第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスが取得される。

【0 1 2 0】

ステップ S 7 0 5 において、第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスがダウンサンプリングされ、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスが取得される。ここで、ダウンサンプリングは、 $\eta = 3$  から  $\eta = 1$  に実行される。3 とは異なる  $\eta$  の初期値が選ばれた場合、ダウンサンプリング後に  $\eta = 1$  が得られるように、この  $\eta$  の初期値によるダウンサンプリングが実行される。このステップは、ダウンサンプラー 6 0 5 において実行される。

20

【0 1 2 1】

次に、ステップ S 7 0 6 において、周波数オフセットの第 1 の推定値が、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第 2 の結果に基づいて求められる。この第 2 の結果は、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを入力として用いた（式 3. 5）における和に対応する。このステップは、第 1 の周波数推定器 6 0 6 において実行される。

【0 1 2 2】

30

周波数オフセットの第 1 の推定値

【数 7 4】

$$\hat{F}$$

を用いて、ステップ S 7 0 7 において、補間されたサンプルシーケンスが、受信信号の周波数オフセットを補償され、それによって、第 1 の補償されたサンプルシーケンスが取得される。このステップは、第 1 の補償器 6 0 7 において実行される。

【0 1 2 3】

ステップ S 7 0 8 において、第 1 の補償されたサンプルシーケンスが、第 3 のローパスフィルタ 6 0 8 によってフィルタリングされ、それによって、第 3 のフィルタリングされたサンプルシーケンスが取得される。

40

【0 1 2 4】

ステップ S 7 0 9 において、周波数オフセットの第 2 の推定値

【数 7 5】

$$\hat{F}'$$

が、第 3 のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第 3 の結果に基づいて求められる。より詳細に言えば、周波数オフセットの第 2 の推定値

【数 7 6】

$$\hat{F}'$$

は、時間オフセットの推定値

【数 7 7】

$$\hat{t}$$

及び第 3 の結果に基づいて求められる。この第 3 の結果は、第 3 のフィルタリングされたサンプルシーケンスのフィルタリングされたサンプルを入力として用いて、及び偶数番目の自己相関項のみを採用して、（式 3. 2）に従って計算される係数

10

【数 7 8】

$$\hat{R}_m(i)$$

に対応する。このステップは、第 2 の周波数推定器 6 0 9 において実行される。

【0 1 2 5】

周波数オフセットの第 2 の推定値

【数 7 9】

$$\hat{F}'$$

を用いて、ステップ S 7 1 0 において、第 1 の補償されたサンプルシーケンスが、受信信号の周波数オフセットを再度補償され、それによって、補償されたサンプルシーケンスが取得される。

20

【0 1 2 6】

第 2 の実施態様 6 0 0 の上記説明から明らかになるように、第 1 のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用されて第 1 の結果を取得する自己相関アルゴリズム（すなわち、メンガリ・モレリアルゴリズム）は、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用されて第 2 の結果を取得する自己相関アルゴリズム（すなわち、メイラン・チェン・マイヤーアルゴリズム）と異なる。他方、第 1 のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用されて第 1 の結果を取得する自己相関アルゴリズム（すなわち、メンガリ・モレリアルゴリズム）は、第 3 のフィルタリングされたサンプルシーケンスにも適用されて第 3 の結果を取得する。

30

【0 1 2 7】

タイミング周波数推定器の第 3 の実施態様 8 0 0 は、図 8 のブロック図に示されている。第 3 の実施態様 8 0 0 の動作は、図 9 のフローチャートに示されている。

【0 1 2 8】

第 3 の実施態様 8 0 0 によれば、タイミング周波数推定器は、第 1 のローパスフィルタ 8 0 1、タイミング推定器 8 0 2（時間オフセット推定手段）、2 次補間器である補間器 8 0 3（補間手段）、第 2 のローパスフィルタ 8 0 4、ダウンサンプラー 8 0 5（ダウンサンプリング手段）、（第 1 の）周波数推定器 8 0 6（第 1 の周波数オフセット推定手段）、並びに（第 1 の）補償器 8 0 7（第 1 の補償手段）を備える。

40

【0 1 2 9】

タイミング周波数推定器の第 3 の実施態様 8 0 0 によれば、タイミングは、第 1 の実施態様 4 0 0 と同様に、最初にメンガリ・モレリアルゴリズムを用いることによって、すなわち、（式 3. 2）及び（式 3. 3）を介して推定されるが、ここでは、偶数番目の自己相関項のみを採用することによって推定される。リミッター 2 3 1 によって出力される正規化されたサンプルは、その後、補間され、再度フィルタリングされ、そしてダウンサンプリングされて、サンプル  $\{y_n\}$  が取得される。これらのサンプル  $\{y_n\}$  は、その後、U. Mengali, M. Morelli 「Data-aided frequency estimation for burst digital transmission」 (IEEE Trans. Commun., vol. 45, pp. 23-25, Jan. 1997) に記載されているアルゴリズム（DA メンガリ・モレリアルゴリズム）を用いることによって周波数推定に

50

用いられる。

【0130】

DAメンガリ・モレリアルゴリズムによれば、最初に、 $m \in \{1, 2, \dots, M_{a3}\}$  について以下の係数が計算される。

【数80】

$$R(m) = \frac{1}{L_0 - m} \sum_{n=m}^{L_0-1} v_n v_{n-m}^* \quad (\text{eq. 3.6})$$

ここで、 $L_0 = 128$ であり、 $M_{a3}$ は、 $L_0 / 2$ 以下の設計パラメーターであり（好ましくは、 $M_{a3} = L_0 / 2$ が選択される）、 $v_n = (-1)^n y_n^2$ である。次に、周波数オフセットの推定値

【数81】

$$\hat{F}$$

を以下の式のように表すことができる。

【数82】

$$\hat{F} = \frac{1}{4\pi M_{a3} T} \sum_{m=1}^{M_{a3}} w(m) [\arg\{R(m)\} - \arg\{R(m-1)\}]_{2\pi} \quad (\text{eq. 3.7})$$

ここで、

【数83】

$$w(m) = \frac{3[(L_0 - m)(L_0 - m + 1) - M_{a3}(L_0 - M_{a3})]}{M_{a3}(4M_{a3}^2 - 6M_{a3}L_0 + 3L_0^2 - 1)}. \quad (\text{eq. 3.8})$$

である。

【0131】

第3の実施態様800によれば、周波数推定の単一のインスタンスのみが実行されることに留意すべきである。

【0132】

より詳細に言えば、受信及び正規化されたサンプル  $\{r_n\}$  は、第1のローパスフィルター801によってフィルタリングされ、それによって、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンス  $\{z_n\}$  が生成される。第1のローパスフィルター801に関する詳細については、第1の実施態様400の上記説明を参照されたい。また、第2のローパスフィルター804に関する詳細についても、第1の実施態様400の上記説明を参照されたい。次に、係数

【数84】

$$\hat{R}_m(i)$$

が、（式3.2）を介して第1のフィルタリングされたサンプル  $z_n$  のシーケンスを自己相関することによって、第1の結果として計算され、時間オフセットの推定値

【数85】

$$\hat{t}$$

が、タイミング推定器802において、（式3.3）を介して第1の結果に基づいて計算されるが、偶数番目の自己相関項のみを採用することによって計算される。このように、タイミング推定器802は、第1の実施態様400によるタイミング推定器402と動作が同一である。

## 【0133】

次に、時間オフセットを補正するために、受信及び正規化されたサンプル  $\{r_n\}$  の2次補間が、補間器803において、時間オフセットの得られた推定値

## 【数86】

$$\hat{t}$$

に基づいて実行される。それによって、補間されたサンプルシーケンスが取得される。

## 【0134】

補間されたサンプルシーケンスは、第1のLP801と同じ方法で実施された第2のローパスフィルタ804によってフィルタリングされ、それによって、第2のフィルタリ  
10  
ングされたサンプルシーケンスが生成される。この第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスは、ダウンサンプラー805において、ビット区間当たり  $\eta = 3$  つのサンプルからビット区間当たり  $\eta = 1$  つのサンプルにダウンサンプリングされ、それによって、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスが取得される。次に、周波数オフセットの推定値

## 【数87】

$$\hat{F}$$

が、周波数推定器806において、(式3.6)を介して第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって、すなわち、DAメンガリ・モレリアル  
20  
ゴリズムを用いることによって求められる。ここで、周波数オフセットの推定値

## 【数88】

$$\hat{F}$$

は、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて求められるとすることができる。この第1の結果は、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスのサンプルを入力として用いて、(式3.6)を介して計算される係数  $R(m)$  に対応する。

## 【0135】

周波数オフセットの推定値

30

## 【数89】

$$\hat{F}$$

を用いて、補間されたサンプルシーケンスが、補償器807において受信信号の周波数オフセットの影響を補償される。それによって、後に検出の対象となる補償されたサンプルシーケンスが生成される。

## 【0136】

上記で説明したタイミング周波数推定器の第3の実施態様800の動作は、図9のフローチャートに要約されている。ステップS901において、リミッター231によって出力される正規化されたサンプルシーケンスが、第1のローパスフィルタ801によって  
40  
フィルタリングされ、それによって、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスが取得される。

## 【0137】

ステップS902において、時間オフセットの推定値

## 【数90】

$$\hat{t}$$

が、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第1の結果に基づいて求められる。この第1の結果は、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスのフィルタリングされたサンプルを入力として用いて、及び偶数番  
50

の自己相関項のみを採用して、（式 3. 2）に従って計算される係数

【数 9 1】

$$\hat{R}_m(i)$$

に対応する。このステップは、タイミング推定器 8 0 2 において実行される。

【0 1 3 8】

ステップ S 9 0 3 において、時間オフセットを補正するために、正規化されたサンプルシーケンスが、時間オフセットの推定値

【数 9 2】

$$\hat{t}$$

10

に基づいて補間され、それによって、補間されたサンプルシーケンスが取得される。このステップは、補間器 8 0 3 において実行される。

【0 1 3 9】

ステップ S 9 0 4 において、補間されたサンプルシーケンスが、第 2 のローパスフィルタ 8 0 4 によってフィルタリングされ、それによって、第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスが取得される。

【0 1 4 0】

ステップ S 9 0 5 において、第 2 のフィルタリングされたサンプルシーケンスがダウンサンプリングされ、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスが取得される。ここで、ダウンサンプリングは、 $\eta = 3$  から  $\eta = 1$  に実行される。3 とは異なる  $\eta$  の初期値が選ばれた場合、ダウンサンプリング後に  $\eta = 1$  が得られるように、この  $\eta$  の初期値によるダウンサンプリングが実行される。このステップは、ダウンサンプラー 8 0 5 において実行される。

