

FIG. 1

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

連続位相周波数偏移キーイングを使用して変調された無線信号を受信するように適合されたデジタル無線受信機であって、前記受信機は、

搬送波周波数を有するアナログ無線信号を受信するための手段と、

前記キャリア周波数と公称キャリア周波数との間の周波数オフセットを推定するように配置された相関器と、

前記周波数オフセットを補正するための手段と、

各々が前記アナログ無線信号からビットシーケンスを決定するための異なるビットパターンに対応する複数のフィルタを含む整合フィルタバンクと、を備える

ことを特徴とするデジタル無線受信機。

10

【請求項 2】

前記相関器は、オフセットデータ支援型フレーム及び周波数一括推定器である

ことを特徴とする、請求項 1 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 3】

前記搬送波信号の周波数ドリフトを推定するように設けられたモジュールを備える

ことを特徴とする、請求項 1 または 2 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 4】

前記モジュールは、MFB の所定のフィルタが整合フィルタとなる場合にそれによって決定される位相を、同数のハイビットとロービットとを受信した期間の後に、後続の整合時に決定される位相と比較して、前記周波数ドリフトを推定するように構成されている

ことを特徴とする、請求項 3 に記載のデジタル無線受信機。

20

【請求項 5】

フィルタが整合し、かつ、同数のハイビットとロービットとを受信するたびに周波数ドリフトの推定を行なうように構成されている

ことを特徴とする、請求項 4 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 6】

フィルタが整合するたびに前記位相をタイムスタンプとともに記録し、

前記フィルタが次回に整合すると、前回のチェック以降に同数のハイビットとロービットとが特定されたかどうかの確認を行なうように構成されている

ことを特徴とする、請求項 4 または請求項 5 に記載のデジタル無線受信機。

30

【請求項 7】

前記期間が閾値時間を超えた場合には前記周波数ドリフトを推定しないように構成されている

ことを特徴とする、請求項 1 乃至請求項 6 のいずれかに記載のデジタル無線受信機。

【請求項 8】

前記ドリフト推定値に基づいて前記搬送波周波数に補正を適用するように構成されている

ことを特徴とする、請求項 3 乃至請求項 7 のいずれかに記載のデジタル無線受信機。

【請求項 9】

前記ドリフト推定値が、所定の最低値を上回るか、および / または、所定の最大値を下回る場合のみ前記補正を適用するように構成されている

ことを特徴とする、請求項 8 に記載のデジタル無線受信機。

40

【請求項 10】

前回の補正が適用されてから所定の最小時間が経過した場合のみ前記補正を適用するように構成されている

ことを特徴とする、請求項 8 または請求項 9 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 11】

フィルタ当たりのビット数を K とすると、各ビットの K 個の最新ビット観察結果を使用してビット判定を行なうように構成されている

50

ことを特徴とする、請求項 1 乃至請求項 10 のいずれかに記載のデジタル無線受信機。

【請求項 12】

搬送波周波数を有し連続位相周波数偏移キーイングを使用して変調された無線信号を受信するように適合されたデジタル無線受信機であって、前記受信機は、

前記無線信号を受信するための手段と、

複数のフィルタを備え各々が前記信号のビットシーケンスを決定するための異なるビットパターンに対応している整合フィルタバンクと、を備え、

前記受信機は、前記フィルタの一つが一回目にビットパターンに整合したときに前記信号の位相に関連する情報を該フィルタから取得し、

該フィルタが二回目にビットパターンに整合したときに前記信号の位相に関連する情報を該フィルタから取得し、

前記一回目と前記二回目との間にあるビットシーケンスが同数のハイビットとロービットを含む場合に、前記一回目に決定された位相と前記二回目に決定された位相との位相差を用いて、前記搬送波周波数の周波数ドリフトを推定するように構成されている

ことを特徴とするデジタル無線受信機。

【請求項 13】

フィルタが整合し、かつ、同数のハイビットとロービットとを受信するたびに周波数ドリフトの推定を行なうように構成されている

ことを特徴とする、請求項 12 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 14】

フィルタが整合するたびに前記位相をタイムスタンプとともに記録し、

前記フィルタが次回に整合すると、前回のチェック以降に同数のハイビットとロービットとが特定されたかどうかの確認を行なうように構成されている

ことを特徴とする、請求項 12 または請求項 13 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 15】

前記期間が閾値時間を超えた場合には前記周波数ドリフトを推定しないように構成されている

ことを特徴とする、請求項 12 乃至請求項 14 のいずれかに記載のデジタル無線受信機。

【請求項 16】

前記ドリフト推定値に基づいて前記搬送波周波数に補正を適用するように構成されている

ことを特徴とする、請求項 12 乃至請求項 15 のいずれかに記載のデジタル無線受信機。

【請求項 17】

前記ドリフト推定値が、所定の最低値を上回るか、および / または、所定の最大値を下回る場合のみ前記補正を適用するように構成されている

ことを特徴とする、請求項 16 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 18】

前回の補正が適用されてから所定の最小時間が経過した場合のみ前記補正を適用するように構成されている

ことを特徴とする、請求項 16 または請求項 17 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 19】

フィルタ当たりのビット数を K とすると、各ビットの K 個の最新ビット観察結果を使用してビット判定を行なうように構成されている

ことを特徴とする、請求項 12 乃至請求項 18 のいずれかに記載のデジタル無線受信機。

【請求項 20】

複数のビット周期を有しデジタル符号化された無線信号を受信するように適合されたデジタル無線受信機であって、前記受信機は、各ビット周期に対して、

10

20

30

40

50

i) Kビット長の整合フィルタのバンクを前記信号に適用し、

i i) 前記整合フィルタのどれが、前記ビット周期および直前のK-1個のビット周期の前記信号に最もよく整合するかを決定して記録するように構成されていて、

さらに、Kが奇数の場合はK個の整合したフィルタ、Kが偶数の場合はK-1個の整合したフィルタの過半数によって示されるビット値に基づいて出力ビット値を決定するように構成されている

