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

特許第4050614号
(P4050614)

(45)発行日　平成20年2月20日(2008.2.20)　(24)登録日　平成19年12月7日(2007.12.7)

(51)Int.Cl.		F I		
H04J 11/00	(2006.01)	H04J	11/00	Z
H04L 7/00	(2006.01)	H04L	7/00	F

請求項の数 22　(全 26 頁)

(21)出願番号	特願2002-546350 (P2002-546350)
(86)(22)出願日	平成13年11月29日 (2001.11.29)
(65)公表番号	特表2004-515157 (P2004-515157A)
(43)公表日	平成16年5月20日 (2004.5.20)
(86)国際出願番号	PCT/SE2001/002643
(87)国際公開番号	WO2002/045333
(87)国際公開日	平成14年6月6日 (2002.6.6)
審査請求日	平成16年11月24日 (2004.11.24)
(31)優先権主張番号	60/253,707
(32)優先日	平成12年11月29日 (2000.11.29)
(33)優先権主張国	米国(US)

(73)特許権者　598036300
テレフオンアクチーボラゲット　エル　エム　エリクソン(パブル)
スウェーデン国　ストックホルム　エス－１６４　８３
(74)代理人　100076428
弁理士　大塚　康徳
(74)代理人　100112508
弁理士　高柳　司郎
(74)代理人　100115071
弁理士　大塚　康弘
(74)代理人　100116894
弁理士　木村　秀二

最終頁に続く

(54)【発明の名称】無線パケットに基づく通信システムにおけるタイミングドリフト補償方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

複数の変調無線周波数搬送波を受信し、それらから変調ベースバンド信号を生成する無線受信機であって、前記複数の変調無線周波数搬送波が送信機サンプルクロック（６６）に従って動作する無線送信機（３８）によって送信されてきている、無線受信機（４１）と、

前記変調ベースバンド信号をサンプリングするのに用いられる受信機サンプルクロックを発生する受信機サンプルクロック発生部（６０）と、

周波数領域において、前記送信機サンプルクロックと受信機サンプルクロックとの間のタイミングドリフト補償を、周波数オフセット評価及び周波数領域チャネル評価を用いて実行するタイミング訂正部（１００）と、

前記タイミング訂正部を有する復調構成部（５０）と、を具備し、

さらに、前記復調構成部（５０）は、

前記周波数オフセット評価を出力する周波数オフセット算出部（１０２，１５０）と、

前記変調ベースバンド信号を受信し、周波数訂正された変調ベースバンド信号を出力する周波数訂正部（１０４）と、

前記周波数訂正されたベースバンド信号を受信し、周波数領域の変調副搬送波を出力する高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部（１１０）と、

前記周波数訂正がされた変調ベースバンド信号を用いて前記タイミング訂正部に適

用される前記周波数領域チャネル評価を生成するチャネル評価部（１１２）と、を有し、
前記タイミング訂正部は、前記周波数領域チャネル評価に基づいて、時間訂正されたチャネル評価を生成し、
さらに、前記復調構成部（５０）は、
前記周波数領域の変調副搬送波と、前記タイミング訂正部によって生成された時間訂正されたチャネル評価を用いて、復調信号を生成する復調器（１１４）を有することを特徴とする無線受信機システム。

【請求項２】
前記複数の変調無線周波数搬送波は、直交周波数分割多重方式（ＯＦＤＭ）を用いて変調されていることを特徴とする請求項１に記載の無線受信機システム。

【請求項３】
前記タイミング訂正部は、タイミングドリフト値を算出し、適切な位相ファクターを副搬送波に適用することによって周波数領域で前記タイミングドリフト値を補償して、チャネル評価を更新し、よって時間訂正されたチャネル評価を提供することを特徴とする請求項１に記載の無線受信機システム。

【請求項４】
前記タイミング訂正部は、以下の関係式を用いて、チャネル評価を更新し、

$$H_m[k] = \exp(j \cdot \phi_{m,k}) \cdot H_m[0]$$

ここで、$H_m(k)$はデータシンボル中で測定されたタイムインデックスｋに対する前記時間訂正されたチャネル評価であり、
$H_m[0]$はデータシンボルに対する周波数領域のチャネル評価であり、
$\phi_{m,k}$は前記位相ファクターであり、
ｍは用いられる副搬送波に対する副搬送波インデックスであることを特徴とする請求項３に記載の無線受信機システム。

【請求項５】
前記位相ファクター$\phi_{m,k}$は、以下の関係式で定義され、

$$\phi_{m,k} = \frac{(Ts \cdot (k-1) + T_{init}) \cdot t_0}{T} \cdot \frac{m}{32} \cdot \pi$$

ここで、ｍは副搬送波インデックスであり、
ｋはデータシンボル中で測定された時間インデックスであり、
T_sはシンボル時間であり、Ｔはサンプル時間であり、
T_{init}は基準時間と最初のデータシンボルとの間の時間であり、
t_0はタイミングドリフト値であることを特徴とする請求項４に記載の無線受信機システム。

【請求項６】
前記タイミングドリフト値t_0は、以下の関係式より導出され、

$$t_0 = \frac{f_{off}}{f_c}$$

ここで、f_{off}はヘルツ単位の絶対周波数オフセット評価であり、
f_cはヘルツ単位の搬送波周波数であることを特徴とする請求項５に記載の無線受信機システム。

【請求項７】
前記周波数オフセット評価部は、前記変調ベースバンド信号を受信するプリアンブル指定周波数オフセット評価部（１０２）であることを特徴とする請求項１に記載の無線受信機システム。

【請求項８】
さらに、前記復調部と前記タイミング訂正部と前記高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部のそ

れぞれから入力される信号を受信するように接続されている決定指定周波数オフセット評価部（１５０）を備えたことを特徴とする請求項７に記載の無線受信機システム。

【請求項９】

前記周波数オフセット評価部は、前記復調部と前記タイミング訂正部と前記高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部から入力されるそれぞれの信号を受信するように接続される決定指定周波数オフセット部（１５０）であることを特徴とする請求項１に記載の無線受信機システム。

【請求項１０】

前記タイミングドリフト補償のためのチャネル評価の更新は、Ｍシンボル毎に行われることを特徴とする請求項１に記載の無線受信機システム。

【請求項１１】

前記Ｍの値は特定のリンク適用モードに基づいて選択されることを特徴とする請求項１０に記載の無線受信機システム。

【請求項１２】

複数の変調無線周波数搬送波を受信し、それらから変調ベースバンド信号を生成する無線受信機であって、前記複数の変調無線周波数搬送波が送信機サンプルクロック（６６）に従って動作する無線送信機（３８）によって送信されてきている、無線受信機（４１）と、

前記変調ベースバンド信号をサンプリングするのに用いられる受信機サンプルクロックを発生する受信機サンプルクロック発生部（６０）と、

周波数領域において、前記送信機サンプルクロックと受信機サンプルクロックとの間のタイミングドリフト補償を実行するタイミング訂正部（１００）と、を具備し、前記タイミングドリフト補償は、周波数オフセット評価に基づいて実行され、タイミングドリフト補償値は周波数領域変調副搬送波信号に適用され、

さらに、前記タイミング訂正部（１００）を含む復調構成部（５０）を具備し、前記復調構成部は、さらに、

周波数オフセット評価を出力する周波数オフセット評価部（１０２，１５０）と、

前記変調ベースバンド信号を受信し、周波数訂正された変調ベースバンド信号を出力する周波数訂正部（１０４）と、

前記周波数訂正されたデジタル複素変調ベースバンド信号を受信し、各副搬送波に対して、前記復調器に供給される周波数領域の変調副搬送波信号を出力する高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部（１１０）と、

周波数訂正された変調ベースバンド信号を用いて周波数領域のチャネル評価を発生するチャネル評価部（１１２）と、

時間訂正された周波数領域の変調信号と前記周波数領域のチャネル評価を用いて、復調信号を生成する復調器（１１４）と、を備え、

前記タイミング訂正部は、前記周波数オフセット評価及び前記周波数領域の変調副搬送波信号を受信し、タイミングドリフト値を算出し、適切な位相ファクターを副搬送波に適用することによって周波数領域で前記タイミングドリフト値を補償して、前記周波数領域の変調副搬送波信号を更新し、よって前記時間訂正された周波数領域の変調信号を生成し、ここで、前記タイミング訂正部は、前記周波数領域の変調信号を以下の関係式を用いて更新し、

$$R_{TD,m}[k] = \exp(-j\phi_{m,k}) \cdot R_{FFT,m}[k]$$

ここで、$R_{TD,m}[k]$はｋ番目のデータシンボルのｍ番目の副搬送波について前記時間訂正された周波数領域の変調信号であり、

$R_{FFT,m}[k]$はｋ番目のデータシンボルのｍ番目の副搬送波について高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部の出力である前記周波数領域の変調信号であり、