20

【0 1 4 1】

次に、ステップ S 9 0 6 において、周波数オフセットの推定値

【数 9 3】

$$\hat{F}$$

が、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第 2 の結果に基づいて求められる。この第 2 の結果は、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスのサンプルを入力として用いて（式 3. 6）に従って計算される係数  $R(m)$  に対応する。このステップは、周波数推定器 8 0 6 において実行される。

30

【0 1 4 2】

周波数オフセットの推定値

【数 9 4】

$$\hat{F}$$

を用いて、ステップ S 9 0 7 において、正規化されたサンプルシーケンスが、受信信号の周波数オフセットを補償され、それによって、補償されたサンプルシーケンスが取得される。このステップは、補償器 8 0 7 において実行される。

40

【0 1 4 3】

ステップ S 9 0 1 ~ S 9 0 6 は、ステップ S 9 0 6 において、メイラン・チェン・マイヤールゴリズムの代わりに DA メンガリ・モレリアルゴリズムが、周波数オフセットの推定値

【数 9 5】

$$\hat{F}$$

を求めることに用いられることを除いて、ステップ S 7 0 1 ~ S 7 0 6 に対応することに

50

留意すべきである。

【0144】

第3の実施態様800の上記説明から明らかになるように、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用されて第1の結果を取得する自己相関アルゴリズム（すなわち、メンガリ・モレリアルゴリズム）は、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用されて第2の結果を取得する自己相関アルゴリズム（すなわち、DAメンガリ・モレリアルゴリズム）と異なる。

【0145】

タイミング周波数推定器の第4の実施態様1000は、図10のブロック図に示されている。

10

【0146】

第4の実施態様1000によれば、タイミング周波数推定器は、第1のローパスフィルタ1001、タイミング推定器1002（時間オフセット推定手段）、2次補間器である補間器1003（補間手段）、第2のローパスフィルタ1004、ダウンサンプラー1005（ダウンサンプリング手段）、第1の周波数推定器1006（第1の周波数オフセット推定手段）、第3のローパスフィルタ1008、第2の周波数推定器1009（第2の周波数オフセット推定手段）、並びに第1の補償器1007及び第2の補償器1010（第1の補償手段及び第2の補償手段）を備える。

【0147】

タイミング周波数推定器の第4の実施態様1000によれば、第3の実施態様800に関して説明したステップと同じステップが実行され、その後、精密な周波数推定が、第1の実施態様400と同様に引き続きメンガリ・モレリアルゴリズムを用いることによって、すなわち、（式3. 2）及び（式3. 3）を介して実行されるが、ここでは、偶数番目の自己相関項のみを採用することによって実行される。

20

【0148】

より詳細に言えば、受信及び正規化されたサンプル  $\{r_n\}$  は、第1のローパスフィルタ1001によってフィルタリングされ、それによって、第1のフィルタリングされたサンプルシーケンス  $\{z_n\}$  が生成される。第1のローパスフィルタ1001に関する詳細については、第1の実施態様400の上記説明を参照されたい。また、第2のローパスフィルタ1004及び第3のローパスフィルタ1008に関する詳細についても、第1の実施態様400の上記説明を参照されたい。次に、係数

30

【数96】

$$\hat{R}_m(i)$$

が、（式3. 2）を介して第1のフィルタリングされたサンプル  $z_n$  のシーケンスを自己相関することによって、第1の結果として計算され、時間オフセットの推定値

【数97】

$$\hat{t}$$

が、タイミング推定器1002において、（式3. 3）を介して第1の結果に基づいて計算される。このように、タイミング推定器1002は、第1の実施態様400によるタイミング推定器402と動作が同一である。

40

【0149】

次に、時間オフセットを補正するために、受信及び正規化されたサンプル  $\{r_n\}$  の2次補間が、補間器1003において、時間オフセットの得られた推定値

【数98】

$$\hat{t}$$

に基づいて実行される。それによって、補間されたサンプルシーケンスが取得される。

【0150】

50

補間されたサンプルシーケンスは、第1のLP1001と同じ方法で実施された第2のローパスフィルター1004によってフィルタリングされ、それによって、第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスが生成される。この第2のフィルタリングされたサンプルシーケンスは、ダウンサンプラー1005において、ビット区間当たり $\eta = 3$ つのサンプルからビット区間当たり $\eta = 1$ つのサンプルにダウンサンプリングされ、それによって、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスが取得される。

【0151】

次に、周波数オフセットの第1の推定値

【数99】

$$\hat{F}$$

10

が、第1の周波数推定器1006において、(式3.6)を介して第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって、すなわち、DAメンガリ・モレリアルゴリズムを用いることによって求められる。ここで、周波数オフセットの推定値

【数100】

$$\hat{F}$$

は、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第2の結果に基づいて求められるとすることができる。この第2の結果は、第1のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスのサンプルを入力として用いて(式3.6)を介して計算される係数 $R(m)$ に対応する。

20

【0152】

周波数オフセットの第1の推定値

【数101】

$$\hat{F}$$

を用いて、補間されたサンプルシーケンスが、第1の補償器1007において受信信号の周波数オフセットの影響を補償される。それによって、第1の補償されたサンプルシーケンスが生成される。

30

【0153】

第1の周波数推定及び補償の後、メンガリ・モレリアルゴリズムを用いることによって、周波数推定が再度実行され、更なる補償が実行される。すなわち、第1の補償されたサンプルシーケンスは、第1のLP1001と同じ方法で実施された第3のローパスフィルター1008によってフィルタリングされて、第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスが生成される。次に、係数

【数102】

$$\hat{R}_m(i)$$

が、(式3.2)を介して第3のフィルタリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって、第3の結果として計算される。周波数オフセットの(良好な)第2の推定値

40

【数103】

$$\hat{F}'$$

は、第2の周波数推定器1009において、(式3.4)を介して、すなわち、第3の結果に基づいて計算される。より詳細に言えば、周波数オフセットの第2の推定値

【数104】

$$\hat{F}'$$

50

は、第 3 の結果及び時間オフセットの推定値

【数 1 0 5】

$$\hat{t}$$

に基づいて求められる。このように、第 2 の周波数推定器 1 0 0 9 は、第 1 の実施態様 4 0 0 による第 1 の周波数推定器 4 0 4 及び第 2 の周波数推定器 4 0 6 と動作が同一である。

【0 1 5 4】

その後、周波数オフセットの第 2 の推定値

【数 1 0 6】

$$\hat{F}'$$

を用いて、第 1 の補償されたサンプルシーケンスが、この時は第 2 の補償器 1 0 0 7 において、受信信号の周波数オフセットの影響を再度補償される。それによって、後に検出の対象となる補償されたサンプルシーケンスが取得される。

【0 1 5 5】

タイミング周波数推定器の第 4 の実施態様 1 0 0 0 の動作は、図 7 のステップ S 7 0 6 において、ここでは、メイラン・チェン・マイヤーアルゴリズムの代わりに D A メンガリ・モレリアルゴリズムが、周波数オフセットの第 1 の推定値

【数 1 0 7】

$$\hat{F}$$

を求めることに用いられることを除いて、図 7 のフローチャートに示すタイミング周波数推定器の第 2 の実施態様 6 0 0 の動作に対応する。このように、S 7 0 6 の代わりに、タイミング周波数推定器の第 4 の実施態様 1 0 0 0 の動作は、周波数オフセットの第 1 の推定値

【数 1 0 8】

$$\hat{F}$$

が第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスを自己相関することによって取得された第 2 の結果に基づいて求められるステップ S 7 0 6 ' を含む。この第 2 の結果は、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスのサンプルを入力として用いて、(式 3. 6) を介して計算される係数 R (m) に対応する。

【0 1 5 6】

第 4 の実施態様 1 0 0 0 の上記説明から明らかになるように、第 1 のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用されて第 1 の結果を取得する自己相関アルゴリズム（すなわち、メンガリ・モレリアルゴリズム）は、第 1 のダウンサンプリングされたサンプルシーケンスに適用されて第 2 の結果を取得する自己相関アルゴリズム（すなわち、D A メンガリ・モレリアルゴリズム）と異なる。他方、第 1 のフィルタリングされたサンプルシーケンスに適用されて第 1 の結果を取得する自己相関アルゴリズム（すなわち、メンガリ・モレリアルゴリズム）は、第 3 のフィルタリングされたサンプルシーケンスにも適用されて第 3 の結果を取得する。

【0 1 5 7】

コンピューターシミュレーションを通じて、それぞれの A I S メッセージのデータフィールドに 0 の長いシーケンスが存在する場合と存在しない場合との双方において、第 4 の実施態様 1 0 0 0 は、第 1 の実施態様～第 3 の実施態様 4 0 0、6 0 0、8 0 0 よりも性能が優れていることが本発明者らによって検証された。

【0 1 5 8】

上記では、受信機 2 0 0 がリミッター 2 3 1 を備えること、及びリミッター 2 3 1 によって出力される正規化されたサンプルシーケンスがタイミング周波数推定器 2 3 2 に入力

10

20

30

40

50

されることが前提とされていた。しかしながら、所望に応じて、リミッターは省略することもでき、それによって、受信機200の複雑度が低減されるが、それぞれのAISメッセージのデータフィールドに0の長いシーケンスが存在する場合及び／又はメッセージ間に激しい干渉がある場合に受信機の性能が劣化するという代償が伴う。上記で論述したようなタイミング周波数推定器の第1実施態様～第4の実施態様400、600、800、1000は、リミッター231を備えていない受信機200にも適用可能であり、その場合、サンプルシーケンス $\{r_n\}$ は、事前の正規化なしでタイミング周波数推定器232に供給される。このため、タイミング周波数推定器の第1実施態様～第4の実施態様400、600、800、1000の上記説明において、リミッター231によって出力される正規化されたサンプルシーケンスは、受信信号から生成されたサンプルシーケンスに置き換えられなければならない。

10

#### 【0159】

##### 検出ステージ

次に、検出ユニット235及びその動作を説明する。特許文献1に開示されている従来技術の受信機における検出ユニットに対する検出ユニット235の重要な相違は、ビタビに基づく検出の代わりに、ここでは、軟入力軟出力(SISO)アルゴリズムが用いられるということである。

#### 【0160】

本発明の好ましい実施形態では、シンボルはビットに対応し、各シンボルは、値+1又は-1(又は同等に1及び0)をとることができるようになっている。検出ユニット235によって用いられる上記アルゴリズムの以下の説明は、この特定の場合について与えられる。しかしながら、本発明は、この特定の場合に限定されるものと解釈されるべきでない。