ことを特徴とするデジタル無線受信機。

【請求項 2 1】

関連するビット周期を網羅するK個の記録済みフィルタ指数から直接に出力ビットを決定するように構成されている

ことを特徴とする、請求項 2 0 に記載のデジタル無線受信機。

【請求項 2 2】

連続位相周波数偏移キーイングを使用して変調された無線信号を復号する方法であって、

搬送波周波数を有するアナログ無線信号を受信することと、

相関器を使用して、前記キャリア周波数と公称キャリア周波数との間の周波数オフセットを推定することと、

前記周波数オフセットを補正することと、

各々が異なるビットパターンに対応する複数のフィルタを含む整合フィルタバンク (M F B) を使用して、前記アナログ信号からビットシーケンスを決定することと、を含むことを特徴とする方法。

【請求項 2 3】

前記相関器は、オフセットデータ支援型フレーム及び周波数一括推定器である

ことを特徴とする、請求項 2 2 に記載の方法。

【請求項 2 4】

前記搬送波信号の周波数ドリフトを推定することを含む

ことを特徴とする、請求項 2 2 または請求項 2 3 に記載の方法。

【請求項 2 5】

前記 M F B の所定のフィルタが整合フィルタとなる場合にそれによって決定される位相を、同数のハイビットとロービットとを受信した期間の後に、後続の整合時に決定される位相と比較して、前記周波数ドリフトを推定することを含む

ことを特徴とする、請求項 2 4 に記載の方法。

【請求項 2 6】

フィルタが整合し、かつ、同数のハイビットとロービットとを受信するたびに周波数ドリフトの推定を行なうことを含む

ことを特徴とする、請求項 2 5 に記載の方法。

【請求項 2 7】

フィルタが整合するたびに前記位相をタイムスタンプとともに記録することと、

前記フィルタが次回に整合すると、前回のチェック以降に同数のハイビットとロービットとが特定されたかどうかの確認を行なうことと、を含む

ことを特徴とする、請求項 2 4、請求項 2 5、または請求項 2 6 に記載の方法。

【請求項 2 8】

前記期間が閾値時間を超えた場合には前記周波数ドリフトを推定しないことを含む

ことを特徴とする、請求項 2 4 乃至請求項 2 7 のいずれかに記載の方法。

【請求項 2 9】

前記ドリフト推定値に基づいて前記搬送波周波数に補正を適用することを含む

ことを特徴とする、請求項 2 4 乃至請求項 2 8 のいずれかに記載の方法。

【請求項 3 0】

前記ドリフト推定値が、所定の最低値を上回るか、および / または、所定の最大値を下回る場合のみ前記補正を適用することを含む

10

20

30

40

50

ことを特徴とする、請求項 29 に記載の方法。

【請求項 31】

前回の補正が適用されてから所定の最小時間が経過した場合のみ前記補正を適用することを含む

ことを特徴とする、請求項 29 または請求項 30 に記載の方法。

【請求項 32】

フィルタ当たりのビット数を K とすると、各ビットの K 個の最新ビット観察結果を使用してビット判定を行なうことを含む

ことを特徴とする、請求項 22 乃至請求項 31 のいずれかに記載の方法。

【請求項 33】

連続位相周波数偏移キーイングを使用して変調された無線信号の周波数ドリフトを推定する方法であって、前記方法は、

搬送波周波数を有する前記無線信号を受信することと、

複数のフィルタを備え各々が異なるビットパターンに対応する整合フィルタバンクを使用して前記無線信号からビットシーケンスを決定することと、

前記フィルタの一つが一回目にビットパターンに整合するときに前記信号の位相に関連する情報を前記フィルタから取得することと、

前記フィルタが二回目にビットパターンに整合するときに前記信号の位相に関連する情報を前記フィルタから取得することと、

前記一回目と前記二回目との間にある前記ビットシーケンスが同数のハイビットとロービットとを含む場合に、前記一回目に決定された位相と前記二回目に決定された位相との位相差を用いて、前記搬送波周波数の周波数ドリフトを推定することと、を含む

ことを特徴とする方法。

【請求項 34】

フィルタが整合し、かつ、同数のハイビットとロービットとを受信するたびに周波数ドリフトの推定を行なうことを含む

ことを特徴とする、請求項 33 に記載の方法。

【請求項 35】

フィルタが整合するたびに前記位相をタイムスタンプとともに記録することと、

前記フィルタが次回に整合すると、前回のチェック以降に同数のハイビットとロービットとが特定されたかどうかの確認を行なうことと、を含む

ことを特徴とする、請求項 33 または請求項 34 に記載の方法。

【請求項 36】

前記期間が閾値時間を超えた場合には前記周波数ドリフトを推定しないことを含む

ことを特徴とする、請求項 33 乃至請求項 35 のいずれかに記載の方法。

【請求項 37】

前記ドリフト推定値に基づいて前記搬送波周波数に補正を適用することを含む

ことを特徴とする、請求項 33 乃至請求項 36 のいずれかに記載の方法。

【請求項 38】

前記ドリフト推定値が、所定の最低値を上回るか、および / または、所定の最大値を下回る場合のみ前記補正を適用することを含む

ことを特徴とする、請求項 37 に記載の方法。

【請求項 39】

前回の補正が適用されてから所定の最小時間が経過した場合のみ前記補正を適用することを含む

ことを特徴とする、請求項 37 または請求項 38 に記載の方法。

【請求項 40】

デジタル符号化された無線信号を復号化する方法であって、

a) 前記無線信号を受信することと、

b) 各ビット周期に対して

10

20

30

40

50

i) Kビット長の整合フィルタのバンクを前記無線信号に適用することと、

i i) 前記整合フィルタのどれが、前記ビット周期および直前のK-1個のビット周期の前記信号に最もよく整合するかを決定し記録することと、

c) Kが奇数の場合はK個の整合したフィルタ、Kが偶数の場合はK-1個の整合したフィルタの過半数によって示されるビット値に基づいて出力ビット値を決定すること、とを含む

ことを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、デジタル無線伝送信号を復号するための方法および装置に関する。

【背景技術】

【0002】

デジタル無線通信では、入力するアナログ波形を離散的ビットシーケンスに変換する必要がある。通常、受信電波のベースバンド処理部は、同相(I)信号および直交(Q)信号として知られている二つのベースバンド信号を受信する。理論的に言えば、Q信号は、I信号と90度位相がずれている。これらの信号は、複素平面内の単位円の周りを占める点とみなすことができる。