$\phi_{m,k}$は位相ファクターであり、

ｍは用いられる副搬送波に対する副搬送波インデックスであり、

前記位相ファクターφ$_{m,k}$は以下の関係式で定義され、

$$\phi_{m,k} = \frac{(T_S \cdot (k-1) + T_{init}) \cdot t_0}{T} \cdot \frac{m}{32} \cdot \pi$$

ここで、ｍは副搬送波インデックスであり、
ｋはデータシンボル中で測定された時間インデックスであり、
Ｔ$_{s}$はシンボル時間であり、
Ｔはサンプル時間であり、
Ｔ$_{init}$は基準時間と最初のデータシンボルとの間の時間であり、
ｔ$_{0}$はタイミングドリフト値であることを特徴とする無線受信機システム。

【請求項１３】
前記タイミングドリフト値ｔ$_{0}$は、以下の関係式より導出され、

$$t_0 = \frac{f_{off}}{f_c}$$

ここで、ｆ$_{off}$はヘルツ単位の絶対周波数オフセット評価であり、
ｆ$_{c}$はヘルツ単位の搬送波周波数であることを特徴とする請求項１２に記載の無線受信機システム。

【請求項１４】
複数の変調無線周波数搬送波を受信し、それらから変調ベースバンド信号を生成する無線受信機であって、前記複数の変調無線周波数搬送波が送信機サンプルクロック（６６）に従って動作する無線送信機（３８）によって送信されてきている、無線受信機（４１）と、
前記変調ベースバンド信号をサンプリングするのに用いられる受信機サンプルクロックを発生する受信機サンプルクロック発生部（６０）と、
周波数領域において、前記送信機サンプルクロックと受信機サンプルクロックとの間のタイミングドリフト補償を実行するタイミング訂正部（１００）と、を具備し、前記タイミングドリフト補償は、周波数オフセット評価に基づいて実行され、タイミングドリフト補償値は周波数領域変調副搬送波信号に適用され、
さらに、前記タイミング訂正部（１００）を含む復調構成部（５０）を具備し、前記復調構成部は、さらに、
周波数オフセット評価を出力する周波数オフセット評価部（１０２，１５０）と、
前記変調ベースバンド信号を受信し、周波数訂正された変調ベースバンド信号を出力する周波数訂正部（１０４）と、
前記周波数訂正されたデジタル複素変調ベースバンド信号を受信し、各副搬送波に対して、前記復調器に供給される周波数領域の変調副搬送波信号を出力する高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部（１１０）と、
周波数訂正された変調ベースバンド信号を用いて周波数領域のチャネル評価を発生するチャネル評価部（１１２）と、
時間訂正された周波数領域の変調信号と前記周波数領域のチャネル評価を用いて、復調信号を生成する復調器（１１４）と、を備え、
前記タイミング訂正部は、前記周波数オフセット評価及び前記周波数領域の変調副搬送波信号を受信し、前記時間訂正された周波数領域の変調信号を生成し、
前記周波数オフセット部は、前記変調ベースバンド信号を受信するプリアンブル指定周波数オフセット部（１０２）であり、
さらに、前記復調部と前記タイミング訂正部と前記チャネル評価部のそれぞれから入力される信号を受信するように接続されている決定指定周波数オフセット評価部（１５０）を備えたことを特徴とする無線受信機システム。

【請求項１５】
複数の変調無線周波数搬送波を受信し、それらから変調ベースバンド信号を生成する無

線受信機であって、前記複数の変調無線周波数搬送波が送信機サンプルクロック（６６）に従って動作する無線送信機（３８）によって送信されてきている、無線受信機（４１）と、
前記変調ベースバンド信号をサンプリングするのに用いられる受信機サンプルクロックを発生する受信機サンプルクロック発生部（６０）と、
周波数領域において、前記送信機サンプルクロックと受信機サンプルクロックとの間のタイミングドリフト補償を実行するタイミング訂正部（１００）と、を具備し、前記タイミングドリフト補償は、周波数オフセット評価に基づいて実行され、タイミングドリフト補償値は周波数領域変調副搬送波信号に適用され、
さらに、前記タイミング訂正部（１００）を含む復調構成部（５０）を具備し、前記復調構成部は、さらに、
周波数オフセット評価を出力する周波数オフセット評価部（１０２，１５０）と、
前記変調ベースバンド信号を受信し、周波数訂正された変調ベースバンド信号を出力する周波数訂正部（１０４）と、
前記周波数訂正されたデジタル複素変調ベースバンド信号を受信し、各副搬送波に対して、前記復調器に供給される周波数領域の変調副搬送波信号を出力する高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部（１１０）と、
周波数訂正された変調ベースバンド信号を用いて周波数領域のチャネル評価を発生するチャネル評価部（１１２）と、
時間訂正された周波数領域の変調信号と前記周波数領域のチャネル評価を用いて、復調信号を生成する復調器（１１４）と、を備え、
前記タイミング訂正部は、前記周波数オフセット評価及び前記周波数領域の変調副搬送波信号を受信し、前記時間訂正された周波数領域の変調信号を生成し、
前記周波数オフセット評価部は、前記復調部と前記タイミング訂正部と前記チャネル評価部から入力されるそれぞれの信号を受信するように接続される決定指定周波数オフセット部（１５０）であることを特徴とする無線受信機システム。

【請求項１６】
複数の変調無線周波数搬送波を受信し、それらから変調ベースバンド信号を生成する無線受信機であって、前記複数の変調無線周波数搬送波が送信機サンプルクロック（６６）に従って動作する無線送信機（３８）によって送信されてきている、無線受信機（４１）と、
前記変調ベースバンド信号をサンプリングするのに用いられる受信機サンプルクロックを発生する受信機サンプルクロック発生部（６０）と、
周波数領域において、前記送信機サンプルクロックと受信機サンプルクロックとの間のタイミングドリフト補償を実行するタイミング訂正部（１００）と、を具備し、
前記タイミング訂正部は周波数オフセットを用いてタイミングドリフト値を算出し、前記副搬送波信号は一連のデータシンボルからなり、さらに、
周波数オフセット評価部（１５０）を具備し、
この周波数オフセット評価部は、
データシンボルの関数として各データシンボルに対する算出された位相オフセットと、前記算出された位相オフセットと一連のデータシンボルのうち先行するもの１つの算出された位相オフセットの関数として各データシンボルに対する予測位相オフセットと、
前記データシンボルの対応する１つについて予測位相オフセットの関数として各データシンボルに対する予測サンプル位相オフセットと、
各データ信号サンプルに対する前記予測サンプル位相オフセットの関数として周波数オフセットとを算出することを特徴とする無線受信機システム。

【請求項１７】
前記周波数オフセット評価部は、
前記予測位相オフセットを生成する位相ロックループ（１６８、１７０）と、
各データ信号に対する算出された位相オフセットを生成する位相判別部（１６６）と、

算出された位相オフセットを受信し、前記算出された位相オフセットと先行するデータシンボルの前記算出された位相オフセットの関数として各データシンボルに対する前記予測位相オフセットを生成するフィルタ（１６８）と、を具備することを特徴とする請求項１６に記載の無線受信機システム。

【請求項１８】

複数の変調無線周波数搬送波を受信し、それらから変調ベースバンド信号を生成する無線受信機であって、前記複数の変調無線周波数搬送波が送信機サンプルクロック（６６）に従って動作する無線送信機（３８）によって送信されてきている、無線受信機（４１）と、

前記変調ベースバンド信号をサンプリングするのに用いられる受信機サンプルクロックを発生する受信機サンプルクロック発生部（６０）と、

周波数オフセット評価を出力する周波数オフセット評価部（１０２）と、

前記周波数オフセット評価を用いて、評価された相対的サンプルクロックオフセットを算出するコントローラであって、この評価された相対的サンプルクロックオフセットは前記受信機サンプルクロックと前記送信機サンプルクロックとの間のオフセットである、コントローラと、を具備し、前記コントローラは、所定期間であるスリープ期間にさらにタイミングドリフトを算出するスリープモードコントローラ（２００）であることを特徴とする無線受信機システム。

【請求項１９】

前記スリープモードコントローラは、さらに前記受信機がスリープに入るまでの時間を算出することを特徴とする請求項１８に記載の無線受信機システム。

【請求項２０】

前記スリープモードコントローラは、さらに前記受信機がフレームの始点をサーチするまでの時間を算出することを特徴とする請求項１８に記載の無線受信機システム。

【請求項２１】

前記スリープモードコントローラは、さらにフレームサーチ窓のサイズを決定することを特徴とする請求項１８に記載の無線受信機システム。

【請求項２２】

前記複数の変調無線周波数搬送波は直交周波数分割多重方式（ＯＦＤＭ）を用いて変調されていることを特徴とする請求項１８に記載の無線受信機システム。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