20

#### 【0161】

選択された検出アルゴリズムについて、この検出アルゴリズムは暗黙的な位相推定を実行するので、チャンネルによって導入される位相シフトの知識は必要ではない。このアルゴリズムは、ローラン分解(式1.13)に基づいており、元はA. Barbieri, G. Colavolpe「Simplified soft-output detection of CPM signals over coherent and phase noise channels」(IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, pp. 2486-2496, July 2007)において提案されたものである。

30

#### 【0162】

周波数及びタイミングの推定及び補償後の受信信号(すなわち、受信信号から生成されたサンプルシーケンス)は、ローラン分解の主要パルスに整合した整合フィルタ(オーバーサンプルドフィルタ)233、234によってフィルタリングされる。シンボル区間当たり1つのサンプルが、タイミングシンクロナイザーによって提供される情報、すなわち、時間オフセットの推定値

#### 【数109】

$$\hat{t}$$

を用いて整合フィルタ233、234の出力に保持される。以下では、 $x_n$ は、離散時間 $n$ におけるサンプルを示す。チャンネル位相は、アルファベット $\Psi = \{0, 2\pi/Q, \dots, 2\pi/Q(Q-1)\}$ の $Q$ 個の値に量子化される。 $Q$ は、性能と複雑度とをトレードする設計パラメータである。チャンネル位相確率密度関数(PDF)が、確率質量関数(PMF)になり、 $P_{f,n}(\psi_n)$ 及び $P_{b,n}(\psi_n)$ が、それぞれ前方再帰及び後方再帰におけるチャンネル位相PMFの推定値を示すのに用いられる。前方再帰の数式は、以下の式によって与えられる。なお、後方再帰も同様に進行する。

40

【数 1 1 0】

$$\begin{aligned}
P_{f,n}(\psi_n) = H_n(\psi_n) & \left[ (1 - P_\Delta) P\{\alpha_n = -1\} P_{f,n-1}(\psi_n) \right. \\
& + (1 - P_\Delta) P\{\alpha_n = 1\} P_{f,n-1}(\psi_n + \pi) \\
& + \frac{P_\Delta}{2} P\{\alpha_n = -1\} P_{f,n-1}\left(\psi_n + \frac{2\pi}{Q}\right) \\
& + \frac{P_\Delta}{2} P\{\alpha_n = -1\} P_{f,n-1}\left(\psi_n - \frac{2\pi}{Q}\right) \\
& + \frac{P_\Delta}{2} P\{\alpha_n = 1\} P_{f,n-1}\left(\psi_n + \frac{2\pi}{Q} + \pi\right) \\
& \left. + \frac{P_\Delta}{2} P\{\alpha_n = 1\} P_{f,n-1}\left(\psi_n - \frac{2\pi}{Q} + \pi\right) \right], \quad (\text{eq. 3.9})
\end{aligned}$$

ここで、 $0 < P_\Delta < 1$  は、以下の式によって与えられるチャネル位相  $H_n(\psi_n)$  の変化の速度に応じて最適化された設計パラメータであり、

【数 1 1 1】

$$H_n(\psi_n) = \exp \left\{ \text{Re} \left[ \frac{1}{N_0} x_n e^{j\pi h(n+1)} e^{-j\psi_n} \right] \right\}, \quad (\text{eq. 3.10})$$

$P\{\alpha_n = -1\}$ 、 $P\{\alpha_n = 1\}$  は、シンボルの事前確率 (APP) である。残余周波数エラーの場合、パラメータ  $P_\Delta$  をそれに応じて最適化しなければならない。以下の論述では、事前確率は 0.5 に設定されているが、送信メッセージの幾つかのシンボルが受信機において既知である場合、これらの既知のシンボルの事前確率を検出プロセスに含めることによって検出アルゴリズムの性能を大幅に改善することが可能である。前方再帰及び後方再帰中に計算される PMF は、最終的な完了の際に用いられ、以下のシンボル APP を与える。

【数 1 1 2】

$$\begin{aligned}
P(\alpha_n | \mathbf{x}) = \sum_{\psi_n \in \Psi} P_{b,n}(\psi_n) & \left[ (1 - P_\Delta) P(\bar{\alpha}_n) P_{f,n-1}(\psi_n - \pi \bar{\alpha}_n) \right. \\
& + \frac{P_\Delta}{2} P(\bar{\alpha}_n) P_{f,n-1}\left(\psi_n - \pi \bar{\alpha}_n + \frac{2\pi}{Q}\right) \\
& \left. + \frac{P_\Delta}{2} P(\bar{\alpha}_n) P_{f,n-1}\left(\psi_n - \pi \bar{\alpha}_n - \frac{2\pi}{Q}\right) \right]. \quad (\text{eq. 3.11})
\end{aligned}$$

【0 1 6 3】

APP  $P(\alpha_n = 1 | \mathbf{x})$  及び  $P(\alpha_n = -1 | \mathbf{x})$  から、対数尤度比 (LLR)  $L_n$  が以下の式を介して計算される。

【数 1 1 3】

$$L_n = \ln \frac{P\{\alpha_n = 1 | \mathbf{x}\}}{P\{\alpha_n = -1 | \mathbf{x}\}}. \quad (\text{eq. 3.12})$$

【0 1 6 4】

これに基づいて、受信機は、以下の式によって裁定される判定をシンボル  $\alpha_n$  に対して行う。

【数 1 1 4】

$$\hat{\alpha}_n = \text{sign}[L_n]$$

ここで、 $|L_n|$  は、この判定の信頼性の推定値であり、その値が大きいほど、対応する判定はより高い信頼性を有する。

【0 1 6 5】

上記で説明したアルゴリズムは、対数領域においてより好都合に実施される。この場合、指数関数の和の対数（ヤコビ対数）を計算することが必要とされることが分かる。その結果は、以下となる。

【数 1 1 5】

$$\ln(e^{x_1} + e^{x_2}) = \max(x_1, x_2) + \ln(1 + e^{-|x_1 - x_2|}) \simeq \max(x_1, x_2)$$

【0 1 6 6】

この検出アルゴリズムは軟入力軟出力アルゴリズムである。これは、信号振幅と雑音パワースペクトル密度（PSD） $N_0$  との比の推定値が利用可能でなければならないことを意味する（（式 3. 1 0）参照）。しかしながら、チャネル符号化が存在しない場合、これは重要ではない。これに対して、軟判定が利用可能であることは、受信機性能を改善する強力なツールを表す。実際には、チャネル符号化方式は、A I S シナリオでは採用されていないが、C R C を用いると、以下で説明する後処理方法を用いることによって、採用された S I S O 検出アルゴリズムの性能を改善することができる。

【0 1 6 7】

上記から明らかになるように、S I S O アルゴリズムを検出ユニット 2 3 5 において用いると、シンボルシーケンスを求めるステップにおいて求められたシンボルのそれぞれは、対応する送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルである。このため、受信機 2 0 0 の動作は、求められたシンボルごとに、この求められたシンボルが対応する送信シンボルと同一である確率を求めることを更に含む。

【0 1 6 8】

図 1 1 のフローチャートは、受信機 2 0 0 の動作、すなわち、S I S O アルゴリズムが検出ユニット 2 3 5 において用いられているときの連続位相変調によって変調された送信シンボルのシーケンスに関係した受信信号を復調する手順を示している。

【0 1 6 9】

ステップ S 1 1 0 1 において、サンプル  $r_n$  のシーケンスが受信信号から生成される。このステップは、フロントエンドユニット 2 0 1 において実行され、フロントエンドユニットは、この意味で、サンプリング手段として動作する。

【0 1 7 0】

ステップ S 1 1 0 2 において、受信信号の時間オフセット及び周波数オフセットが、サンプルシーケンスに基づいて推定される。さらに、ステップ S 1 1 0 3 において、推定された時間オフセット及び推定された周波数オフセットが、サンプルシーケンスの時間オフセット及び周波数オフセットを補償（補正）することに用いられ、それによって、補償されたサンプルシーケンスが取得される。ステップ S 1 1 0 2 及び S 1 1 0 3 の双方は、タイミ

【0 1 7 1】

ステップ S 1 1 0 4 において、送信シンボルシーケンスに対応するシンボルシーケンスが、補償されたサンプルシーケンスに基づいて求められる。その点に関して、求められたシンボルのそれぞれは、対応する送信シンボルと同一である確率が最も高いシンボルである。すなわち、求められたシンボルのそれぞれは、（式 3. 1 2）に従って計算された  $L_n$  を用いると、シンボル

【数 1 1 6】

$$\hat{\alpha}_n = \text{sign}[L_n]$$

である。このステップは、検出ユニット 2 3 5 において実行され、検出ユニットは、この意味で、復調手段として動作する。

【0 1 7 2】

図 1 1 は、リミッター 2 3 1 が受信機 2 0 0 から省略されている場合に対応することに留意すべきである。代替的に、受信サンプルの正規化に関係した図 3 におけるステップ S 3 0 2 に類似した更なるステップを、ステップ S 1 1 0 1 と S 1 1 0 2 との間に挿入することができる。この場合、これらのステップ S 1 1 0 2 及び S 1 1 0 3 は、正規化された

10

【0 1 7 3】

後処理ステージ

次に、本発明の受信機 2 0 0 の後処理ユニット 2 3 6 によって用いられる 2 つの後処理技法を説明する。そのような後処理は、特許文献 1 に開示されている従来技術の受信機では実行されないことに留意されたい。

【0 1 7 4】

連続位相変調は、固有の差分符号化によって特徴付けられる。これは、高い信号対雑音比 (S N R) の値では、エラーが連続したビットの対 (ペア) において発生することを意味する。A I S 規格によって予見された差分符号化の追加のステージを考慮すると、高い S N R 値におけるエラーパターンは、「w c w」という形にある。ここで、「w」は誤ったビットを表し、「c」は正しいビットを表す。加えて、高い S N R 値では、パケットが誤っているとき、一般に、単一のビットエラー対が発生する。

20

【0 1 7 5】

この知見に鑑み、本発明は、受信機 2 0 0 の後処理ユニット 2 3 6 によって用いられる次の 2 つの代替の後処理手順、すなわち、ビット反転復号化及びシンδροーム復号化を提案する。次に、これらの後処理手順をより詳細に説明する。

【0 1 7 6】

最初に、ビット反転手順を説明する。C R C が、復号化されたパケットが誤っていることを示しているとき、1 つのビット対のみが誤っているものと假定される。このため、正しく復号化されていないパケット内のビット対 (ペア) を反転 (復帰) することによって、正しいパケットを取得することができる。ここで、反転することは、そのペアの各ビットが、それぞれのビットの初期状態に応じて、+ 1 から - 1 に又は - 1 から + 1 に (又は同等に 1 から 0 に若しくは 0 から 1 に) 切り替えられることを示す。次に、ビット反転手順のより詳細な記述を、図 1 2 のフローチャートを参照して与える。