【0003】

既知の構成(いわゆる弁別検出器等)においては、これらのベースバンド信号を取り出し、互いの位相角を計算して微分し、「実際の」波形を生成する。この波形を用いて、デジタル処理のために出力されるビットシーケンスを推定する。

【0004】

受信波形からビットシーケンスを推定するための一つの知られた方法として、波形に整合フィルタバンクを適用することが挙げられる。これは、各々が一つ以上のビットに対応する波形に整合する、一連のフィルタを備えている。例えば、八つのフィルタからなるバンクにおいて、各フィルタは、三ビットのシーケンスを表す別々の波形に対応するものとする。そして、波形の特定の部分にどのフィルタが最も良く整合するかに応じて、三つのブロック単位でビットの決定が行なわれる。このアプローチは、上記の例では、三ビット長ごとの観察を通じた整合フィルタバンクに基づく、ビットの最適近傍(加法性白色ガウス雑音の)非コヒーレント最尤推定法であると言える。

【0005】

整合フィルタバンク手法は、理論的には良好な結果を出すことができる。しかし、この手法は、現実世界の無線通信の必然的な特徴である、搬送波周波数のドリフトやオフセットに対して、実際にはあまり耐性がないことを出願人は理解するに至った。

【発明の概要】

【0006】

本発明は、この問題に対処することを目的とし、第一の態様から見ると、連続位相周波数偏移キーイングを使用して変調された無線信号を受信するように適合されたデジタル無線受信機を提供するものであって、前記受信機は、搬送波周波数を有するアナログ無線信号を受信するための手段と、前記キャリア周波数と公称キャリア周波数との間の周波数オフセットを推定するように配置された相関器と、前記周波数オフセットを補正するための手段と、各々が異なるビットパターンに対応する複数のフィルタを含み前記アナログ信号からビットシーケンスを決定するための整合フィルタバンクと、を備える。

【0007】

このように、本発明では、相関器を使用して、整合フィルタバンク(MFB)を適用する前に搬送波周波数オフセットを推定することを、当業者であれば理解するであろう。こうすれば、周波数オフセット補正を適用することができるので、MFBの信頼性を向上させることができる。当業者によく知られるように、相関器を用いて、受信波形と、データパケットの一部の同期ビットを表す既知の波形との相互相関を計算することができる。相

10

20

30

40

50

関器を使用して周波数オフセットを推定することは、MFBと組み合わせて使用すると特に有益であることを、出願人は発見するに至った。第一には、相関器は、検索操作や学習操作を行なう必要がないので、比較的高速に動作することができるという事実である。第二には、相関器は、周波数オフセットの推定値と同様にタイミングの推定値を提供することができるので、同期のためのプロトコルに限られた時間しか許されないBluetooth(登録商標)のような用途において有益である、迅速なタイミング同期を達成することができることである。第三には、相関器出力の有効な「ピーク」が有効なパケット(フレーム)同期としても作用することができるので、相関器は、パケット検出器にもなり得るということである。第四には、適切に設計された相関器は、低い信号対雑音比(SNR)の下で十分に機能することができる、すなわち、相関器が制限要因とはならないことが分かったことである。

10

【0008】

一連の実施形態において、相関器は、オフセットデータ支援型フレーム及び周波数一括推定器である。

【0009】

周波数オフセットを推定し補正することができるので、MFBをより確実に適用することができるが、この信頼性は、時間の経過とともに、すなわち、データパケットが継続している期間全体に亘って、周波数オフセットに生じる変化である周波数ドリフトによって妨げられるものでもあることに、出願人はさらに気が付いた。したがって、一連の実施形態において、受信機は前記搬送波信号の周波数ドリフトを推定するように設けられたモジュールを備える。出願人は、整合フィルタバンクを使用するときに入力信号の周波数ドリフトを推定するために、整合フィルタバンクによって提供される、入力信号に係る位相情報の複数の観察結果を使用して周波数ドリフトを推定する、特に有益な構成を考案した。より具体的には、このような実施形態の受信機は、MFBの所定のフィルタが整合フィルタとなる場合にそれによって決定される位相を、同数のハイビットとロービットとを受信した期間の後に、後続の整合時に決定される位相と比較して、位相ドリフトを推定するように構成されている。後者の要件は、位相に与える変調の影響を除去するので、この期間に生じる残留位相シフトは、周波数ドリフトに起因するものであると言える。

20

【0010】

このような構成は、それ自体で新規性があり進歩性があるので、第二の態様から見ると、本発明は、搬送波周波数を有し連続位相周波数偏移キーイングを使用して変調された無線信号を受信するように適合されたデジタル無線受信機を提供するものであって、前記受信機は、前記無線信号を受信するための手段と、複数のフィルタを備え各々が前記信号のビットシーケンスを決定するための異なるビットパターンに対応している整合フィルタバンクと、を備え、

30

前記受信機は、前記フィルタの一つが一回目にビットパターンに整合したときに前記信号の位相に関連する情報を該フィルタから取得し、該フィルタが二回目にビットパターンに整合したときに前記信号の位相に関連する情報を該フィルタから取得し、前記一回目と前記二回目との間にあるビットシーケンスが同数のハイビットとロービットとを含む場合に、前記一回目に決定された位相と前記二回目に決定された位相との位相差を用いて、前記搬送波周波数の周波数ドリフトを推定するように構成されている。

40

【0011】

本発明のこの態様は、連続位相周波数偏移キーイングを使用して変調された無線信号の周波数ドリフトを推定する方法にまで及ぶものであって、前記方法は、

搬送波周波数を有する前記無線信号を受信することと、

複数のフィルタを備え各々が異なるビットパターンに対応する整合フィルタバンクを使用して前記無線信号からビットシーケンスを決定することと、

前記フィルタの一つが一回目にビットパターンに整合するときに前記信号の位相に関連する情報を前記フィルタから取得することと、

前記フィルタが二回目にビットパターンに整合するときに前記信号の位相に関連する情報

50

を前記フィルタから取得することと、
前記一回目と前記二回目との間にあるビットシーケンスが同数のハイビットとロービット
とを含む場合に、前記一回目に決定された位相と前記二回目に決定された位相との位相差
を用いて、前記搬送波周波数の周波数ドリフトを推定することと、を含む。