本出願は、２０００年１１月２９日に出願された米国仮特許出願第６０／２５３，７０７号に関連しており、同出願の優先権を主張するものである。

【０００２】

発　明　の　背　景

１．本　発　明　の　技　術　分　野

本発明は、空間又は無線インターフェース上における複数の変調信号キャリアの伝送に関連して、送信機および受信機のサンプルクロック間におけるタイミングドリフト（Ｔｉｍｅ　Ｄｒｉｆｔ)を決定し、かつ／又は補償する、方法および装置に関するものである。

【０００３】

２．関　連　技　術　と　他　の　考　察

ディジタル・ビデオ・ブロードキャスティング（ＤＶＢ)やディジタル・オーディオ・ブロードキャスティング（ＤＡＢ）のような様々なディジタル信号伝送方法が知られている。そのような伝送に用いられる典型的な一方法は、直交周波数分割多重（ＯＦＤＭ）方法であって、複数の変調信号キャリアが信号伝送に用いられるものである。ＯＦＤＭのような多重キャリア方数は、その時間分散が与えられたビット長よりもかなり大きいシステムで用いられるのが通常である。多重キャリア方数において、変調信号キャリアは、交差前に信号分離のための高速フーリエ変換（ＦＦＴ）によって周波数領域でサンプリングされる。

【０００４】
また、直交周波数分割多重化（ＯＦＤＭ）は、ヨーロッパ、米国や日本で指定されているような５ＧＨｚ帯の無線ローカル・エリア・ネットワーク（ＷＬＡＮ）で用いられることになるものである。ヨーロッパのＷＬＡＮ標準は、高性能無線ローカル・エリア・ネットワーク・タイプ２（ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２）であり、それはＥＴＳＩプロジェクトＢＲＡＮ（広帯域無線アクセス・ネットワーク）によって構築される予定である。北米と日本の標準は、この方数に非常に類似した物理レイヤーを有するものと期待されている。
【０００５】
ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２の物理レイヤーについては、ETSI TS 101 475 V1.2.2(2001-02),Broad Radio Access Networks(BRAN);HIPERLAN Type 2; Physical(PHY) layer, ETSIに記述されている。ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２の空中インターフェースは、時分割二重およびダイナミック時分割多重接続に基づいたものである。ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２の物理レイヤーを介して送信される全トランスポートチャネルにおける全データユニットは、バーストである。
【０００６】
図１は、フレーム構造１８と典型的なバースト２０を示すものである。そのフレームは報知（同報）制御チャネル、フレーム制御チャネル、下りリンク・トラヒック、上りリンク・トラフヒック、そしてランダムアクセスチャネルを含んでいる。図１に示されるように、それぞれのバースト２０は、１つのプリアンブル２２と１以上のＰＤＵ24_1、24_2、24_3、…24_nから構成される。図２に、プリアンブル２２とＰＤＵ24_1、24_2の詳細が図示されている。プリアンブル２２は、例えば、巡回（ｃｙｃｌｉｃ）プリフィックス22_1と２つのトレーニングシンボル22_2、22_3を含むものである。ＰＤＵ２２はそれぞれ、メディア・アクセス・コントロール（ＭＡＣ）レイヤーに由来する数バイトのデータユニットである。物理（ＰＨＹ）レイヤーは、ＰＤＵを１以上のＯＦＤＭシンボルに変換する。ただし、このシンボル数はリンク適応モードに依存するものである。図１が複数のＯＦＤＭシンボルを構成するＰＤＵ２４の一例を示す一方、簡単のため、図２は巡回（ｃｙｃｌｉｃ）プリフィックス２５と１データシンボル２６を構成するＰＤＵを示している。例えば、図２において、ＰＤＵ24_1は、巡回プリフィックス25_1とデータシンボル26_1を有している。
【０００７】
ＯＦＤＭ変調は、２０ＭＨｚのサンプルレートで６４ポイントＩＦＦＴ（高速フーリエ逆変換）を用いて行われる。この６４ポイントＩＦＦＴは、サブキャリアスペース３１２．５ｋＨｚおよびシンボル時間間隔３．２μｓを与えることになる。各シンボル２６の前に置かれている巡回プリフィックス２５は８００ｎｓであり、合わせてシンボル長が４μｓとなるようになされている。また、６４個のサブキャリアのうち、５２個のサブキャリアだけが用いられ、５２個のうち４８個はデータを搬送し、４個はパイロットである。
【０００８】
物理レイヤーによりいくつかのリンク適応モードが与えられ、様々なチャネル条件に対して適用可能となるのである。各モードはサブキャリア変調方式と前方誤り訂正符号レートの組み合わせからなるものである。主要な変調方数は、ＢＰＳＫ、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭおよび６４ＱＡＭであり、主要な符号レートは１／２、９／１６、３／４である。
【０００９】
一貫した変調を行うために、受信機は、時間および周波数において送信機と同期しなければならない。システム上の送信機と受信機との周波数差により、変調信号キャリアは周波数オフセットを発生させることになる。また、チャネルの評価もされなければならない。
【００１０】
データストリーム中のプリアンブル２２は、例えば受信信号の周波数オフセット及び周波数同期を評価するを容易にするものである。ＯＦＤＭの場合、２つの同一のＯＦＤＭシンボル22_2、22_3は、Ｃ６４として言及されるが、巡回プリフィックス２１（Ｃ３２）と実際のデータストリーム、例えばＰＤＵ２４との間に挿入される。図２で示されるこの

いわゆるＣ－プリアンブルは、例えば、複数搬送波（マルチキャリア）信号の変調過程におけるチャネル評価に用いられるものである。このようにチャネル評価は、プリアンブルの補助によりバーストの初期段階で行われる。

【００１１】

ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２において、送信機及び受信機の双方の２０ＭＨｚのサンプルクロックは、＋／－２０ｐｐｍ（ｐａｒｔｓ　ｐｅｒ　ｍｉｌｌｉｏｎ）の相対精度で自励発振（ｆｒｅｅ－ｒｕｎｎｉｎｇ)する。つまり、最悪の状態では、受信機に対する送信機のサンプルクロック周波数間のオフセットは＋／－４０ｐｐｍということになる。この可能性としてありうる＋／－４０ｐｐｍのオフセットは、時間とともに増加する送信機及び受信機間の時間エラー、即ち、タイミングドリフト（Ｔｉｍｅ　ｄｒｉｆｔ）を生じさせるものである。このタイミングドリフトは、たとえ受信機がバースト初期段階のおいて同期が取れていたとしても、長いバーストの最終段階での一貫性ある変調に重大な障害を生じさせることとなる。

【００１２】

タイミングドリフトは、いくつかの好ましからざる影響を生じさせる。即ち、（１）周波数領域での位相回転、（２）シンボル間干渉、及び（３）サブキャリア間の直交性の喪失、である。後者２つの影響は、変調に影響を与えるものとは考えられないが、以下に示すように、位相回転による影響は重大なものとなりうるのである。

【００１３】

式１のフーリエ変換関係は、時間領域での関数f(t)の時間変位T_{off}が、原関数f(t)のフーリエ変換F(ω)と比較して、対応するフーリエ変換の線形位相ファクターωT_{off}を与えるものであることを示している。

【００１４】

【数１】

$$f(t-T_{off}) \rightarrow \exp(-j\omega \cdot T_{off}) \cdot F(\omega) \qquad \text{式１}$$

【００１５】

ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２システムで最長のバーストである２ｍｓのＭＡＣフレームでバーストを考えると、バーストの最終段階における時間変位は２ｍｓ・４０ｐｐｍ＝８０ｎｓということになる。そうすると、８．１２５ＭＨｚの最もよく用いられるサブキャリアに対する位相ファクターは、ωT_{off}＝２・π・８．１２５ＭＨｚ　４．１ラジアン又は２３４度ということになる。そのような位相誤りは、もちろん、一貫性ある変調を不可能にしてしまう。処理の低下は、リンク適応モードに依存した低下よりも断然早く起こるものである。

【００１６】

タイミングドリフトを補償する方法には、様々な従来技術が存在する。第一のタイミングドリフト補償は、受信機側の基準発信機を細かくチューニングし（タイミングドリフトの評価を用いる）、タイミングドリフトを無視できるようにしてしまう。この第一の方法は、ＲＦシンセサイザが新しい値に適合するのにかかる時間に問題がある。通常、ＲＦシンセサイザは位相同期ループ（ＰＬＬ）で実現されるが、このＰＬＬは典型的なプリアンブル間隔に比べて長い設定時間を必要とする。さらに、電圧制御の基準は通常、自励発振器の基準よりも多くの位相ノイズ（平均辺りの周波数変動）を有することになる。

【００１７】

上述のように、一貫性ある変調を行うために、受信機は、初期にプリアンブルについて算出されるチャネル評価を算出する。第二の従来技術のタイミングドリフト補償方法によれば、初期のチャネル評価は監視され、受信している間はパイロット又は決定指示法によって訂正される。このように、タイミングドリフトのような遅い変化の補償は可能である。しかし、このアプローチは、各サブキャリアを別々に追従するときは複雑な追従手順を必要としてしまい、また、ごく少数のパイロットを用いるとき（ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２は５２個のサブキャリア中パイロットはたった４個である。）にはフェーディング・ディップ