30

【0 1 7 7】

ステップ S 1 2 0 1 において、対象となるパケットが、検出ユニット 2 3 5 から受信される復号化されたサンプルシーケンスから生成される。ステップ S 1 2 0 2 において、C R C が実行され、対象となるパケットのチェックサムが計算される。ステップ S 1 2 0 3 において、計算された C R C チェックサムが、パケットが正しく復号化 (検出) されたことを示している場合、パケットは、ステップ S 1 2 0 8 において、正しく復号化 (検出) されたパケットとして出力される。そうでない場合、フローはステップ S 1 2 0 4 に進み、このステップにおいて、パケット内の 1 つ又は複数のシンボルペアが反転される。シンボル (ビット) ペアは、単一の更なるシンボルによって分離された 2 つのシンボルに対応する。シンボルペアを反転した後、ステップ S 1 2 0 5 において、C R C が再度実行され、反転されたシンボルペアを含むパケットのチェックサムが計算される。ステップ S 1 2 0 6 において、計算された C R C チェックサムが、今度は、正しく復号化されたパケットを示していることが判明した場合、フローはステップ S 1 2 0 8 に進み、このステップにおいて、反転されたシンボルペアを含むパケットが、正しく復号化されたパケットとして出力される。そうでない場合、それぞれのパケットは、ステップ S 1 2 0 7 において廃棄

40

50

される。代替的に、このパケットを廃棄する代わりに、以下で説明する地上処理等の更なる後処理技法をこのパケットに適用することができる。

#### 【0178】

一変更形態では、SISOアルゴリズムによって提供される各復号化されたシンボルが、対応する元の（すなわち、送信された）シンボルと同一である尤度が準備されているとき、各復号化されたシンボルは、信頼性が最も低い（すなわち、それぞれの元のシンボルと同一である尤度が最も低い）ビットペアを得るために探索され、それぞれのペアが、ステップS1204において反転される。

#### 【0179】

更なる変更形態では、ビット反転操作は、2つの最小の信頼性のある対に対して実行することができるか、又は有効な符号語（すなわち、正しく復号化されたパケット）が見つかるまで実行することができる。この場合が、図13のフローチャートによって示されている。

#### 【0180】

ステップS1301において、対象となるパケットが、検出ユニット235から受信される復号化されたサンプルシーケンスから生成される。ステップS1302において、CRCが実行され、対象となるパケットのチェックサムが計算される。ステップS1303において、計算されたCRCチェックサムが、パケットが正しく復号化されている（検出されている）ことを示している場合、このパケットは、ステップS1316において、正しく復号化された（検出された）パケットとして出力される。そうでない場合、フローはステップS1304に進み、このステップにおいて、信頼性が最も低い（すなわち、元のシンボルペアと同一である尤度が最も低い）第1のシンボルペアが求められる。ステップS1305において、信頼性が次に最も低い（すなわち、元のシンボルペアと同一である尤度が次に最も低い）第2のシンボルペアが求められる。

#### 【0181】

次に、ステップS1306において、第1のペアは反転される一方、第2のペアは手付かずのまま残される。第1のシンボルペアの反転後、ステップS1307において、CRCが再度実行され、反転された第1のシンボルペアを含むパケットのチェックサムが計算される。ステップS1308において、計算されたCRCチェックサムが今度は正しく復号化されたパケットを示していることが判明した場合、フローはステップS1316に進み、このステップにおいて、反転された第1のシンボルペアを含むパケットが、正しく復号化されたパケットとして出力される。そうでない場合、フローはステップS1309に進み、このステップにおいて、第1のペアはその初期状態のままとされ、第2のペアが反転される。第2のシンボルペアの反転後、ステップS1310において、CRCが再度実行され、反転された第2のシンボルペアを含むパケットのチェックサムが計算される。ステップS1311において、計算されたCRCチェックサムが今度は正しく復号化されたパケットを示していることが判明した場合、フローはステップS1316に進み、このステップにおいて、反転された第2のシンボルペアを含むパケットが、正しく復号化されたパケットとして出力される。そうでない場合、フローはステップS1312に進み、このステップにおいて、第1のペア及び第2のペアの双方が（それらのそれぞれの初期状態に対して）反転される。第1のシンボルペア及び第2のシンボルペアの反転後、ステップS1313において、CRCが再度実行され、反転された第1のシンボルペア及び第2のシンボルペアを含むパケットのチェックサムが計算される。ステップS1314において、計算されたCRCチェックサムが今度は正しく復号化されたパケットを示していることが判明した場合、フローはステップS1316に進み、このステップにおいて、反転された第1のシンボルペア及び第2のシンボルペアを含むパケットが、正しく復号化されたパケットとして出力される。そうでない場合、フローはステップS1315に進み、このステップにおいて、それぞれのパケットが廃棄される。代替的に、このパケットを廃棄する代わりに、以下で説明する地上処理等の更なる後処理技法をこのパケットに適用することができる。

10

20

30

40

50

## 【0182】

上記において、第1のシンボルペアのみを反転するステップ、第2のシンボルペアのみを反転するステップ並びに第1のシンボルペア及び第2のシンボルペアの双方を反転するステップは、入れ換えることができることが理解される。すなわち、これらのステップは、任意の順序で実行することができる。

## 【0183】

次に、シンドローム復号化手順を説明する。任意の有効な符号語（パケット）のシンドロームは、常に一定値（AIS規格によって予見されたCRCは、用いられる特定の初期化に起因して線形符号でない）、この一定値は0ではない）に等しく、無効な符号語のシンドロームは、エラーシーケンスにのみ依存し、送信シーケンスとは無関係である。本発明では、シンドロームは受信シーケンスのCRCチェックサムに対応すると言うことができる。この種の後処理を適用するために、誤ったビットの1つ及び2つの対を含む全てのエラーパターンが前もって調べられ、対応するシンドロームが、チェックサム値（シンドローム）とエラーシーケンス（エラーパターン）との関係を示す事前に記憶されたテーブルに保存される。検出ユニット235からの復号化されたサンプルシーケンスが受信されると、図14のフローチャートに示す以下のステップが実行される。

## 【0184】

ステップS1401において、対象となるパケットが、検出ユニット235から受信された、復号化されたサンプルシーケンスから生成される。ステップS1402において、対象となるパケットのCRC（すなわち、チェックサム）が計算される。ここで、このCRCチェックサムがシンドロームに対応する。ステップS1403において、計算されたシンドロームが、正しい符号語（パケット）のシンドロームと等しいことが判明した場合、このパケットは、正しいと宣言され、ステップS1409において、正しく復号化されたパケットとして出力される。そうでない場合、事前に記憶されたテーブル内の保存されたエラーパターンに対応するシンドロームの中から計算されたシンドロームを、単一の正しくないシンボルペアから得られたシンドロームから開始して探索することによって、エラーシーケンス（エラーパターン）が求められる。換言すれば、このエラーシーケンスは、チェックサム値と、チェックサム値とエラーシーケンスとの関係を示す事前に記憶されたテーブルとに基づいて求められる。対応関係が見つかった場合、ステップS1405において、それぞれのエラーシーケンスがテーブルから抽出され、パケットは、そのエラーシーケンスによって示されたパケット内の位置において突き止められたそれぞれのペア（複数の場合もある）を反転することによって補正される。対応関係が見つからない場合、パケットは、正しくないと宣言され、廃棄される。

## 【0185】

エラーシーケンスによって示されたシンボルのペア（複数の場合もある）が反転された後、ステップS1406において、CRCが再度実行され、反転されたシンボルペア（複数の場合もある）を含むパケットのチェックサムが計算される。ステップS1407において、計算されたCRCチェックサムが今度は正しく復号化されたパケットを示していることが判明した場合、フローはステップS1409に進み、このステップにおいて、反転されたシンボルペア（複数の場合もある）を含むパケットが、正しく復号化されたパケットとして出力される。そうでない場合、それぞれのパケットは、ステップS1408において廃棄される。代替的に、このパケットを廃棄する代わりに、以下で説明する地上処理等の更なる後処理技法をこのパケットに適用することができる。

## 【0186】

シンドローム復号化の信頼性を更に改善するために、誤ったビットの2つのペアに対応するエラーを探索するとき、LLRが固定閾値を越えていないシンボルペアのみを訂正することができる。

## 【0187】

第2の後処理技法は第1のものよりも性能が優れていることが、本発明者らによって検証されている。

## 【0188】

## 後置検出同期

次に、後置検出同期ユニット及びその動作を説明する。パケットが正しく復号化（検出）されると、このパケットによる干渉をキャンセルし、他のパケットの復号化（検出）を試みるために、このパケットを再変調し、受信信号から差し引くことができる。しかしながら、このためには、検出に必要なとされない対応する（時不変）振幅及び（時変）チャネル位相を推定しなければならない。加えて、前置検出同期ステージ後の周波数不確実性は、信頼性のある干渉キャンセルに許容可能なものよりも大きいので、精緻な周波数推定値も計算しなければならない。本発明者らが気づいているように、この点に関する最も重要な作業のうちの1つは、周波数推定によって代表される。実際に、この場合、非常に高い精度が必要とされる。完全なキャンセルの場合に対する性能損失を限られたものとするために、残余周波数エラーは、 $10^{-4}/T$ よりも低くなくてはならず、このため、上記で説明した検出アルゴリズムによって許容される $10^{-2}/T \div 1.5 \cdot 10^{-2}/T$ の周波数エラーよりも低くなくてはならない。

10

## 【0189】

パケット全体に基づくデータ支援（DA）アルゴリズムが、特許文献1に開示された従来技術の受信機において周波数推定、（時不変）位相推定及び振幅推定に採用されているが、完全なキャンセルに関する無視できない性能損失に遭遇する。従来技術の受信機の性能と比較して性能を改善するために、本発明は、以下に述べる変更形態を提案する。

## 【0190】

20

最初に、後置検出同期が、整合フィルターの出力に基づく代わりに、オーバーサンプリングされた受信信号（すなわち、受信信号から生成されたサンプルシーケンス）に基づいて実行される。この利点は、整合フィルター233、234の出力において発生するものに反して、雑音が白色であり、シンボル間干渉（ISI）が除去されていることである。換言すれば、ISI及び有色雑音が性能を劣化させることが回避される。したがって、前置検出ステージによって提供された時間シフト並びに任意の振幅及び位相を有する、検出されたパケットをオーバーサンプリングしたものが再構成される。このオーバーサンプリングしたものは、キャンセルの実行にも必要とされる。これは、離散時間変調器（信号再構成ユニット）238及び2次補間器240を通じて達成することができる。ここで、前置検出ステージにおいて取得された周波数推定値を用いることは必要ではない。なぜならば、次に説明する後置検出周波数推定器（周波数推定器）237は、十分に大きな推定範囲を有するからである。