【0012】

前記受信機は、前記ドリフト推定値に基づいて前記搬送波周波数に補正を適用するよう
に構成されていることが好ましい。

【0013】

前記位相は、複素フィルタ出力の逆正接関数を計算することによって得ることができる
。逆正接関数は、周知の座標回転デジタルコンピュータ(CORDIC)アルゴリズムを
用いて計算することができる。

10

【0014】

前記位相は、前記MFBの前記フィルタの一つだけまたは一部について測定することが
できるが、それらのうちのどれを使用しても位相測定ができることが好ましい。こうすれ
ば、ドリフト推定値をより頻繁に行なうことができる。同様に、必須ではないものの、フ
ィルタが整合し、かつ、ビット数が同数であるたびに周波数ドリフトの推定を行なうこ
とが好ましい。

【0015】

前記一回目と前記二回目との間のビットシーケンスが同数のハイビットとロービットと
を含まない場合は、そのような同等性を確保するために、前記二回目の整合とそれ以降の
整合との位相比較を行なってもよい。

20

【0016】

好ましい実施形態では、前記位相に対してフィルタが整合するたびにタイムスタンプが
記録されるので、そのフィルターが次回に整合すると、前回のチェック以降に同数のハイ
ビットとロービットとが特定されたかどうかの確認が行なわれる。もしそうであれば、位
相差を使用して(それらの整合同士のタイムスタンプの差に伴って発生した)周波数ドリ
フトを推定することができる。

【0017】

一連の実施形態において、前記期間に対する閾値時間を定義し、前記閾値時間を超えた
場合にはドリフト推定が行われないようにしている。こうすれば、「ラップアラウンド」
が発生することによって前記期間中に、すなわち、連続したフィルタ整合の間に、一周
期以上の位相シフトが存在するリスクを低減することができる。前記閾値時間は、固定に
することも、以前の周波数ドリフト推定値を一つ以上利用して動的に決定することもで
きる。

30

【0018】

一連の実施形態において、最大周波数ドリフト推定値を設定して、前記最大値を上回る推
定値が得られた場合は無視されるようにしている。こうすることによって、「安全でない
」推定値は使用されないことが保証される。このような値は、指数が非理想的に遷移した
場合等に発生する可能性がある。

【0019】

一連の実施形態において、最低周波数ドリフトを設定して、それを下回ると、計算効率
のために、補正を行わないようにしている。一連の実施形態において、最小時間閾値を
設定して、前回の補正からの経過時間がこの閾値を下回る場合は補正を行わないように
している。

40

【0020】

上述した本発明の態様によれば、MFBを使用し、シーケンスの小区分ごとに特定のフ
ィルターと整合させて、信号のビットシーケンスを決定している。三ビットのフィルタを
使用する例では、可能性のある八個の三ビットシーケンスに対応するために、八個のフ
ィルタを有するバンクが使用される。このようにフィルタバンクを使用する従来のやり方
は、したがって、三ビットの各ブロックに対して最も近い整合フィルタを探すことである。

50

もちろん、五ビットや七ビット等の他のフィルタ長を使用することもできる。しかし、出願人は、それぞれの個々のビットごとに、フィルタ長に対応する数の複数のビット観察結果があるという出願人の認識を利用した、MFBの改良された実装を考案した。フィルタ当たりのビット数をKとすると、バンク内のフィルタ数は、 2^k である。一連の実施形態によれば、できるだけ早くビット決定を行なうのではなく、各ビットのK個の最新ビット観察結果を使用してビット決定を行なっている。理論的には、各観察結果は一致しているべきである。しかし、実用的な実装では、ノイズの影響により、それらがすべて一致している状態ではなくなる。単一の観察結果だけを使用してビット決定を行なう場合、ビット誤りとなる可能性がある。しかし、複数の観察結果を使用する場合は、最も一般的な決定を使用することができる。こうすれば、実質的には、各整合フィルタが所定のビットの割り当てに対して「投票」し、「多数決」を使用することができる。このようなやり方は、ノイズの存在下では、MFBの標準的な実装に比べてより安定している。

10

【0021】

このようなやり方は、それ自体で新規性がある進歩性があるので、本発明のさらなる態様から見ると、本発明は、デジタル符号化された無線信号を復号化する方法を提供するものであって、

a) 前記無線信号を受信することと、

b) 各ビット周期に対して

i) Kビット長の整合フィルタのバンクを前記無線信号に適用することと、

ii) 前記整合フィルタのどれが、前記ビット周期および直前のK-1個のビット周期の前記信号に最もよく整合するかを決定し記録することと、

20

c) Kが奇数の場合はK個の整合したフィルタ、Kが偶数の場合はK-1個の整合したフィルタの過半数によって示されるビット値に基づいて出力ビット値を決定すること、とを含む。

【0022】

本発明は、上記方法を実行するように構成されたデジタル無線受信機にも及ぶ。

【0023】

本発明のこの態様によれば、各整合したフィルタからビット値を推定することによって、各ビット周期ごとにK個のビット値推定値を得ることができる。出力されたビット値は、その後、過半数のそのような推定値に基づいて決定される。しかし、ここでは、関連するビット周期を網羅するK個の記録済みフィルタ指数から直接に出力ビットを決定することが好ましい。

30

【0024】

フィルタ毎のビット数であるKの値は、特定の実装に応じて選択することができる。一般的に、Kの値が大きくなるほど、ビット決定の精度は上がるが、整合フィルタバンクの複雑さも増す。一連の実施形態では、K=3の値が使用されている、すなわち、整合フィルタバンクは八個の3ビットフィルタを備えている。出願人は、上述した「多数決」方式を採用することによって、5ビットフィルタで観察される結果に近い結果をそれに付随する複雑さがない状態で実現することができることを発見した。言い換えれば、所与のビット誤り率(BER)に対して、K=5のMFBを使用したときに十分となる値に近い信号対雑音比に耐えることができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0025】