への高い感度を必要としてしまう。

【００１８】

したがって、本発明の目的は、シンプルだが安定性の高いタイミングドリフト補償の技術を提供することにある。

【００１９】

発　明　の　概　要

無線受信機システムは、無線受信機と、受信機サンプルクロック部と、タイミング訂正部と、からなる。無線受信機は、複数の変調された無線周波数搬送波を受信し、無線機サンプルクロックにより確立されたサンプルレートに従って変調されたベースバンド信号を生成する。タイミング訂正部は、周波数領域において、送信機のサンプルクロックと受信機のサンプルクロック間のタイミングドリフト補償を実行し、例えば、変調部で実行される変調を高性能化する。

【００２０】

異なる実施の形態では、タイミングドリフト補償は、チャネル評価技術又は信号補償技術のような異なる技術を用いるシステムと関連して実行されるものである。それぞれの実施の形態を用いて、様々な周波数オフセット評価技術を用いることができるのである。例えば、プリアンブル指定周波数オフセット評価、決定指定周波数オフセット評価、又はパイロット補助周波数オフセット評価が該当する。

【００２１】

例示的実施の形態では、受信機は変調部及びタイミング訂正部からなる変調構成部を含む。さらに、受信機は周波数オフセット評価部；周波数訂正部；高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部；及びチャネル評価部とからなるのである。

【００２２】

例示的なチャネル評価の実施形態では、周波数オフセット評価部は周波数オフセット評価を出力する。周波数訂正部は変調されたベースバンド信号および周波数オフセット評価を受信し、周波数が訂正された変調ベースバンド信号を出力する。高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部はその周波数が訂正された変調ベースバンド信号を受信して、複数搬送波の各副搬送波（ｓｕｂｃａｒｒｉｅｒ）に対して周波数領域変調信号を出力する。チャネル評価部は周波数が訂正された変調ベースバンド信号を用いて周波数領域チャネル評価を生成する。周波数領域チャネル評価はタイミング訂正部に適用される。タイミング訂正部は、変調器に適用される、時間訂正された周波数領域チャネル評価を生成する。変調器は周波数領域変調信号と時間訂正された周波数領域チャネル評価を用いて復調信号を生成する。

【００２３】

そのチャネル評価の実施形態では、タイミング訂正部はタイミングドリフト値を算出し、周波数領域でタイミングドリフト値を補償する。このタイミングドリフト補償値は適正な位相ファクターを副搬送波に適用し、周波数領域チャネル評価を更新してなされ、これにより時間訂正された周波数領域チャネル評価を提供するものである。

【００２４】

例示的な信号訂正がなされた実施形態では、タイミングドリフト補償は周波数オフセット評価及び周波数領域変調信号に基づいて実行される。周波数オフセット評価部は周波数オフセット評価を出力する。周波数訂正部は変調ベースバンド信号及び周波数オフセット評価を受信し、周波数が訂正された変調ベースバンド信号を出力する。高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部は周波数訂正された変調ベースバンド信号を受信し、各副搬送波に対して、変調器に適用される周波数領域変調信号を出力する。タイミング訂正部は周波数オフセット評価と周波数領域変調信号を受信し、変調器に適用される時間訂正された周波数領域変調信号を生成する。変調器は時間訂正された周波数領域変調信号及びチャネル評価を用いて復調信号を生成する。

【００２５】

その例示的な信号訂正がなされた実施形態では、タイミング訂正部はタイミングドリフト値を算出し、周波数領域でタイミングドリフト値を補償する。このタイミングドリフト補

償値は適正な位相ファクターを副搬送波に適用し、周波数領域チャネル評価を更新してなされ、これにより時間訂正された周波数領域チャネル評価を提供するものである。

【００２６】

１つの実施の形態では、複数の変調無線周波数搬送波は直交周波数分割多重化（ＯＦＤＭ）を用いて変調される。本発明の選択的態様によると、タイミングドリフト補償に対するチャネル評価の更新はＭシンボル毎になされる（Ｍの値は特定のリンク適応モードに基づいて選択される）。

【００２７】

別の側面において、本発明は、周波数オフセット評価部だけでなく、無線受信機及び受信機サンプルクロックを含む移動局にも関連するのである。周波数オフセット評価部は変調ベースバンド信号を無線受信機から受信し、周波数オフセット評価を出力する。移動局は、さらに、周波数オフセット評価を用いて算出された相対的サンプルクロックオフセットを判断するコントローラからなるものである（算出された相対的サンプルクロックオフセットは受信機サンプルクロックと送信機サンプルクロックとの間のオフセットである）。１つの実施の形態では、コントローラは、所定間隔のスリープ期間中のタイミングドリフトをさらに判定するスリープモードコントローラである。また、スリープモードコントローラは次の１以上の事項を判定する。つまり、受信機がスリープ状態になるまでの時間、および受信機がフレームのスタートをサーチするまでの時間である。

【００２８】

本発明の以上の及び他の目的、特徴及び利点は、様々な視点を通じて参照記号が同じ構成に言及する添付図面に図示された好適な実施の形態について以下に述べられる特定の記述から明らかになると思われる。なお、ここでの図面は、本発明の原理を図示する以外には、必ずしもスケールを変えたり、特定部分を強調したりはしていない。

【００２９】

現在の好適で代表的な実施形態の詳細な説明

以下の記述により、説明のためだがそれには限定されず、本発明の包括的な理解を提供するために、特定の構成、インターフェース、技術等の特定の詳細事項について述べることとする。しかしながら、これら特定の詳細事項を逸脱する他の実施の形態で本発明が実施されるうることは当業者であれば明らかである。他の例において、よく知られた装置、回路及び方法の記述は省略されている。不必要な詳細な記載で本発明の記載をあいまいにすることの無いようにするためである。さらに、個々の機能ブロックがいくつかの図面に示されている。その機能は個々のハードウエア回路を用いたり、適切にプログラムされたデジタルマクロプロセッサや一般のコンピュータに関連して作用するソフトウエアを用いたり、特定用途向け集積回路（ＡＳＩＣ）を用いたり、１以上のデジタル信号プロセッサ（ＤＳＰ）を用いたりして、実現可能であることは、当業者であれば理解できるものである。

【００３０】

図３は、送信機３８のアンテナ３６から送信された複数の変調無線周波数搬送波３４を空中インターフェース３２上で受信する無線受信機３０の例を示している。無線受信機３０は、ユーザ装置部（ＵＥ）、移動電話（セルラ電話）及び移動端末を有するノート型ＰＣのような移動局と呼ぶこともできるし、そのような形態を採ることもできる。つまり、無線機３０は、例えば、携帯、ポケット型、ハンドヘルド（ｈａｎｄ－ｈｅｌｄ）型、コンピュータ内蔵型や車載型装置であって、無線ネットワークで音声及び／又はデータを通信するようなものであればよい。一実施例として、複数の変調無線周波数搬送波３４は直交周波数分割多重化（ＯＦＤＭ）を用いて変調されたものである。明確化のため、変調無線周波数搬送波３４は、本発明ではいかなるＯＦＤＭシステムを用いることができるのであるが、ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２標準に従って送信されるものとする。

【００３１】

図３にさらに示されるように、無線受信機３０は無線受信機構成部４１に接続されているアンテナ４０を含むものである。無線受信機構成部４１は変調無線周波数搬送波３４を受

信し、アナログ複素変調ベースバンド信号をライン４２方向に従ってアナログデジタル変換器（ＡＤＣ）４３に供給する。続いてＡＤＣ４３はデジタル（時間離散）複素変調ベースバンド信号（例えば、複素ベースバンドＯＦＤＭシンボル）をライン４４方向に従って初期タイミング同期構成部４６に供給する。初期タイミング同期構成部４６はフレームの各バースト（図１参照）の頭だしの見当を行うものである。デジタル複素変調ベースバンド信号は復調構成部５０に供給される。復調構成部５０は、各副搬送波に対して、復調されてはいるがインターリーブされたままの信号を出力する。復調構成部５０の出力はデインターリーブ構成部５４、ＦＥＣ復号構成部５６、およびでスクランブル構成部５８の順で供給される。

【００３２】

ＡＤＣ４３は、受信信号のサンプリングを行う。ＡＤＣ４３によるサンプリングは受信機サンプルクロック６０によって制御されるサンプリングレートで実行される。このように、図３はさらにＡＤＣ４３に接続される受信機サンプルクロック部６０からなるような無線受信機３０を示している。受信機３０における信号のサンプリングはこのように受信機サンプルクロック部６０のレートで実行される一方、信号の処理は送信機サンプルクロック部６６に従って送信機で実行されたものである。

【００３３】

本発明によって補償される潜在的なタイミングドリフトは、信号がアナログ、つまり時間連続な領域からデジタル、つまり離散的な領域にＡＤＣ４３によって変換された場合、即ち信号がサンプリングされた場合に、起こるのである。信号が一旦サンプリングされると、タイミングドリフトはその中に内在したものとなる。ＤＳＰで実現する場合、サンプルはメモリに格納される。バースト全体が格納されると、復調構成部５０はそれを、例えば、サンプルレートよりもかなり大きいレートで処理をする。