30

## 【0191】

再構成されたパケットのサンプルを

## 【数117】

$$\{\hat{s}_{n\eta+m}\}$$

で示すことにする。次に、DAメンガリ・モレリアルゴリズムを用いることによって、周波数推定がサンプル

40

## 【数118】

$$z_{n\eta+m} = r_{n\eta+m} \hat{s}_{n\eta+m}^*$$

に対して実行される。M. Luise、R. Reggiannini「Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions」（IEEE Trans. Commun., vol. 43, pp. 1169-1178, Mar. 1995）に提案され、従来技術の受信機において用いられているアルゴリズム（ルイーゼ・レジアニニ（Luise-Reggiannini）アルゴリズム）と同じ性能を有するこのアルゴリズムの使用によって、ルイーゼ・レジアニニアルゴリズムの主な制限を取り除くことも可能になる。実際に、ルイーゼ・レジアニニアルゴリズムは、推定器によって観測されるシンボル区間の数に依存する推定範囲を有する。この数が大きいほど、推定

50

範囲はより多く制限される。(前置検出ステージ後の)初期周波数不確実性が $\pm 1.5 \cdot 10^{-2} / T$ であることを考慮すると、従来技術の推定器は、非常に限られた数のシンボル区間を用いることによって機能することができ、このため、もたらされる推定精度は非常に限られている。

【0192】

この問題に対処するために、従来技術では、最初のステップにおいて限られた数のシンボルに対して機能する周波数推定器と、多数のシンボルに対して機能する第2の推定器(これまでと同様にルイーゼ・レジアニニアルゴリズムに基づいている)とを用いて精度を高めることによって、周波数同期を2つのステップで実行することが提案されている。D Aメンガリ・モレリアルゴリズムは、観測されるシンボル区間の数とは無関係に、 $\pm 0.2 / T$ よりも大きな推定範囲を有するので、パケット全体を用いると、最も正確な推定値を取得することができる。所与の数の観測されたシンボルについて、D Aメンガリ・モレリアルゴリズムが、A W G Nシナリオ及び干渉制限シナリオの双方の場合でルイーゼ・レジアニニアルゴリズムと同じ性能を有することが本発明者らによって検証されている。加えて、D Aメンガリ・モレリアルゴリズムを用いることによって、A W G Nシナリオでは、修正クラメル・ラオ(Cramer-Rao)下限(M C R B)に達することが可能になり、そのため、後置検出周波数同期の更なる改善の余地はない。後置検出周波数同期の前に残余タイミングエラーが存在する場合、周波数推定において性能損失がないことも本発明者らによって検証されている。

【0193】

次に、位相振幅推定器241における後置検出位相及び振幅推定を、最尤(M L)技法を用いることによって同時に実行することができる。表記を簡略化するために、 $S_{n\eta+m}$ は、後置検出周波数推定及び補償後のサンプル

【数119】

$$\hat{S}_{n\eta+m}$$

を示す。位相の推定値及び振幅の推定値をそれぞれ

【数120】

$$\hat{\theta}$$

及び

【数121】

$$\hat{A}$$

によって示すと、時変チャネル位相は、

【数122】

$$\text{Im}\left[r_{n\eta+m}S_{n\eta+m}^*e^{-j\hat{\theta}_{n\eta+m}}\right]$$

によって与えられるエラー信号を有するD A 1次フェーズロックドループ(P L L)を用いて更新されるのに対して、振幅は、以下の式のように推定される。

【数123】

$$\hat{A} = \frac{\left|\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\eta-1} r_{n\eta+m}S_{n\eta+m}^*e^{-j\hat{\theta}_{n\eta+m}}\right|}{N\eta}$$

ここで、Nは、推定について考慮されるシンボル区間の数である。P L Lの初期化を考慮から除外するために、前方(forward)P L L及び後方(backward)P L Lを用いることができる。前方P L Lは、パケットの後半において位相を推定するのに用いられるのに対して、後方P L Lは、パケットの前半において位相を推定するのに用いられる。

## 【0194】

複雑度は非常に限られているので、パケット全体に基づく推定値が考慮される。従来技術における状況に反して、ここでは、非コヒーレント後置検出統合を用いて振幅推定を実行する必要はない。なぜならば、後置検出周波数推定及び補償は既に実行されており、補償されていない周波数オフセットに対してロバストなアルゴリズムは必要とされないからである。

## 【0195】

タイミング推定が後置検出周波数推定及び補償の後に精緻であるとき、干渉キャンセルを改善することができ、このため、性能改善を得ることができることが本発明者らによって確認されている。本発明によれば、この作業は、以下のDAアルゴリズムを用いて2次補間器240において実行される。2次補間器240は、タイミング推定及びその後の2次補間の双方を実行する。

## 【0196】

最初に、以下の物理量が計算される。

## 【数124】

$$\begin{aligned}\gamma_0 &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\eta-1} r_{n\eta+m} S_{n\eta+m}^* e^{-j\hat{\theta}_{n\eta+m}} \\ \gamma_1 &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\eta-1} r_{n\eta+m} S_{n\eta+m+1}^* e^{-j\hat{\theta}_{n\eta+m+1}} \\ \gamma_{-1} &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\eta-1} r_{n\eta+m} S_{n\eta+m-1}^* e^{-j\hat{\theta}_{n\eta+m-1}}\end{aligned}$$

## 【0197】

精緻なタイミング推定値が、以下の式のように閉形式で計算される。

## 【数125】

$$\tau = \frac{\eta}{T} \frac{\text{Re}[\gamma_0^*(\gamma_1 - \gamma_{-1})/2]}{\frac{|\gamma_1 - \gamma_{-1}|^2}{4} + \text{Re}[\gamma_0^*(\gamma_1 + \gamma_{-1} - 2\gamma_0)]}$$

## 【0198】

上記評価は、このタイミング精緻化及び次の2次補間がその結果の性能改善の検討を費やすのに値する複雑度を有する場合に実行されるべきである。図2から見て取ることができるように、後置検出推定は、リミッター231の前にサンプルを用いて実行しなければならない。

## 【0199】

最後に、AIS規格では、ランプアップシンボル及びランプダウンシンボルがパケットの先頭及び末尾に予見されていることが述べられている。このことは、キャンセル中に考慮に入れなければならない。すなわち、再構成された信号は、適切なランプアップ区間及びランプダウン区間を有しなければならない。実際の受信されたAISパケットの解析から、ランプアップセクション及びランプダウンセクションに対応する電力プロファイルを求めることができる。したがって、電力プロファイルのパラメータを推定し、これらの推定されたプロファイルを、検出されたシンボルに基づいて再構成された再構成パケットと組み合わせることによって波形を再構成することが可能である。

## 【0200】

図15のフローチャートは、後置検出同期及び干渉キャンセルを含む本発明の受信機の動作を示している。ステップS1501～S1505は、それぞれ図3に示すステップS

10

20

30

40

50

301～S305に対応する。ステップS1506において、正しく復号化（検出）されたパケットが識別され、受信機から出力される。ステップ1507において、識別され、正しく復号化されたパケットが、上記で説明したように、リミッター231（図2参照）への入力前に減算器243によってサンプルシーケンスからキャンセルされる。次に、フローはステップS1501に進み、既に復号化されたパケットがキャンセルされたサンプルシーケンスの復調を実行する。その後、以前は干渉パケットのために復号化が可能でなかった更なるパケットの復号化を試みることができる。ステップS1501～1507は、全てのパケットを復号化するのに必要な回数繰り返すこともできるし、これらのステップを繰り返す所定のカウントに達するまで繰り返すこともできる。ステップS1506を実行する前に、本方法は、ビット反転又はシンドローム復号化等の上記で説明した後処理に関係した更なるステップを含むことができることが理解される。

10

#### 【0201】

##### フレーム同期

フレーム同期は、メッセージの先頭の128個の可能な位置についてCRCチェックサムを計算することによって実行される。正確な位置が見つかり、CRCが検証され、探索が停止され、復号化に成功したメッセージがメッセージパーサブロック204に渡される。メッセージパーサブロックは、複製されたメッセージを廃棄する機能と、検出に成功したメッセージを各ゾーン復調器の信号再構成ブロックに渡す機能とを有する。誤警報の確率を許容可能な値に下げるとともに複雑度を低減するために、予備の開始フラグ及び終了フラグの検証も実行される。この手順は、ビットスタッフィングが存在する場合も変わらない。実際に、AIS規格では、5つの連続した1が、送信されるビットストリーム内に見つかった場合に、その5つの連続した1の後に0が挿入されるべきことが予見されている。結果として、受信機では、5つの連続した1が見つかり、その後に0が続いているとき、バースト長を1つだけ増加させなければならず、CRCフィールドの初期ビットをそれに応じて変換しなければならない。

20

#### 【0202】

最後に、上記フレーム同期手順の誤警報確率は、採用された検出器とは無関係であることを指摘しておく。実際に、本発明に関する誤警報確率は、ランダムに生成されたビットのシーケンスがCRC並びに開始フラグ及び終了フラグの検証を満たす確率に対応する。

#### 【0203】

##### 本発明の受信機の性能

図17には、特許文献1に開示された従来技術の受信機と本発明の受信機との性能比較が、信号対干渉電力比（SIR）のそれぞれ異なる値を有する単一の干渉体について示されている。有用な信号及び干渉体の双方は、区間[0, 0.22]に均一に分布したランダムな正規化されたドップラー周波数を有し、本発明の受信機は、第4のタイミング及び周波数推定アルゴリズム及び第2の後処理技法（シンドローム復号化）を用いる。この図では、横軸は、dBを単位とする信号対雑音比（SNR）を示し、縦軸は、パケットエラーレート（PER）の常用対数を示している。グラフ1701、1703、1705は、それぞれ5dBのSIRの場合、10dBのSIRの場合及び干渉が存在しない場合の従来技術の受信機の性能を示している。グラフ1702、1704、1706は、それぞれ5dBのSIRの場合、10dBのSIRの場合及び干渉が存在しない場合の本発明の受信機の性能を示している。対応するグラフの比較から見て取ることができるように、本発明の受信機は、SIRの全ての値について性能が優れている（PERが低い）。

40

#### 【0204】

##### 地上処理

1つの地点から別の地点へ情報を搬送する全体のプロセスは、受信機が送信機によって送信されたデータを抽出する能力を低下させる。デジタル通信では、着信するデータについてのアプリアリな情報の存在が、その抽出を援助することができ、したがって、受信機性能を改善することができる。そのようなアプリアリな情報が存在するか否かは、システムに依存する。AISでは、そのような情報は、或る程度存在し、本発明は、必要に応じ