本発明の実施形態について、付随する図面を参照しながら、ほんの一例として説明することにする。

【図1】本発明を具現化するデジタル受信機の概略系統図である。

【図2】本発明のいくつかの態様の「多数決」機能の概略図である。

【発明を実施するための形態】

【0026】

最初に図1を参照すると、概略構成図を見ることができる。左上隅に、アンテナで受信

50

され、アナログデジタル変換および適切なデジタルフィルタリングステージを通過する信号を表す複素ベースバンドのサンプルを含む入力 2 が存在することが分かる。複素ベースバンド信号 2 は、モジュール 8 によって推定される搬送波周波数オフセットを補償するために、該信号に複素回転を行なう複素回転ブロック 4 に供給される（以下でより詳細に説明する）。

【 0 0 2 7 】

入力した複素ベースバンド信号 2 は、以下に説明するように、相関器を備え、タイミング回復、フレーム同期、および初期の周波数オフセット推定を実行する推定モジュール 8 にも供給される。このモジュール 8 からそれに対応する出力 1 0 があり、複素回転を実行するために必要な累積位相角を複素回転ブロック 4 に供給する位相累積モジュール 1 2 への入力となる。

10

【 0 0 2 8 】

周波数ドリフト推定モジュール 1 4 も、以下でより詳細に説明するように、位相蓄積モジュール 1 2 に入力 1 6 を提供する。

【 0 0 2 9 】

複素回転ブロック 4 によって出力される波形 6 は、整合フィルタバンク 1 8 に供給される。各 K ビット長を有する合計 2^k 個のフィルタ 2 0 がある。このように、 $K = 3$ の例を挙げれば、それぞれ三ビットからなる八個のフィルタ 2 0 が存在することになる。入力信号 6 にフィルタ 2 0 が適用されてから、後により詳細に説明するように、複素乗算が行なわれる。各フィルタ 2 0 における乗算結果は、それぞれの加算ステージ 2 2 で加算される。次のモジュール 2 4 は、複素数値フィルタ出力の大きさによって与えられる、最大出力をどのフィルタ 2 0 が与えるのか決定し、そのインデックス i を入力 2 6 として多数決モジュール 2 8 に提供する。同じ情報が、入力 3 0 として周波数ドリフト推定モジュール 1 4 にも提供される。整合フィルタ出力 C_i の実際の値は、さらなる入力 3 2 としてドリフト推定器 1 4 に提供される。

20

【 0 0 3 0 】

推定モジュール 8 によって実行されるタイミング回復により、最大出力判定モジュール 2 4 と多数決モジュール 2 8 にストローブ出力 3 4 が提供される。

【 0 0 3 1 】

多数決モジュール 2 8 は、 K 個の過去のフィルタ指数に基づいて、次のビットの最良の推定値を決定し、出力 3 6 から最終的に決定されたビットを出力する。このプロセスについても、以下でより詳細に説明する

30

【 0 0 3 2 】

簡潔に上述したシステムの動作をより詳細に説明することにする。

【 0 0 3 3 】

前述のように、入力信号 2 は、タイミング回復、フレーム同期、および初期周波数オフセット推定のために、相関器をベースにした推定モジュール 8 に渡される。

【 0 0 3 4 】

モジュール 8 に含まれる相関器は、受信されたシンボルのデータに関する知見を活用して、従来の遅延相関型の搬送波周波数オフセット推定器による推定に与える変調の影響を相殺する、データ支援 (DA) ・フレーム及び周波数一括推定器である。マイヤー等による「デジタル通信受信機：同期、チャネル推定および信号処理」、ジョンワイリー・アンド・サンズ社、1998 の第 8 章に、この推定器がさらに詳しく説明され、使用可能な他のタイプの推定器についても説明されている。

40

【 0 0 3 5 】

具体的には、搬送波周波数オフセット推定量は、次式で与えられます。

$$(1) \quad \Delta\hat{f} = \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} [z_{n-i} z_{n-i-D}^*] d_i \right\}$$

ここで、Lは相関長であり、Dは遅延量（後述する）であり、zは複素ベースバンドサンプリング値（IおよびQ）および $d_i = p_i^* p_{i+D}$ を表し、ここで、pはアップサンプリングされたパケット同期ワードのビット、通常はアドレスビットのプレフィックスを構成するサンプルを表している。Tはサンプリングレートの周期である。相関長は、通常は128または192であることが多い。一般的に、相関長は、推定精度と実装コストとのトレードオフである。シミュレーションによれば、L=128で十分であることが示された。

10

【0036】

推定量は、適切な時期にサンプリングされている必要があり、ここでパケット検出特性（タイミング及びフレーム一括同期）が必要となる。ピークが以下の式（2）で検出されたときに、パケット検出が達成される。

20

$$(2) \quad M_n = \frac{|C_n|}{P_n} \quad , \quad \text{ここで}$$

$$(3) \quad C_n = \sum_{i=0}^{L-1} [z_{n-i} z_{n-i-D}^*] d_i$$

$$(4) \quad P_n = \sum_{i=0}^{L-1} |z_{n-i-D}|^2$$

【0037】

なお、パケット検出ピークのサンプリング時間は、タイミング同期として機能する。式（2）～（4）は、複素ベースバンドサンプルと、アップサンプリングされたパケットアドレスビットを構成するサンプリング値との間の複素相関を実行する。式（2）の有効なピークは、プログラム可能な閾値によって制限される。この閾値は、通常は0.7～0.8の範囲に設定される。なお、式（4）を使用して式（2）にある相関ピークの大きさを正規化する。

30

【0038】

極形式の式（１）にある複素ベースバンドサンプリング値と係数を見ると、以下のように書き換えることができる。

$$\begin{aligned}
 \Delta\hat{f} &= \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} \left[z_{n-i} z_{n-i-D}^* p_i^* p_{i+D} \right] \right\} \\
 (5) \quad &= \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} \left[r_{n-i} e^{j(\theta_{n-i} + \varphi_{n-i})} r_{n-i-D} e^{-j(\theta_{n-i-D} + \varphi_{n-i-D})} u_i e^{-j\gamma_i} u_{i+D} e^{j\gamma_{i+D}} \right] \right\} \\
 &= \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ e^{j\varphi_\Delta} \sum_{i=0}^{L-1} \left[r_{n-i} e^{j\theta_{n-i}} r_{n-i-D} e^{-j\theta_{n-i-D}} u_i e^{-j\gamma_i} u_{i+D} e^{j\gamma_{i+D}} \right] \right\}
 \end{aligned}$$