【００３４】

ここでは他の実施の形態に関連してより詳細に説明すると、復調構成部５０は変調ベースバンド信号から得られる変調服搬送波信号の復調を実行する復調部を含むものである。受信機のサンプルクロック６０と送信機のサンプルクロック６６との間の潜在的タイミングドリフトに鑑みると、復調構成部５０は、タイミングドリフト補償（送信機のサンプルクロックと受信機のサンプルクロックとのタイミングドリフトを補償すること）を周波数領域で実行するタイミング訂正部又はタイミング訂正機能１００を含み、それにより無線受信機３０における復調を高性能化するのである。

【００３５】

他の実施の形態においては、タイミングドリフト補償は様々な技術で実行することができるようになされている。ここに述べられる一例の代表的な技術としては、これにはもちろん限定されないが、チャネル評価に基づくタイミングドリフト補償や信号適用タイミングドリフト補償（即ち、信号訂正技術）が挙げられる。さらに、各実施の形態では、例えばプリアンブル指定周波数オフセット評価、決定指定周波数オフセット評価やパイロット補助周波数オフセット評価のような様々な周波数オフセット評価技術を用いることができる。

【００３６】

そのような各実施の形態例に対して、受信機３０は復調部とタイミング訂正部とからなる復調構成部５０を含んでいる。ここでは、参照番号５０や１００は一般的な復調部５０と一般的なタイミング訂正部１００をそれぞれ表している。同様に、様々な実施の形態での番号付けされたエレメントは、本発明のタイミング訂正面に関する機能と本質的に同一のものである。

【００３７】

図４は、チャネル評価やプリアンブル指定周波数オフセット評価を用いる復調構成部５０（４）を有する無線受信機３０の基本的構成の一例を示している。図４において、初期タイミング同期構成部４６からライン４８方向に得られるデジタル複素変調ベースバンド信号$R_G[1]$は、プリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２と周波数訂正部１０４の

両方に供給される。

【００３８】

当業者なら理解できるように、周波数オフセットは無線送信機かつ／または受信機における周波数発生の限度に限界があることに鑑みて発生するものである。そのような周波数オフセットはＯＦＤＭの副搬送波の直交性を崩すものであり、従って、それは評価（算出）され、装置のパフォーマンスを低下させないように受信信号から除去してやらなければならないのである。

【００３９】

それゆえ、プリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２は周波数訂正部１０４とタイミング訂正部１００に対してライン１０６方向に従って出力される周波数オフセット評価（値）を生成する。プリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２はプリアンブル（図１及び２のプリアンブル参照）を用い、周波数オフセット評価（値）を生成するために、どの時点でプリアンブルが始まるのかを知る必要がある。この点、ライン４８の$R_G[1]$は（例えば、初期タイミング同期構成部４６によって）一列に並べられ、プリアンブルがプリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２に入力される最初のサンプルで始まるように想定されている。プリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２は、自動相関（プリアンブルの周期性を利用するもの）や相互相関（受信プリアンブルが格納されているリファレンスと相互相関するもの）を含む様々な技術のいずれかを用いて、周波数オフセット評価を生成することができる。本質的に、プリアンブルにおける22_2と22_3の部分は同じシーケンスの繰り返しであり、それらの相関を取ることにより、例えば、自動相関を実行することにより、周波数オフセットが評価（算出）することができる。周波数相関部１０４はプリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２から得られる周波数オフセット評価（値）を用いて図４におけるライン１０８に示される周波数訂正された変調ベースバンド信号を生成する。

【００４０】

復調構成部５０（４）は、さらに高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部１１０と、チャネル評価部１１２と、タイミング訂正部１００（４）と復調部１１４（４）とからなっている。高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部１１０はライン１０８に供給される周波数訂正された変調ベースバンド信号を受信し、各副搬送波に対してライン１１６で示される周波数領域の変調信号を出力する。チャネル評価部１１２はライン１０８に供給される周波数訂正された変調ベースバンド信号を用いて周波数領域のチャネル評価値を生成する。図４のライン１１８および$H_m[0]$で示される周波数領域チャネル評価（値）はタイミング訂正部１００（４）に供給される。タイミング訂正部１００は、$H_m[k]$で表され、復調器１１４（４）にライン１２０で供給される時間訂正された周波数領域のチャネル評価を生成する。復調器１１４（４）は周波数領域の変調信号（高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部１１０から得られる信号である）と時間訂正された周波数領域のチャネル評価（タイミング訂正部１００（４）から得られる値）とを用いて復調信号を生成する。復調信号はデインターリーブ構成部５４（図３参照）にライン１２２で出力される。

【００４１】

図４で表されるチャネル評価の例では、タイミング訂正部１００（４）はタイミングドリフト値t_0を算出し、そして適切な位相ファクター$\varphi_{m,k}$を副搬送波に適用することによって周波数領域でタイミングドリフト値を補償して周波数領域のチャネル評価を更新し、よって時間訂正された周波数領域のチャネル評価値$H_m[k]$をライン１２０で復調部１１４（４）に供給する。

【００４２】

先に述べたように、時間領域の関数ｆ（ｔ）は時間変位T_{off}は、式２で表されるように、対応するフーリエ変換の線形位相ファクターを与えるものである。

【００４３】

【数２】

$$\phi = \omega \cdot T_{off} \quad \text{式２}$$

【００４４】
これは、式３に従って原関数ｆ（ｔ）のフーリエ変換Ｆ（Ｔ）と対比される。
【００４５】
【数３】

$$f(t - T_{off}) \rightarrow \exp(-j\omega \cdot T_{off}) \cdot F(\omega) \quad \text{式３}$$

【００４６】
そしてタイミングドリフトがあるので、変位Ｔ$_{off}$は式４に従って時間的に線形に大きくなっていくのである。
【００４７】
【数４】

$$T_{off} = t_0 \cdot t \quad \text{式４}$$

【００４８】
式４においては、ｔ$_0$は相対的サンプルクロックオフセットであり、－４０ｐｐｍ＜ｔ$_0$＜４０ｐｐｍである。
【００４９】
Ｔ$_{off}$がゆっくり変化すると仮定すると、式３はほとんど変化がない。そして位相ファクターは式５で示されるように記述できる。
【００５０】
【数５】

$$\phi = \omega \cdot t_0 \cdot t \quad \text{式５}$$

【００５１】
位相ファクターは、式６に従って、シンボル番号ｋと副搬送波インデックスｍによっても記述することができる。
【００５２】
【数６】

$$\phi_{m,k} = \frac{(T_S \cdot (k-1) + T_{init}) \cdot t_0}{T} \cdot \frac{m}{32} \cdot \pi \quad \text{式６}$$

【００５３】
式６において、ｍは、－２６≦ｍ≦２６を満たす、用いられた副搬送波に対する副搬送波インデックスであり、ｋはＯＦＤＭシンボル中で測定されたタイムインデックスである。ｋ＝１は最初のデータシンボル、即ち、プリアンブル後の最初のシンボルであり（ｋ＝１，２，３．．．）；Ｔ$_s$はＯＦＤＭのシンボル時間で、Ｔ$_s$＝４μｓ（８０サンプル）であり；Ｔは、Ｔ＝５０ｎｓのサンプルタイムであり；Ｔｉｎｉｔは基準時間ｔ＝０と最初のデータシンボルとの間の時間である。
【００５４】
式７に示されるように、ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２スタンダードによれば、無線周波数とサンプルクロックは同じ基準信号から得られるので、タイミングドリフト値ｔ$_0$は周波数オフセット値から得ることができる。
【００５５】
【数７】

$$t_0 = \frac{f_{off}}{f_c} \quad \text{式７}$$

【００５６】

式７において、f_{off}はヘルツ（Ｈｚ）で表した絶対周波数オフセット値を、f_cはＨｚにおける搬送波周波数である。

【００５７】

いったんタイミングドリフトが得られれば、それは右位相ファクターを各副搬送波に適用することによって周波数領域で補償することができるのである。

【００５８】

図４の例は、式８に従ってチャネル評価を更新する方法を反映したものである。

【００５９】

【数８】

$$H_m[k] = \exp(j \cdot \phi_{m,k}) \cdot H_m[0] \quad \text{式８}$$

【００６０】

式８において、$H_m[k]$は、ＯＦＤＭシンボルを搬送するｋ番目データのｍ番目副搬送波の訂正された複素周波数領域チャネル評価である。また、$H_m[0]$はｍ番目副搬送波の初期複素周波数領域チャネル評価である。