50

て、アプリアリな情報の可用性を利用するメカニズムを更に提案する。このメカニズムは、必要とされるアプリアリな情報及び計算能力が利用可能である地上において最大限有利に用いることができるが、そのような実施態様に限定されるものではない。

#### 【0205】

復号化することができなかったパケットを捨てる（廃棄する）従来技術の受信機と異なり、本発明では、それらの復号化は再度試みられるが、この時、利用可能なアプリアリな情報を用いて試みられる。このように、計算リソースは、必要とされないときは節約され、援助を受けていない復号化プロセスを失敗させるほどSIRが十分低い場合に備えて取っておかれる。このため、本発明の受信機は、第1の（データの援助を受けていない）試みにおいてパケットを復号化することができないときはいつでも、第2の（この時は、データの援助を受けた）試みに利用可能なアプリアリな情報を取り出すために、以下で説明する手順に従う。パケットは、この後者の試みも失敗したときにのみ廃棄される。

10

#### 【0206】

データ援助復号化の手順のプロセスフローが、図16に示されている。以下の説明は、例示として、衛星に搭載されたAIS受信機に言及しているが、本発明は、衛星に搭載された受信機に限定されるものではなく、受信機の設置については代替のロケーションに拡張されるものとする。その上、以下の説明では、地上処理について言及されるが、その場合、復号化することができなかったパケットは、リモート（地上）処理サイトに送信される。しかしながら、本発明は、この場合に限定されるものではなく、特に、パケットがリモート処理サイトに送信されず、以下の手順に従って本発明の受信機において処理される場合を含むものとする。この場合、「データ支援処理」という用語がより適切であるが、以下の説明は、それにもかかわらず、簡潔にするために、地上処理にのみ言及する。

20

#### 【0207】

パケットが受信機に到着する度に、パケットの復号化が試みられる。パケットの復号化に失敗した場合、ステップS1601において、パケットが受信されたパケットの受信タイミングが、例えば、衛星が対応するデータを受信した時刻を調べることによって求められる。

#### 【0208】

ステップS1602において、求められた受信タイミングが衛星の位置推算表とともに用いられて、受信タイミングにおける衛星の視野が推定される。受信機が、艦艇又は他の任意の海上の物体若しくは地上に固定された物体に設置されている場合、衛星の位置推算表の代わりに、それぞれの物体のロケーションが考慮に入れられる。受信機が固定位置に設置されている場合、ステップS1601及びS1602を省略することができ、例えば、データベースから受信機の固定視野を調べることができる。

30

#### 【0209】

ステップS1603において、全ての艦艇（送信物体）の最新の既知の位置を含むデータベースを参照し、受信タイミングにおいて衛星の視界内にいた可能性のある艦艇を識別することによって、受信パケットの潜在的な送信機のリストが取得される。これらの艦艇は、潜在的な送信機の集合を形成する。

#### 【0210】

ステップS1604において、衛星の視界内にいた各艦艇のMMSIが、受信パケット又は受信パケットの少なくともMMSIフィールドと関連される。

40

#### 【0211】

ステップS1605において、ステップS1604において取得された関連が所定の閾値を越えているMMSIの利用可能なアプリアリなデータを取り出すことによって、利用可能なアプリアリなデータ（事前に取得されたデータ）が取得される。この関連が、潜在的な送信機のMMSIのいずれについても閾値を越えていない場合、パケットは廃棄される。

#### 【0212】

ステップS1606において、取得されたアプリアリなデータ（事前に取得されたデー

50

タ) が用いられ、相関が所定の閾値を越えていた各 M M S I の受信パケットの復調 (復号化) を助ける。復号器が復号化に成功するときは常に、プロセスが停止し、復号化されたパケットの情報が抽出される。そうでない場合、受信パケットは廃棄される。

#### 【0213】

上記に示したように、ステップ S 1 6 0 1 ~ S 1 6 0 6 は、リモート (地上) 処理サイト又は本発明の受信機自体のいずれかにおいて実行することができ、前者の場合、手順は、受信パケットを処理サイトに送信する送信ステップを更に含む。

#### 【0214】

上記技法は、受信機が艦艇 (すなわち、特定の M M S I) の新たな位置の回復に失敗したとき、アプリアリな既知の情報を用いて復号化プロセスを援助する。その情報は、トレーニングシーケンス (24 ビット)、開始フラグ (8 ビット)、ユーザー I D (30 ビット) 及び終了フラグ (8 ビット) に対応する 70 ビットからなる。これらに加えて、A I S の特定の性質によって、直接的ではないが、緯度フィールド及び経度フィールドから得られる幾つかの追加のビットをアプリアリな情報として用いることが可能になる。それらの数及び値は (対応する信頼レベルとともに)、艦艇の報告された最新の位置、速度及び進行方向に基づいて求めることができる。

#### 【0215】

位置情報は、本来、高い相関性を有する。換言すれば、互いに接近して位置する 2 つの地点の座標は、類似していると予想される。2 つの連続した A I S 報告間の時間スパン内に艦艇が進む小さな距離が与えられると、受信機は、或る特定の信頼レベルを有する緯度 / 経度 (lat / lon) 主要有効ビットの値を仮定し、その情報をアプリアリな情報として用いて復号化プロセスを援助することができる。

#### 【0216】

A I S は、艦艇の位置についての全ての情報が最新の成功した報告に含まれるメモリレスシステムである。この報告が受信されるとすぐに、艦艇のロケーションが完全に求められ、実質上不確実性のない地点に対応する。時間が経過するにつれて、この地点は、艦艇の移動に起因して位置不確実性を表す拡大した領域に変化する。このエリアは、艦艇を見つける確率が 100 % である搜索救難 (S A R) 領域として定義される。

#### 【0217】

しかしながら、艦艇は、その位置を報告するだけでなく、その速度及び進行方向も報告し、したがって、S A R 領域内で艦艇を見つける確率は一様ではない。代わりに、艦艇は、その実際の位置はまだ知られていないが、或る特定の航海計画又は或る特定の航海基準に従って或る特定の地点にしていると予想される。予想位置は、確率密度関数 (P D F) が付属していない限り、それ単独では意味をなさない。P D F は、予測の信頼レベルを決定する。

#### 【0218】

次に、S A R 領域及び S A R 領域内の P D F を一例によってより詳細に説明する。所与の艦艇からの最新の報告以降の経過時間を  $t$  とする。最新の報告を用いて、艦艇は、或る特定の位置  $p_0$  にあり、進行方向  $h_0$  を有し、速度  $v_0$  にあることを A I S に通知している。簡略化するために、S A R 領域は、(地球の表面上で)  $p_0$  を中心とした半径  $R_{S A R}$  を有する円であると仮定される。この半径は、或る特定の基準、例えば、 $R_{S A R} = v_{max} t$  に従って設定することができる。ここで、 $v_{max}$  は艦艇の最大速度であるが、海流等の他の変数も考慮することができる。艦艇は、進行方向  $h_0$  で  $p_0$  を通過する順ルートに従い、 $t$  で進む距離が推定によって  $d = v_0 t$  であると仮定すると、予想位置  $p(t)$  は容易に求められる。上記に示したように、予想位置  $p(t)$  は、関連付けられた P D F を伴っていなければならない。  $p(t)$  を中心とし、この地点までの地理的距離 (すなわち、地球の表面上の距離)  $r(p)$  とともに変化する (式 3. 13) に示すようなガウス関数は、適度な選択肢であると思われる。このガウス関数の分散は、 $p_0$  が  $3\sigma$  の円 ( $3\sigma = d$ ) 内にあるように選ばれる。

#### 【0219】

例えば、4時間前に、25度N 45度Wにあり、25 knの速度で進行方向45度にあると報告した艦艇（例1）を考えた場合、その現在の予想位置は、26.1732563015498度N 43.6878131578038度Wである。符号化されたフィールドは、この場合、それぞれ000111011111001111110010001及び1111001111000000000011010110001によって与えられる。

【数126】

$$f_g(\mathbf{p}) = K_g e^{-\frac{r(\mathbf{p})^2}{2\sigma^2}} \quad \text{with} \quad K_g = \frac{1}{\iint_{SAR} e^{-\frac{r(\mathbf{p})^2}{2\sigma^2}}} \quad (\text{eq. 3.13})$$

10

【0220】

ここで、問題は、これらのビットの値の正しさにどれほどの確信を持つことができるかである。PDFを用いると、上位ビットの良好な推定を行うことがかなり簡単であり、それらの数値は容易に計算可能であるが、結果は状況次第であることに留意しなければならない。

【0221】

例えば、2時間前に、26度N 92度W（メキシコ湾）にあり、25 knの速度で進行方向135度にあると報告した艦艇（例2）を考えた場合、経過時間はより短く、したがって、不確実性はより小さいので、高い確実性を有するビットの数は多い。艦艇が黒海等の小さな境界のある領域を進んでいる場合、同様の結果が予想される。

20

【0222】

トラフィック情報も考慮に入れた場合、より現実的なモデル化が可能である。これは、項の重み付き和を通じて行うことができる。例えば、2時間前に、その位置が6.25度N 90度Eのベンガル湾にあり、進行方向90度で25 knの速度であると報告した艦艇（例3）を考えた場合、そのエリア内のトラフィックパターンを考慮に入れると、（式3.14）において与えられるPDFが取得される。ここで、 $f_g(\mathbf{p})$ はガウス関数であり、 $f_t(\mathbf{p})$ はトラフィックを表すトラフィック関数であり、 $K_t$ は重み定数であり、 $K_N$ は正規化定数である。トラフィックを含めると、予想位置を再計算して、ガウス関数の中心ではなくPDFの予想位置にすることは理にかなっている。

【数127】

$$f_{pdf}(\mathbf{p}) = K_N (1 + K_t f_t(\mathbf{p})) f_g(\mathbf{p}) \quad (\text{eq. 3.14})$$

$$\text{with} \quad K_N = \frac{1}{\iint_{SAR} (1 + K_t f_t(\mathbf{p})) f_g(\mathbf{p})}$$

30

【0223】

艦艇がベンガル湾にいる特定の場合において、そのエリアにおける通常のトラフィックパターンについて、トラフィックを含めることは、艦艇が高確率で見つかるエリアを絞るのに役立ち、したがって、それらの結果は良好である。一方、トラフィックを含めることがこのエリアを広げることも起こる場合があり、それらの結果は悪化する。このため、最終的には、用いられるPDFが現実に対してどれほど忠実であるかが決め手となる。