10

ここで、 $\{r, u\}$ は複素数の大きさである。搬送波周波数オフセットはほぼ一定であると仮定すると、上式において、 φ_Δ はDサンプリング値全体の位相変化である。

【 0 0 3 9 】

「同期中」（すなわち、式（２）がピークとなる時）、サンプリング角度は係数角（ $\theta_{n-i} \approx \gamma_i$ ）をたどり、式（５）は以下のように書き換えることができる。

20

$$\begin{aligned}
 \Delta\hat{f} &= \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ e^{j\varphi_\Delta} \sum_{i=0}^{L-1} \left[r_{n-i} r_{n-i-D} u_i u_{i+D} e^{j(\theta_{n-i} - \theta_{n-i-D})} \cdot e^{-j(\gamma_i - \gamma_{i+D})} \right] \right\} \\
 (6) \quad &\approx \frac{1}{2\pi DT} \arg \left\{ e^{j\varphi_\Delta} \sum_{i=0}^{L-1} \left[r_{n-i} r_{n-i-D} u_i u_{i+D} \right] \right\} = \frac{\varphi_\Delta}{2\pi DT}
 \end{aligned}$$

$T = 125 \text{ ns}$ および $D = 16$ とすると、（いずれかの方向に）推定される最大搬送波周波数オフセットは $\Delta\hat{f}_{\max} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 16 \cdot 0.125 \cdot 10^{-6}} \cdot \pi = 250 \text{ kHz}$ となる。

【 0 0 4 0 】

30

相関がある場合、すなわち、式（２）がピークとなる時、搬送波周波数オフセットの推定値は有効である。したがって、この推定器は、搬送波周波数オフセットとタイミングを一括して推定する。 $U_1 = 1$ と仮定すると、式（６）の合計は、相関時のベースバンドサンプリング値L個のエネルギーを評価するものであることが分かる。この値は、式（２）の P_n で正規化された後に、 $0.7 \sim 0.8$ の範囲内に一定の閾値と比較される。他の値を使用することもできたが、一例では、 $D = 16$ の値を選択した。この場合の $\pm 250 \text{ kHz}$ の搬送波周波数オフセット推定範囲は、ほとんどの適用ケースでは十分であると考えられる高品質な 50 ppm の仕様を処理する。

【 0 0 4 1 】

40

入力信号は、ブロック４に渡され、上記で決定された周波数オフセットを使用して複素回転を行なう。これは、信号に $e^{-j2\pi\Delta f n T}$ を乗算することと等価である。結果である「補償済み」波形は、ビット決定を行う整合フィルタバンクブロック１８に渡される。正式には、これは、長さKビットの観察間隔で可能性のあるすべてのビットシーケンスに整合した整合フィルタのバンクに基づく、いわゆる、ビットの最適近傍（加法的白色ガウス雑音の）非コヒーレント最尤推定法である。

【 0 0 4 2 】

式において、複素ベースバンドサンプリング値 $z(n)$ は、以下のように記すことができる。

$$(1) \quad z(n) = A(n)e^{j\varphi(n)}$$

ここで、情報は、位相 $\varphi(n)$ で表わされる。簡単にするために、今後、振幅は定数 A であると仮定する。

【 0 0 4 3 】

10

各フィルタは、固有の K ビットシーケンスに対応し、フィルタ番号 i の複素フィルタ係数は、以下によって与えられる。

$$(2) \quad p_i(n) = e^{j\theta_i(n)}, \quad \text{ここで、位相角 } \theta_i(n) \text{ は、以下によって与えられる。}$$

$$(3) \quad \theta_i(n) = 2\pi\beta \frac{F_m}{F_s} \sum_{k=0}^n S_i(k)$$

ここで、 $S_i(k)$ は長さ KN のサンプリング値のアップサンプリングされたビットシーケンス番号 i を表し、 $i = 0, \dots, 2^K - 1$ である。 N は、オーバーサンプリング係数（ビットあたりのサンプリング数）である。また、 β は変調指数を表し、 F_m は変調信号の周波数（データレートの半分）であり、 F_s はサンプリングレートである。

20

【 0 0 4 4 】

フィルタは、サンプリング値ごとに複素出力を生成する。

$$C_i(n) = \sum_{k=0}^{KN-1} z(n-k)p_i^*(k)$$

$$(4) \quad = \sum_{k=0}^{KN-1} A e^{j\varphi(n-k)} e^{-j\theta_i(k)} \quad \text{ここで、} i = 0, \dots, 2^K - 1$$

$$= A e^{j(\varphi(n)-\theta_i(0))} + A e^{j(\varphi(n-1)-\theta_i(1))} + \dots + A e^{j(\varphi(n-KN+1)-\theta_i(KN-1))}$$

30

【 0 0 4 5 】

なお、前述のようにタイミングが回復されると、複素ベースバンドサンプリング値 $z(n)$ の位相は、おそらく一定の位相オフセット $\phi_i = \varphi - \theta_i$ を有しながら、 2^K 個のフィルタの一つに対するフィルタ係数の位相をたどるものと思われる。ここで、わずかな搬送波周波数オフセットは、上記のように実行される周波数オフセット推定および補正か、または、8 を法とする方法で決めることができる。さらに、搬送波の位相は不明なので、搬送波は、局部発振器信号に対し任意の初期位相を有していてもよい。

40

【 0 0 4 6 】

同期したタイミングを想定すると、式（４）は「整合する」位相を有するフィルタに対して以下ようになる。

$$(5) \quad C_i = AKNe^{j\phi_i}$$

（タイミング回復により決定される）ストロブ時に、Kビットシーケンスの真ん中のビットは、インデックス i に対応して選択され、ここで、 $i = \max_i |C_i|$ である。例えば、i が 5 であることが判明した場合、 $i = 101_2$ で真ん中のビットはゼロであるので、ゼロのビットが出力される。複素フィルタ出力の大きさは、完全な乗算器を使用して、二乗包絡線 $M = \text{実部}(C_i)^2 + \text{虚部}(C_i)^2$ を計算することによって算出される。