【００６１】

上記記載から理解されるように、図４の例においては、タイミング訂正部１００（４）は関係式$H_m[k]=\exp(j\cdot\phi_{m,k})\cdot H_m[0]$を用いてチャネル評価を更新する。ここで、$H_m[k]$はデータシンボルｋで測定される時間インデックスに対する時間オフセットが訂正されたチャネル評価であり、$H_m[0]$はチャネル評価の初期値であり、$\phi_{m,k}$は位相ファクターであり、さらにｍは用いられた副搬送波に対する副搬送波インデックスである。次いで、位相ファクター$\phi_{m,k}$は、$\phi_{m,k}=((T_s\cdot(k-1)+T_{init})\cdot t_0)/T)\cdot(m/32)\cdot\pi$で定義される。ここで、ｍは副搬送波インデックス、ｋはデータシンボルで測定された時間インデックス、T_sはシンボル時間、Ｔはサンプル時間、T_{init}は基準時間と最初のデータシンボルとの間の時間差であり、t_0はタイミングドリフト値である。タイミングドリフト値t_0は$t_0=f_{off}/f_c$から得られる。ここで、f_{off}はＨｚでの絶対周波数オフセット値であり、f_cはＨｚでの搬送波周波数である。

【００６２】

タイミングドリフトを補償するためのタイミング訂正部１００（４）によって実行される更新動作は、計算量をセーブするためにＭ番目シンボル毎にのみ実行される。タイミングドリフトはむしろゆっくり進行するものだからである。この結果、図４はコントローラ１３０について任意の機能を含むバリエーションを示すものとなる。この任意の機能を反映した点線によって示されるコントローラ１３０は、タイミング訂正部１００（４）の動作を調整してタイミングドリフト補償に対するチャネル評価の更新がＭ番目シンボル毎に起こるようにしている。図４は、特に、いくつのシンボルに対して同じチャネル評価が用いられるかをアドバイスし、コントローラ１３０からタイミング訂正部１００（４）に入力する信号Ｍを示している。より高く、高感度な変調方式が高速更新を要求すると、更新期間Ｍは、例えば、リンク適応モード（リンク・アダプテーション・モード）に依存することになる。

【００６３】

このように、コントローラ３０は、最初のＭ個のシンボルに対して$H_m[1]$を、次のＭ個のシンボルに対して$H_m[M+1]$と言うように、適用する。数学的には、この更新処理は式９に示される効果を有している。ここで、$n\in N$（自然数）であり、ｐは[１，Ｍ]の要素である。Ｍ番目のトリガー信号はこのようにタイミング訂正部１００に供給され、チャネル評価の更新を教えるものである。

【００６４】

【数９】

$$H_m[n \cdot M + p] = \exp(j \cdot \phi_{m,n \cdot M+1}) \cdot H_m[0] \quad \text{式９}$$

【００６５】
図５は、変調構成部５０（５）を有する無線受信機３０の基本的構成例を示しているが、この変調構成部５０（５）は信号補償を行い、プリアンブル指定周波数オフセット評価を利用するものである。この信号を補償する例では、タイミングドリフト補償は周波数評価に基づいて実行され、周波数領域変調信号に適用される。ここで、図４の基本的に類似する構成要素に対応する、図５の例の構成要素の参照番号は、同じものを示している。
【００６６】
図４の例のように、図５においても、プリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２は変調ベースバンド信号$R_G[I]$を受信し、周波数オフセット評価を出力する（ライン１０６）。周波数訂正部１０４は変調ベースバンド信号と周波数オフセット評価を受信し、周波数が訂正された変調ベースバンド信号を出力する（ライン１０８）。高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部１１０は周波数が訂正されたデジタル複素変調ベースバンド信号を受信し、各副搬送波に対して、周波数領域（分離された）変調信号$R_{FFT,m}[k]$を出力する。この信号$R_{FFT,m}[k]$はタイミング訂正部１００（５）に供給される。
【００６７】
図５のチャネル評価部１１２は周波数が訂正された変調ベースバンド信号を用いて、ライン１４０で復調部１１４（５）に供給される周波数領域のチャネル評価を生成する。図５の例において、タイミング訂正部１００（５）は周波数領域の変調信号$R_{FFT,m}[k]$と周波数オフセット評価（値）をライン１０６で受信する。タイミング訂正部１００（５）は復調器１１４（５）に供給される、時間訂正された周波数領域の変調信号$R_{TD,m}[k]$を生成する。復調部１１４（５）は、時間訂正された周波数領域の変調信号$R_{TD,m}[k]$とチャネル評価を利用し、デインターリーブ構成部５４にライン１２２で供給される復調信号を生成する。
【００６８】
このように、図５の信号補償の例では、タイミング訂正部１００（５）はタイミングドリフト値t_0を評価し、適切な位相ファクター$\Phi_{m,k}$を適用することによってタイミングドリフト値を周波数領域で補償して周波数領域の変調信号を更新し、よって時間訂正された周波数領域の変調信号$R_{TD,m}[k]$を復調部１１４（５）に供給する。
【００６９】
図５の例によって実現される方法は、このように、式１０を利用することにより、チャネル評価というよりもむしろ信号を訂正するものである。
【００７０】
【数１０】

$$R_{TD,m}[k] = \exp(-j\phi_{m,k}) \cdot R_{FFT,m}[k] \quad \text{式 10}$$

【００７１】
式１０において、$R_{TD,m}[k]$は、ＯＦＤＭシンボルを搬送するｋ番目のデータのｍ番目の副搬送波のタイミングドリフトを補償した、複素周波数領域信号であり、$R_{FFT,m}[k]$はＯＦＤＭシンボルを搬送するｋ番目のデータのｍ番目の副搬送波のＦＦＴ直後の複素周波数領域信号である。図４の例にあるように、位相ファクターは式５及び６を参照して理解される。また、タイミングドリフト値t_0は、例えば式７を参照して理解される。
【００７２】
周波数オフセット評価（値）を用いる代わりに、タイミングドリフトt_0は、決定指定方法及び／又はパイロット補助方法によって評価することもできる。例えば、図６は、チャネル評価と決定指定周波数オフセット評価を利用する復調構成部５０（６）を有する無線

受信機３０の基本的構成要素例を示すものである。ここで、図４の基本的に類似する構成要素に対応する、図６の例の構成要素の参照番号は、同じものを示している。図６で明らかなように、復調構成部５０（６）は、ここでは決定指定周波数オフセット評価構成部１５０（６）としても参照される、決定指定部を含むものである。

【００７３】

別の例として、図７は、信号補償を行い、決定指定周波数オフセット評価を利用する、復調構成部５０（７）を有する無線受信機３０の基本的構成要素を示すものである。ここでも、図５の基本的に類似する構成要素に対応する、図７の例の構成要素の参照番号は、同じものを示している。図７の例の復調構成部５０（７）は、決定指定部（決定指定周波数オフセット評価部１５０（７））を含むものである。

【００７４】

図６の決定指定周波数オフセット評価部１５０（６）と図７の決定指定周波数オフセット評価部１５０（７）の動作原理及び詳細は、図８に示される代表例である決定指定部１５０に関して理解される。図６及び７の例では、本発明のために決定指定部１５０（６）と１５０（７）はそれぞれ３つの入力と１つの出力を有するものである。この３つの入力は基本参照番号１５２、１５４、１５６の線で示され、一方で出力は基本参照番号１５８の線上に送られる。例えば、図６の決定指定部１５０（６）は、復調部１１４（６）の出力からのライン１５２（６）での第一の入力と、タイミング訂正部１００（６）の出力からのライン１５６（６）での第二の入力と、高速フーリエ変換（ＦＦＴ）部１１６の出力からのライン１５４（６）での第三の入力と、タイミング訂正部１００（６）にライン１５８（６）で供給される出力とを有している。図７の決定指定部１５０（７）も同様な接続構成を採っている。ただし、チャネル評価部１１２（７）の出力から発する第二の入力ライン１５６（７）とタイミング訂正部１００（７）から発する第三の入力ライン（７）については例外である。

【００７５】

先に述べたように、図４のタイミング訂正部１００（４）と図５のタイミング訂正部１００（５）は、タイミングドリフトt_0を決定するためにプリアンブル指定周波数オフセット評価（値）f_{off}を用いている。一方、図６及び図７の決定指定の例では、決定指定部１５０（６）と決定指定部１５０（７）がそれぞれ、タイミング訂正部１００（６）及びタイミング訂正部１００（７）に、後述する周波数オフセット評価（値）f_{off}を供給している。

【００７６】

図８に示す決定指定部１５０は、ライン１５２で復調部１１４からの入力を受信するマッピング部１６２を含んでいる。乗算器１６４の第一の入力端子はライン１５６で第一の入力（図６の例のタイミング訂正部１００からのものであり、図７の例ではチャネル評価部１１２からのものである）とマッピング部１６２から第二の入力とを受信する。図８の$B_m[k]$で示されるように、乗算器１６４の出力は、第一の入力として位相判別部１６６に供給される。位相判別部１６６への第二の入力は、図６のＦＦＴ部や図７のタイミング訂正部１００からライン１５４で受信する。