40

【0224】

最後に、説明した地上処理の採用から取得可能な性能利得が図18A及び図18Bに示されている。一方、現実的なシミュレーションを行うには、AIS規格によって予見されたビット置換及び非ゼロ復帰（NRZI）符号化を考慮に入れることが必要である。特に、168個のデータビットはオクテットに分割され、次に、これらのオクテットは元の順序のままとされるが、各単一オクテット内では、ビットの順序は逆にされる。この操作の後、パケット全体がNRZI符号化を受け、この符号化において、各送信シンボルは以下の式から得られる。

【数 1 2 8】

$$s_i = c_i + c_{i-1} + 1 \quad (\text{eq.4.1})$$

ここで、 $c_i$  及び  $c_{i-1}$  は、パケットの 2 つの連続したビットであり、和は、モジュロ 2 となるように意図されている。(式 4. 1) から、単一のビットエラーが  $c_i$  又は  $c_{i-1}$  に存在する場合にのみシンボル  $s_i$  が正しくないことが明らかである。このため、 $s_i$  のエラー確率は、以下のように表すことができる。

【数 1 2 9】

$$P\{s_i \neq \bar{s}_i\} = P\{c_i \neq \bar{c}_i\}P\{c_{i-1} = \bar{c}_{i-1}\} + P\{c_i = \bar{c}_i\}P\{c_{i-1} \neq \bar{c}_{i-1}\} \quad (\text{eq.4.2})$$

10

ここで、

【数 1 3 0】

$$\bar{s}_i, \bar{c}_i, \bar{c}_{i-1}$$

は、正しく送信された値を表す。

【0 2 2 5】

図 1 8 A は、例 1 の艦艇、すなわち外洋における艦艇の場合の地上処理を有する本発明の方法及び有しない本発明の方法の性能を S I R のそれぞれ異なる値について示している。図 1 8 B は、例 2 の艦艇、すなわちメキシコ湾における艦艇の場合の地上処理を有する本発明の方法及び有しない本発明の方法の性能を S I R のそれぞれ異なる値について示している。有用な信号及び干渉体の双方は、区間  $[0, 0.22]$  に均一に分布したランダムな正規化されたドップラー周波数を有する。図 1 7 と同様に、横軸は、dB を単位とする信号対雑音比 (S N R) を示し、縦軸は、パケットエラーレート (P E R) の常用対数を示している。グラフ 1 8 0 1、1 8 1 1 は、それぞれ例 1 及び例 2 の 5 dB の S I R についての地上処理を有しない本発明の方法の性能を示し、グラフ 1 8 0 2、1 8 1 2 は、それぞれ例 1 及び例 2 の 5 dB の S I R についての地上処理を有する本発明の方法の性能を示している。グラフ 1 8 0 3、1 8 1 3 は、それぞれ例 1 及び例 2 の 1 0 dB の S I R についての地上処理を有しない本発明の方法の性能を示し、グラフ 1 8 0 4、1 8 1 4 は、それぞれ例 1 及び例 2 の 1 0 dB の S I R についての地上処理を有する本発明の方法の性能を示している。グラフ 1 8 0 5、1 8 1 5 は、それぞれ例 1 及び例 2 の干渉が存在しない場合の地上処理を有しない本発明の方法の性能を示し、グラフ 1 8 0 6、1 8 1 6 は、それぞれ例 1 及び例 2 の干渉が存在しない場合の地上処理を有する本発明の方法の性能を示している。対応するグラフの比較から見て取ることができるように、地上処理を有する本発明の受信機は、S I R の全ての値についてかつ例 1 及び例 2 の双方について性能が優れている (P E R が低い)。

20

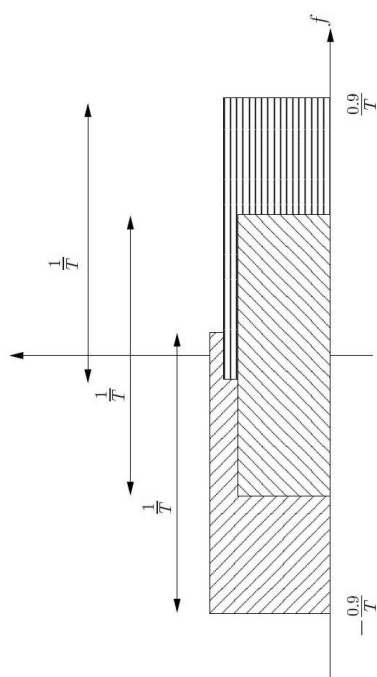
30

【0 2 2 6】

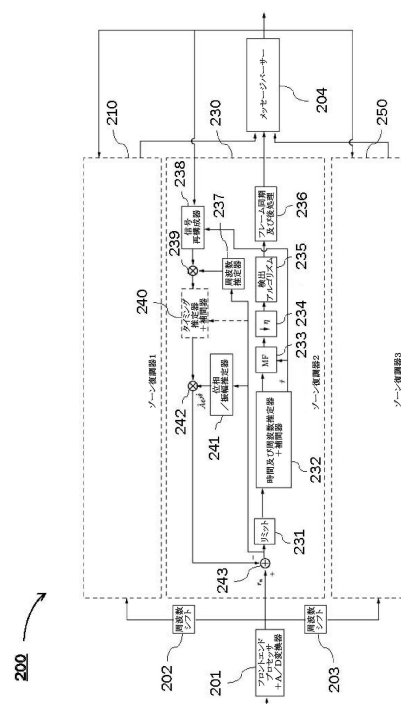
上記で説明した実施形態の構造の特徴、コンポーネント及び特定の詳細は、それぞれの用途に最適化された更なる実施形態を形成するように交換するか又は組み合わせることができる。これらの変更形態が当業者に容易に明らかとなる限り、それらの変更形態は、この説明を簡潔にするために、明示的に全ての可能な組み合わせを指定することなく上記の説明によって暗黙的に開示されるものとする。