10

【 0 0 4 7 】

当業者であれば理解できるであろうが、上述のビットの回復は、わずかな周波数オフセットしか存在しないことを前提としている。以前に記載した方法によれば初期オフセットを推定することができるが、実施例においては、パケットを受信している間は周波数オフセットを追跡し続けることも重要である。その理由の一つは、実際には、相関器モジュール 8 から初期周波数オフセットを推定することには、必然的になんらかの残差があるということである。もう一つの理由は、パケットの受信時に、送信機と受信機との間には通常はある程度の周波数ドリフトが存在することである。したがって、周波数ドリフトの補償を行なうことで、整合フィルタバンクを使用することによって実現できる性能上の優位性がすぐに損なわれてしまうのを防止することができる。

20

【 0 0 4 8 】

本明細書に記載の本発明の実施形態によれば、（変調効果について調整後の）整合フィルタバンク 18 からの位相情報の連続的な観察結果を使用して、周波数オフセットを追跡する。

【 0 0 4 9 】

式（４）および（５）がサンプリング時刻 n においてフィルタ番号 i に対する位相を観察するのを参照すると、このフィルタは次の結果を生成する。

30

$$C_i(n) = AKNe^{j\phi_i(n)}$$

その後、サンプル時刻 $n + \Delta t$ において（ここで、ある整数 k に対して $\Delta t = kN$ であり、N はビットあたりのサンプリング数である）、同じフィルタの新たな観察が行なわれる。こうすれば、フィルタ番号 i に対して時間的に離間した二つの位相観察結果を得て、これらを利用し次のように周波数オフセットを推定することができる。

$$(6) \quad \Delta f_{res} = \frac{F_s}{2\pi} \cdot \frac{\phi_i(n + kN) - \phi_i(n)}{kN}$$

40

位相は、複素フィルタ出力の逆正接（）を計算することによって得られる。これは、ベクトルモードで動作しているCORDICブロックによって行なわれる。タイミングは同期されているとの想定である、すなわち、ドリフト推定ブロック 14 が使用されるのは、タイミング同期した後である。

【 0 0 5 0 】

上記の式では、複素ベースバンドサンプリング値の位相に与える変調効果は無視した。式（６）の推定値が有効であるためには、二つの位相観察結果の合間に同数の１と０が観察されることが必要となる。これは、各ビット周期ごとに選択されたフィルタについてのタイムスタンプと位相、および、これまでに遭遇した１と０の数の差を記録することによって実現される。そして、次に整合フィルタが選択されたときに、このフィルタについての最後の位相値は、フィルタについての最後のタイムスタンプとともに読み込まれる。このように、変調による誤差を回避するために、１と０の数の現在の差が、格納されている最後の値と一致することという条件が設定されている。こうして、多くのサンプリング値の位相差を計算し、時間間隔 t で割ることにより、式（６）に従って周波数オフセット推定値を取得する。この値が一次無限インパルス応答（ＩＩＲ）フィルタでフィルタリングされた後に、 Δf は位相アキュムレータモジュール１２で更新される。

10

【００５１】

これまで、周波数オフセット補償のための相関器ベースの推定器や、整合フィルタの位相が周波数ドリフトを計算するために使用される整合フィルタバンクについて説明してきた。全ての実施形態において必須というわけではないが有益である整合フィルタバンクの改良判では、「多数決」モジュール２８を使用して、後述するような統計的に改善されたビット決定を行なう。

20

【００５２】

「多数決」モジュール２８は、各ビットに関する複数の観察が利用可能であるという事実を利用する。K＝３の例では、直近の三つの整合フィルタ状態遷移の履歴を見ることによって、同じビットに関する三つの観察結果が潜在的に利用可能である。三つの状態遷移に亘って三つの列を連続して見ることで、最も一般的なもの、すなわち、二つか三つの遷移で示唆されるものを、ビットスライスを行なう前の「多数決」として選択することができるように、各々がビット決定を示唆することになる。

【００５３】

さらに詳しく説明するために、ここで図２を参照する。これは、K＝３のシステムにつき、八つの整合フィルタＳ１、・・・、Ｓ８および対応するビットシーケンス３８を示している。ビットが右からフィルタに入ると仮定すると、理想的な状態遷移は、図２の右側の図に示されている。動作を説明するために、例を挙げる。

30

【００５４】

最初に、ちょうどＳ１が選択されたものと仮定する。次のビット周期で、「１」がフィルタバンクに入る。したがって、最も可能性の高いフィルタ整合はＳ２となり、その後、次のビットが「０」であればＳ７が、次のビットが「１」であればＳ８が続く。現実にはもちろん「戻る」という分岐があるが、明瞭化のためにこれらは図示されていない。

【００５５】

図２は理論的な遷移をすべて示しているが、実際には、ノイズの影響を考慮すると他の「禁じられた」遷移が起こることもある。例えば、「１」が右から左に移動すると解釈される、Ｓ２→Ｓ５→Ｓ３という遷移があるかもしれない。この場合、三つのフィルタはすべて、ビットの値について「同意」する、すなわち、Ｓ２の右端のビットが「１」で、Ｓ５の中央のビットが「１」で、Ｓ３の左端のビットも「１」である。

40

【００５６】

起こり得る別の場合として、遷移がＳ２→Ｓ４→Ｓ３であるかもしれない。ここで、三つのフィルタの対応するビットはすべて同意というわけではなく、Ｓ２の右端のビットが「１」でＳ３の左端のビットも同様であるが、Ｓ４の中央のビットが「０」なので、不同意である。しかし、多数決原則の下では、フィルタの二つがビットが「１」であることに同意しているので、ビットは「１」として出力３６に出力される。