【００７７】

位相判別部１６６（図８の$\phi_{est}[k]$）の出力は１次ループフィルタに供給される。１次ループフィルタ１６８の出力は積算器１７０に接続される。積算器１７０の出力は、図８の$\phi_A[k]$に示されるように、遅延部１７２に供給される。１７２の出力は、図８の$\phi_A[k-1]$に示されるように、サンプル毎の搬送波位相オフセット計算部１７４に供給される。サンプル毎の搬送波位相オフセット計算部１７４は、図８の$\phi_s[k-1]$に示されるように、周波数オフセット評価部１７６に供給される。周波数オフセット評価部の出力、即ち$f_{off}[k-1]$は、タイミング訂正部１００にライン１５８に従って出力される。

【００７８】

決定指定部１５０は一連のデータシンボルからなる信号を受信し、それぞれのデータシン

ボルの関数としてそれぞれのデータシンボルに対する評価された位相オフセットを計算する。さらに、１データシンボルについて評価された位相オフセットとそのデータシンボルの前の１データシンボルについての評価された位相オフセットとの関数として、予測位相オフセットが問題のデータシンボルに対して計算される。予測位相オフセットから、決定指定部１５０、特に周波数オフセット評価部１７６は周波数オフセット評価（値）f_{off}を算出する。また、周波数オフセット評価（値）f_{off}から、タイミング訂正部１００は、例えば式７を用いてタイミングドリフトt_0を算出する。

【００７９】

図２は、位相基準ポイントを含む受信サンプルストリームの構成を示す図である。Ｃプリアンブルの ＯＦＤＭシンボル22_2と22_3はチャネル評価および基準位相評価に用いられる（ＯＦＤＭシンボル22_2及び22_3はチャネル評価と基準位相に用いられる）。実際のチャネル評価の前に、２つのＣプリアンブル・シンボルが付加されてより高いノイズ抑制機能を得ることができる。この平均化プロセスの結果、チャネル評価R_{CE}の位相基準ポイントは時間領域のＯＦＤＭシンボル22_2と22_3の中間に配置されることになる。また、データシンボル（即ちＯＦＤＭシンボル）の実際のデータストリームはＣプリアンブルに続くものである。続いて、実際のデータストリームはまたバーストと呼ばれるが、ここでは全てのバーストはＣプリアンブルが先に来るいくつかのＯＦＤＭシンボルからなるものである。

【００８０】

その他の機能の中で、決定指定部１５０は第一のデータＯＦＤＭシンボルＳ１の位相オフセットを評価する。一定の周波数オフセットと仮定すると、評価された位相オフセット$\phi_{est}[1]$は時間領域におけるＯＦＤＭシンボルＳ１の中間R_{S1}における位相オフセットに対応するものである。時間領域の基準ポイントR_{CE}とR_{S1}との差は図２においてy_1によって表されている。位相オフセット$\phi_{est}[1]$に基づいて、周波数追従機能が逆回転位相（derotating phase）$\phi_{corr,0}[2]$を計算する。この逆回転位相（derotating phase）$\phi_{corr,0}[2]$は第二のＯＦＤＭシンボルＳ２の始まりS_{s2}で位相オフセット$\phi_A[1]$と一致する。この位相オフセット$\phi_A[1]$は第二のＯＦＤＭシンボルＳ２に対する予測された位相オフセットである。時間領域では、基準ポイントR_{CE}と各ＯＦＤＭシンボルS_kに対する位相基準ポイントを構成するＯＦＤＭシンボルの始まりS_kとの差はx_kで表される。パラメータx_kとy_1は、周波数追従の位相ロックループに対する最適係数を決定するのに用いられる。さらに、いわゆる予測位相オフセット$\phi_A[k-1]$はＣプリアンブルの位相基準ポイントR_{ce}からｋ番目のＯＦＤＭシンボルS_kの始まりS_{sk}までの位相増加分を表している。位相訂正オフセット$\phi_{corr,1}[k]$は位相基準ポイントR_{ce}からｋ番目ＯＦＤＭシンボルS_kのｌ（エル）番目のサンプルまでの位相増加分を示すものである。

【００８１】

ここで用いられるように、インデックス”ｋ”は、バースト内のシンボル数を示す一方で、インデックス”Ｃ”は信号を区別するために用いられるものである。インデックスｌ（エル）は各ＯＦＤＭシンボルに対して得られるサンプル数を表している。

【００８２】

副搬送波復調部１１４の出力は、マッピング部１６２によって再度変調され、再変調シンボル$A_m[k]$を取得する。マッピング部１６２は、ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２標準に従って実行されるマッピングによって出力ｕ［ｋ］の再変調動作を実行する。再変調シンボル$A_m[k]$はライン１５６での入力（例えば、図８の例に対する各副搬送波のチャネル評価$H_m[k]$）と乗算器１６４によって乗算される。よって、図８の例に対して、乗算器１６４によって実行される乗算は、式１１に示されるように、各副搬送波について重み付けされたシンボル評価$B_m[k]$を取得することになる。式１１において、”ｍ”は副搬送波の数を示すパラメータである。

【００８３】

【数１１】

$$B_m[k] = A_m[k]\,H_m[k] \qquad \text{式 11}$$

【００８４】
受信信号サンプルＲ$_m$[ｋ]と重み付けされたシンボル評価Ｂ$_m$[ｋ]との間の位相識別は、位相判別部１６６により出力された位相評価φ$_{est}$[ｋ]に依存するものである。位相評価φ$_{est}$[ｋ]は、さらに、フィルタＦ（ｚ）によって算出されるが、フィルタＦ（ｚ）は式１２によって記される伝達関数を有する第一次ループフィルタ１６８を含むものである。式１３はＦ（ｚ）を記している。式１４はフィルタＦ（ｚ）の出力の計算を定義するものであり、φ$_A$[０]とφ$_A$[ｋ－１]は初期化のため０に設定されている。

【００８５】
【数１２】

$$G(z) = \frac{a \cdot z + b}{(z-1)} \qquad \text{式 12}$$

【００８６】
【数１３】

$$F(z) = z \cdot \frac{a \cdot z + b}{(z-1)^2} \qquad \text{式 13}$$

【００８７】
【数１４】

$$\varphi_A[k] = a \cdot \varphi_{est}[k] + b \cdot \varphi_{est}[k-1] + 2 \cdot \varphi_A[k-1] - \varphi_A[k-2] \qquad \text{式 14}$$

【００８８】
Ｃプリアンブルの位相基準ポイントＲ$_{ce}$からｋ番目のＯＦＤＭシンボルＳｋの始まりＳ$_k$までの位相増加分を表す出力φ$_A$[ｋ－１]は、遅延部１７２に送られる。このように、二次型のフィルタＨ$_2$[ｚ]が得られるが、開ループとしてのフィルタＨ$_2$[ｚ]の伝達関数は式１５で記述される。

【００８９】
【数１５】

$$H_2(z) = \frac{a \cdot z + b}{(z-1)^2} \qquad \text{式 15}$$

【００９０】
周波数追従が低ノイズを示す受信ＯＦＤＭ信号に対して適用されない場合には、フィルタＦ（ｚ）の出力φ$_A$[ｋ－１]はｋ番目のＯＦＤＭシンボルＳ$_k$に存在すると思われる位相と一致するのである。簡単のため、ここでは一定の周波数オフセットを想定している。しかしながら、例えば位相ノイズのような変化する周波数オフセットの場合に、一定の周波数オフセットが、ある時間、典型的には１つのＯＦＤＭシンボル時間での平均周波数オフセットに相当するときには、次の偏差はまだ有効なものである。結果として、２４から出力された信号サンプル毎の位相オフセットφ$_s$は式１６によって与えられる。