40

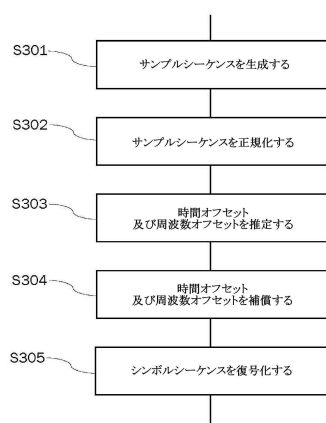
【図 1】



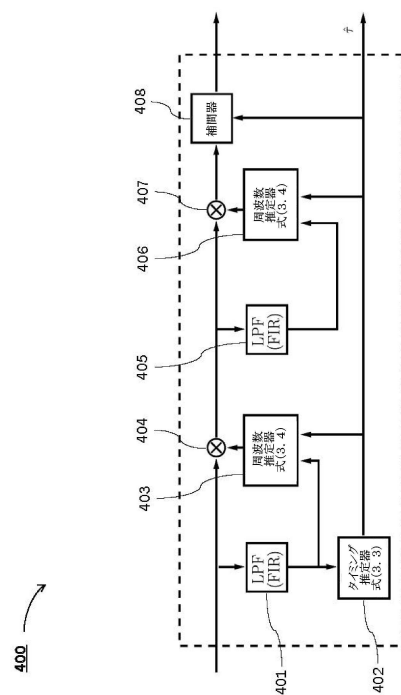
【図 2】



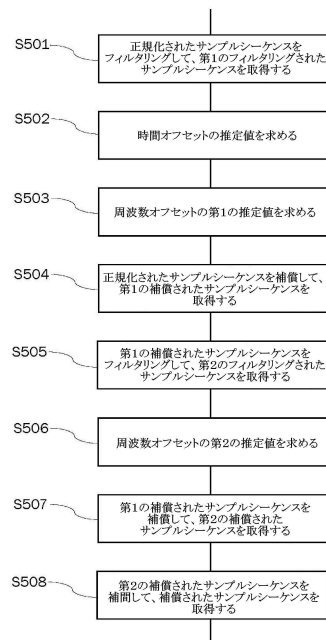
【図 3】



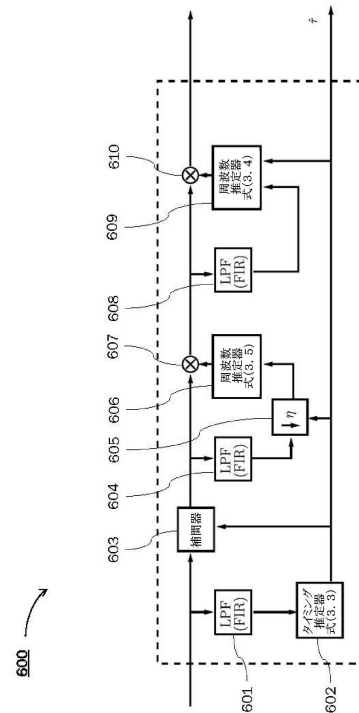
【图 4】



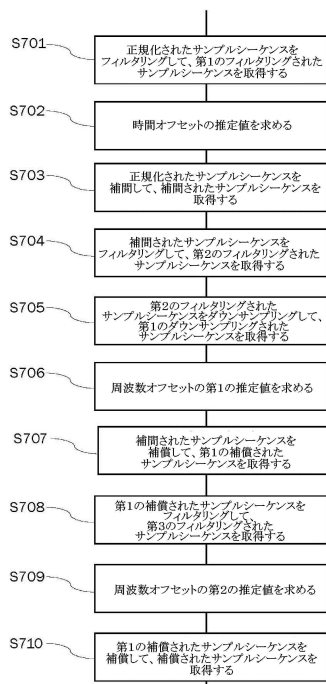
【図 5】



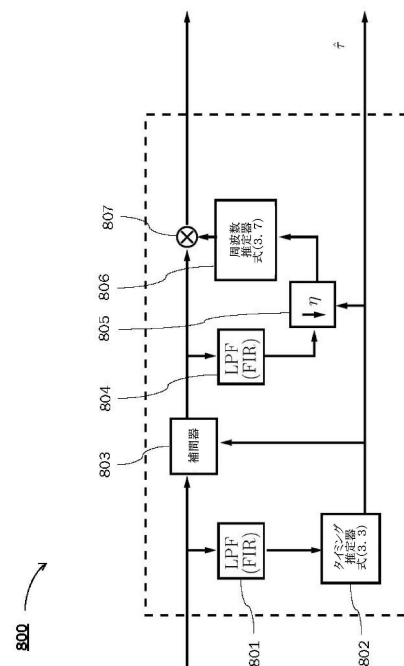
【図 6】



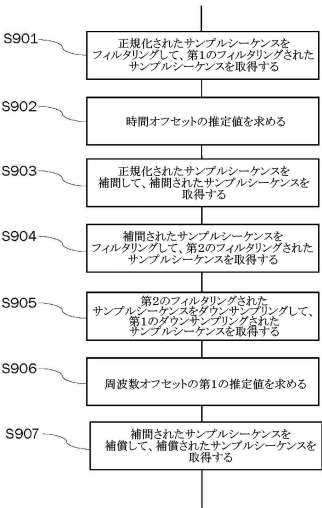
【図 7】



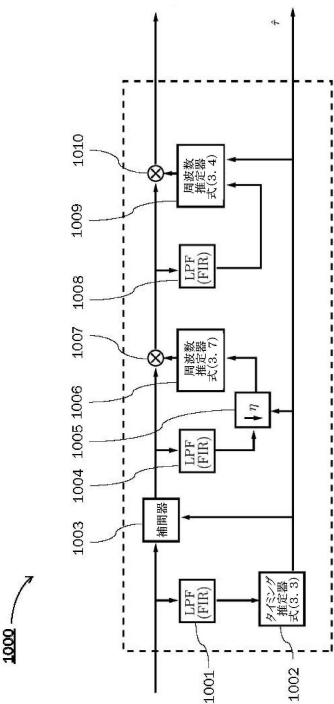
【図 8】



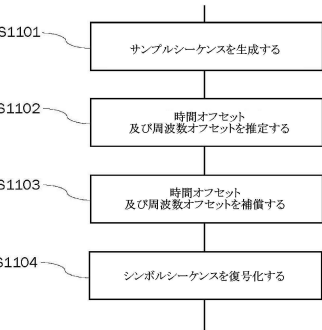
【図 9】



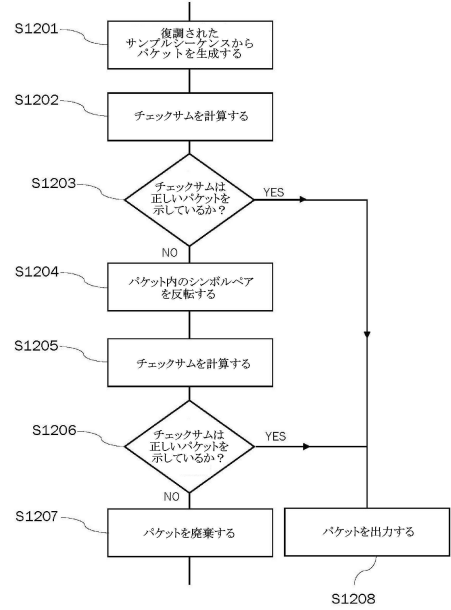
【図 10】



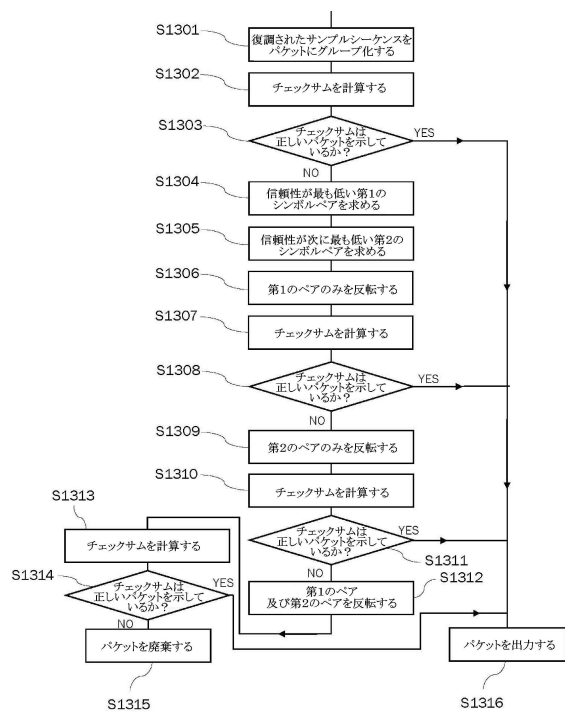
【図 11】



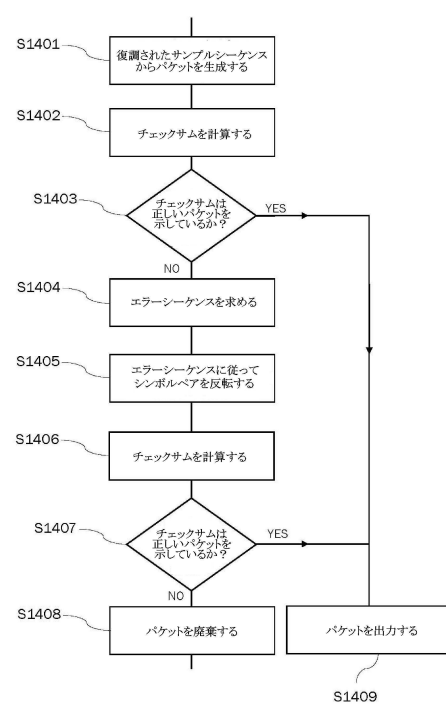
【図 12】



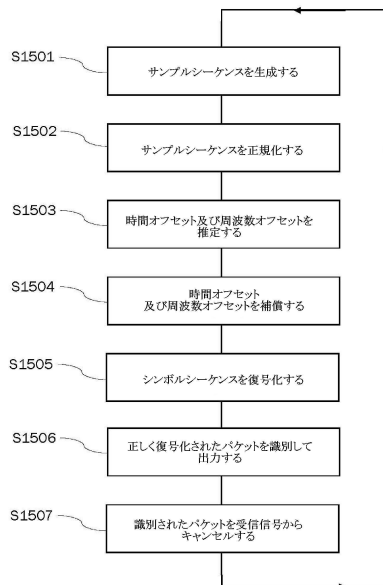
【図 13】



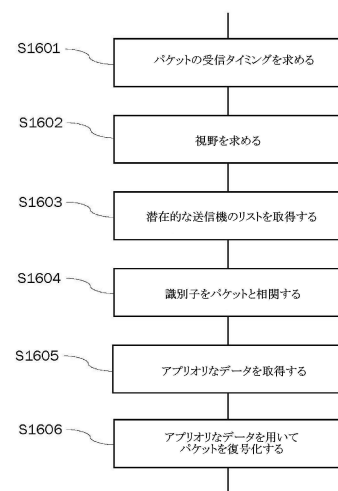
【図 14】



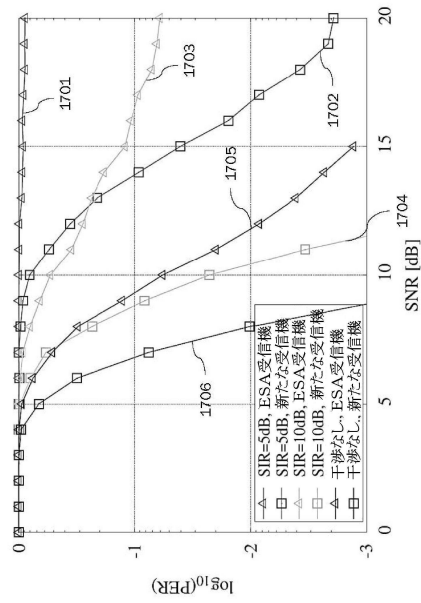
【図 15】



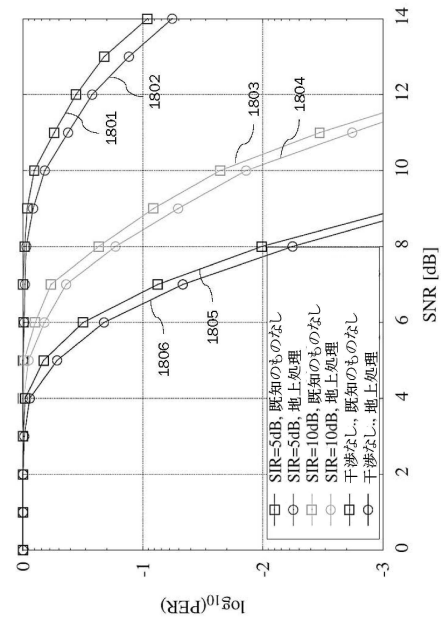
【図 16】



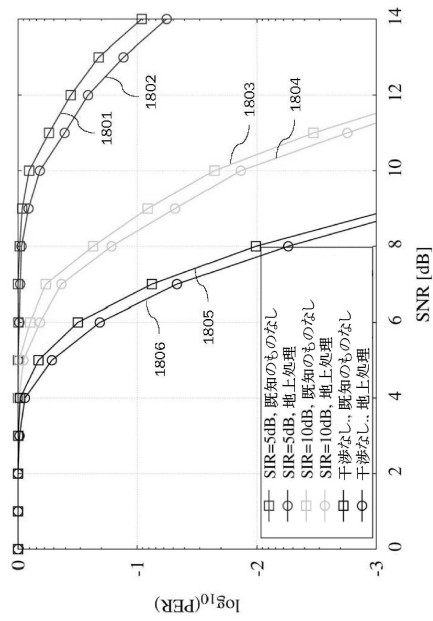
【図 17】



【図 18 A】



【図 18 B】



## フロントページの続き

- (72)発明者 アレッサンドロ ウゴリーニ  
イタリア国 I-43036 フィデンツァ ヴィア クリストフォロ コロンボ 10
- (72)発明者 トンマーゾ フォッジ  
イタリア国 I-43121 パルマ ボルゴ ビッチェライ 3
- (72)発明者 フアン リサラガ  
オランダ国 NL-2312 エスエル ライデン ランゲシュトラート36
- (72)発明者 アルベルト ジネシ  
オランダ国 NL-1075ヘーイクス アムステルダム ヨハネスフェルフルストシュトラート  
173-2
- (72)発明者 ステファノ チオーニ  
オランダ国 NL-2181 エスアール ヒルレーゴム ユリアナファンシュトルベルグラーン  
19

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 特開2000-059448 (JP, A)  
欧州特許出願公開第02315366 (EP, A1)  
国際公開第2006/122291 (WO, A2)  
米国特許第05594757 (US, A)  
特開2001-094474 (JP, A)  
特開2006-109019 (JP, A)  
特開2001-230677 (JP, A)  
特開2007-251931 (JP, A)  
特表2013-529023 (JP, A)  
ODD TRANDEM, IMPLEMENTATION OF A MODEM FOR DIGITAL PHASE MODULATION USING VITERBI DEC  
ODING, PROCEEDINGS OF THE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE AND EXHIBITION (GLOBECO  
M), 1986年12月, VOL:3, pp.1869 - 1873  
MICHELE MORELLI et al., JOINT FREQUENCY AND TIMING RECOVERY FOR MSK-TYPE MODULATION, I  
EEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, 1999年 6月, pp.938 - 946  
楨本 允 他, データ間引きを用いたOFDMシンボル同期の実現に関する検討, 2004年電子情  
報通信学会総合大会講演論文集, 2004年 3月 8日, p.122, A-4-31

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04L 27/14  
IEEE Explore