50

【 0 0 5 7 】

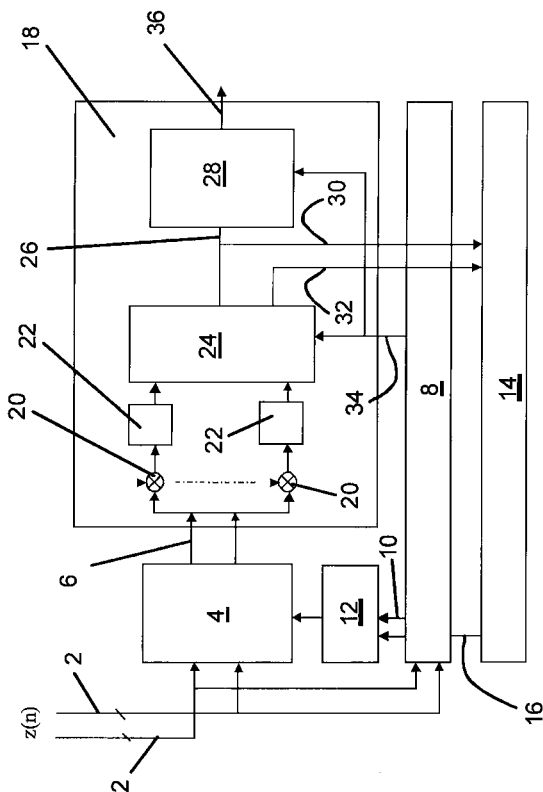
この原理は $K = 3$ で説明しており、この数が、このタイプの観察結果平均化が効果的である最小のフィルタ次数であることが理解できるであろう。もちろん、 $K = 5$ 、 $K = 7$ のような他のフィルタ次数を使用することも可能であり、それらを使えば、より良い結果を得ることが期待されるものの、実装の複雑さが増すという犠牲を払うことになる。もちろん、中間である、フィルタ次数が偶数の $K = 4$ 、 6 等を、例えば、同点票の均衡を破るために、一つの観察結果を抜かしたりして使用することができる。

【 0 0 5 8 】

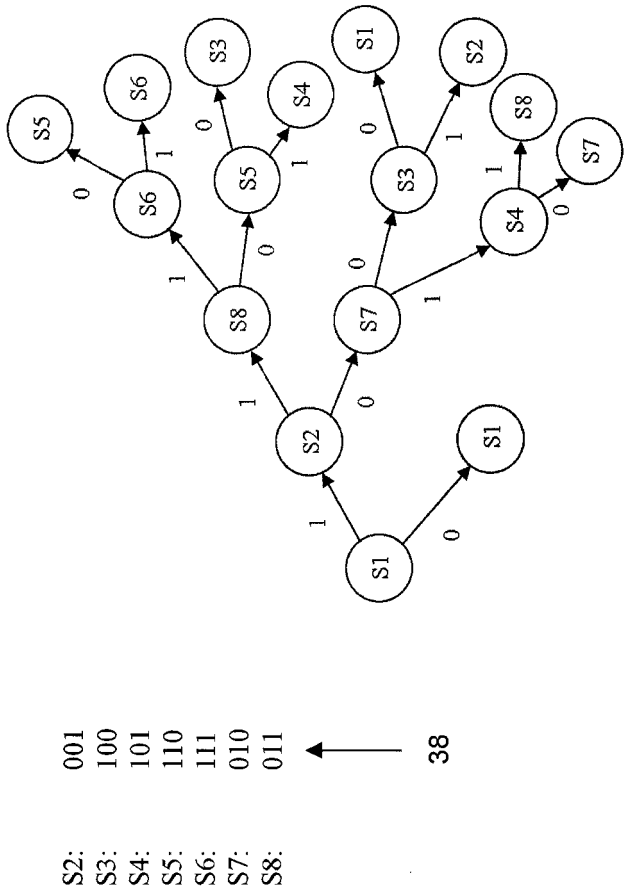
なお、上述した本発明の実施形態は、重要な潜在的利点を有することを当業者であれば理解するであろう。しかし、本発明の範囲内で、多くの変形および変更が可能である。特に、多数決機能、周波数オフセット推定のための相関器ベースの推定器、および、周波数ドリフト推定のための M F B からの位相情報の全てを使用することは必須ではなく、これらの特徴のうち一つか二つを M F B と組み合わせて使用することも考えられる。

10

【 図 1 】



【 図 2 】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/GB2014/051098

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H04L27/233
ADD. H04L27/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, COMPENDEX, INSPEC, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	TIBENDERANA C ET AL: "A low-cost scalable matched filter bank receiver for GFSK signals with carrier frequency and modulation index offset compensation", CONFERENCE RECORD OF THE 38TH ASILOMAR CONFERENCE ON SIGNALS, SYSTEMS AND COMPUTERS, 2004, HELD IN PACIFIC GROVE, CA, USA, vol. 1, 7 November 2004 (2004-11-07), pages 682-686, XP010779661, PISCATAWAY, NJ, USA DOI: 10.1109/ACSSC.2004.1399221 ISBN: 978-0-7803-8622-8 sections 2, 3, 4.1; figure 3	1,3, 8-11,22, 24,29-32
Y A	----- -/-	2,23 4-7, 12-19, 25-28, 33-39

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

5 June 2014

Date of mailing of the international search report

09/10/2014

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Marselli, Marco

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/GB2014/051098

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	Heinrich Meyr ET AL: "Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing - Chapter 8: Frequency Estimation" In: 1998, Wiley-Interscience Publication, XP055121272, ISBN: 978-0-47-120057-4 pages 445-504, cited in the application	2,23
A	sections 8.4.3 and 8.4.4; figure 8-24 -----	1,3-19, 22,24-39

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/GB2014/051098**Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of Item 2 of first sheet)**

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:

2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:

3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of Item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

see additional sheet

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.

2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.

3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:

4. ☒ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:
1-19, 22-39

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
- ☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

International Application No. PCT/ GB2014/ 051098

FURTHER INFORMATION CONTINUED FROM PCT/ISA/ 210

This International Searching Authority found multiple (groups of) inventions in this international application, as follows:

1. claims: 1-19, 22-39

Estimation of frequency drift in a CPFSK receiver

2. claims: 20, 21, 40

Determination of an output bit value according to a majority-vote

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US

(72)発明者 オルセン、アイヴィント シェーグレン

ノルウェー王国、エヌ 7 0 0 0 トロントハイム、ヘルマン クラークス ヴェー 1 8 - 1 3
Fターム(参考) 5K004 AA05 FA12 FG04 FH01