【００９１】
【数１６】

$$\varphi_S[k]=\frac{\varphi_A[k]}{x_{k+1}} \quad \text{式16}$$

【００９２】
位相$\phi_A[k]$は、それぞれのＯＦＤＭシンボルに対する予測位相オフセットを表しているので、サンプル位相オフセット$\phi_s[k]$もまた予測位相オフセットである。位相オフセット$\phi_A[k]$の関数として計算されるからである。根本の予測特性を考慮に入れるため、サンプル位相オフセット$\phi_s[k]$は、問題となっているサンプルからなるＯＦＤＭシンボルS_{k+1}について、時間領域で基準ポイントR_{CE}と始まり$S_{S_{k+1}}$との間のサンプル数x_{k+1}によって、位相オフセット$\phi_A[k]$を除算することによって得られるのである。
【００９３】
予測サンプル位相オフセット$\phi_s[k]$は周波数オフセット評価部１７６に供給される。周波数オフセット評価部１７６は式１７を用いて周波数オフセットの計算を実行する。なお、式１７において、Ｔはサンプル時間である。
【００９４】
【数１７】

$$f_{off}=\varphi_S[k-1]/2/\pi/T \quad \text{式17}$$

【００９５】
上述したように、タイミング訂正部１００は、決定指定部１５０によって与えられる周波数オフセットf_{off}を用いて、式７に従ってタイミングドリフトt_0を計算する。このように、決定指定部１５０（６）と決定指定部１５０（７）は、プリアンブル指定周波数オフセット評価に依存することを必要とせずに、タイミングドリフトt_0を与える代替性ある方法を提供するものである。
【００９６】
前述の内容は周波数訂正部１０４が適用されない場合についてのものである。周波数訂正部１０４が適用される場合に関しては、プリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２によって評価される周波数オフセットは決定指定部１５０によって算出される周波数オフセットに追加されるべきものである。この場合、決定指定周波数オフセット評価部１５０は、プリアンブル指定オフセット評価部１０２を改良する付加的手段である。図６と７に示されるように、タイミング訂正部はプリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２と決定指定周波数オフセット評価部１５０への接続を有するのであり、つまり、これはタイミング訂正部１００が周波数オフセットに対する付加されるべき２つの値を取得することを意味するのである。それゆえ、式７はf_{off}に対して２つの値が得られるように修正されるべきである。つまり、１つの値（$f_{offpreamble}$）はプリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２から入力され、もう一方の値（$f_{offdecision}$）は決定指定周波数オフセット評価部１５０から入力されるものであり、$t_0=(f_{offpreamble}+f_{offdecision})/f_c$に従って$t_0$を計算する場合に考慮に入れられるものである。
【００９７】
さらに別のアプローチとして、パイロット補助周波数オフセット評価を用いることもできる。ここで、”パイロット補助（pilot aided）”は、受信機側で既知の、少なくとも数個のパイロットシンボルが送信されることを意味している。例えば、ある値$A_m[k]$はパイロットシンボルの評価（値）を表している。図８のマッピング部１６２では、これらのシンボル評価が既知のパイロットシンボルによって置き換えられる。この置き換えによって、誤った周波数オフセット評価につながる決定エラーを避けることができる。パイロット補助周波数オフセット評価の欠点は、システムの全体のデータレートを減少させること

になるパイロットシンボルの冗長性にある。

【００９８】

このように、受信期間中に調整の必要がなく、低位相ノイズという特徴を有する自励発振基準周波数を用いることによって、本発明の実施の形態を効果的に実現することができるのである。周波数オフセットはいずれにしても評価しなければならないので、本発明は周波数オフセットを効果的に再利用しているのである。周波数オフセットはサンプルクロックオフセットと同一だからである。さらに、本発明を用いて、要求されるタイミングドリフト補償の複雑さは最小限に抑えられ、実現化目的にも適しているのである。

【００９９】

本発明で採用される解決方法によれば、タイミングドリフトはＰＨＹバーストを受信している間に補償される。また、この解決方法によれば、基準共振周波数が変化することを防止でき、さらに、この方法はデジタル信号処理で実現可能で、しかも複雑でなく、かつ安定的なものである。

【０１００】

図９は、スリープ期間後にタイミングドリフト補償をするスリープ位相コントローラ２００を含む無線受信機３０を示している。スリープ期間後のタイミングドリフト補償を容易にする無線受信機３０の構成要素は、選択してさらに図１０により詳細に示されている。図９および１０の例の無線受信機３０は、無線受信機３０が所定期間スリープモードに入り、その後スリープモードから復活して１フレーム（データ）を受信し、さらに再度スリープモードに入るかフレームを受信しつづけるかという状況において、タイミングドリフトを補償するのである。図９及び１０のスリープ位相コントローラ２００は、前述した特定の復調構成部５０を含み、復調構成部の様々な形および変形例に関連して用いることができるということは当然である。簡単化のため、復調構成部５０のプリアンブル指定周波数オフセット１０２と周波数訂正部１０４のみが図１０に示されているが、他の構成要素が含まれているだけでなく、スリープ位相コントローラ２００自身の説明は必ずしも必要ではないことは理解しうることである。

【０１０１】

スリープ期間の場合には様々な問題が生じるのである。つまり、まず第一に、スリープ期間中のタイミングドリフトはいつ受信機が復活するかを知るために評価される必要がある。第二に、サーチ窓、つまりフレームの始点をサーチするための窓を適切に設計するためには評価の精度を知る必要がある。これらの課題はＯＦＤＭシステムだけでなく、スリープモードを有する全てのシステムに関するものである。

【０１０２】

図１１は、本発明によるスリープモードに従ってスリープ位相コントローラ２００によって実行される所定の基本的で例示的なステップを示している。以下に説明するように、スリープ位相コントローラ２００はスリープ期間中のタイミングドリフトT_{off}を即座に判断し、受信機（例えば移動局）がスリープ状態にいると思われる時間を判断し、またフレーム始点サーチを（フレーム始点のサーチが続く限り）決定するのである。

図１１のステップ１１－１は、スリープ位相コントローラ２００によって実行される手順であるが、スリープ位相コントローラ２００が適切な周波数オフセット評価部（例えば図１０におけるプリアンブル指定周波数オフセット評価部１０２）からの周波数オフセット評価f_{off}を受信すること過程を示している。ステップ１１－１で周波数オフセット評価f_{off}を取得した後、ステップ１１－２でスリープ位相コントローラ２００は、前述の式７を用いて評価された相対的サンプルクロックオフセットt_0を取得する。

【０１０３】

ステップ１１－３では、スリープ位相コントローラ２００は、評価された相対的サンプルクロックオフセットt_0を用いてスリープ期間中タイミングドリフトを算出する。特に、スリープ期間T_{sleep}におけるタイミングドリフトT_{off}が、式１８を用いて即座に算出される。

【０１０４】

【数１８】

$$T_{off} = T_{sleep} \cdot t_0 \qquad \text{式 18}$$

【０１０５】
適切なサーチ窓を設定するために、サーチ窓の半分のサイズが決定される必要がある。これは、例えば評価アルゴリズムの知識を用いることによって評価ｔ$_0$の精度を判断する動作を含んでいる。また、もしｔ$_{0res}$をサンプルクロック周波数との関係で表現される評価ｔ$_0$の最大エラーであると仮定すると、サンプルクロックオフセット評価はｔ$_0$＋／－ｔ$_{0res}$、例えば、４０ｐｐｍ＋／－２ｐｐｍということになる。これより、ステップ１１－４において、スリープコントローラ２００は、式１９を用いてサーチ窓の半分を決定することができる。

【０１０６】
【数１９】

$$T_{wind/2} = T_{sleep} \cdot t_{0res} \qquad \text{式 19}$$

【０１０７】
そして、スリープモードに入ると時間ｔ$_0$から数えて、ステップ１１－５においてスリープ位相コントローラ２００は、移動端末が式２０で表される時間ｔの間スリープモードに入っていると判定し、式２１の時間までフレームの始点をサーチすることになる。

【０１０８】
【数２０】

$$t = T_{sleep} + T_{off} - T_{wind/2} \qquad \text{式 20}$$

【０１０９】
【数２１】

$$t = T_{sleep} + T_{off} + T_{wind/2} \qquad \text{式 21}$$

【０１１０】
このように、スリープ位相コントローラ２００は、スリープ期間にタイミングドリフトを即座に算出し、受信機（例えば移動局）がスリープ状態にいると思われる時間を判断し、またフレーム始点サーチの時間を（フレーム始点のサーチが続く限り）算出するのである。

【０１１１】
なお、ここではＨＩＰＥＲＬＡＮ／２がシステム例として用いられているが、本発明は様々な側面においていかなるＯＦＤＭシステムで用いることができる。

【０１１２】
前述の様々な実施の形態における復調構成部５０の構成要素は、参照を容易にするため”部（ｕｎｉｔｓ）”と表されているが、別の表現としては、これらの部（ｕｎｉｔｓ)は機能として表現されてもよいものである。復調構成部５０の部（ｕｎｉｔｓ）／機能（ｆｕｎｃｔｉｏｎ)は多様な方法で実現できる。つまり、個々のハードウエア回路、適切にプログラムされたデジタルマイクロプロセッサや一般目的のコンピュータとの関連したソフトウエアや、特定用途向け集積回路（ＡＳＩＣ）や、１以上のデジタル信号処理装置（ＤＳＰ）を用いることができるのである。また、図示されているように、１以上の部（ｕｎｉｔｓ）や機能（ｆｕｎｃｔｉｏｎ）がハードウエア回路で実現されたり、プロセッサの処理で実行されたりするのである。さらに、この意味で、タイミング訂正部はコントローラの類で実現可能となるのである。

【０１１３】
本発明が、現時点において最も実現的で好ましい態様と思われる物との関係で説明してきたが、本発明は開示の態様に限定されることはなく、特許請求の範囲で明らかにされる発明の思想及び範囲内に含まれる様々な変形例や均等物を包含すると理解されるものである。

【図面の簡単な説明】
【図１】　ＨＩＰＥＲＬＡＮ／２の空中インターフェース上で送信されるフレーム構成とバーストの例を示す概要図である。
【図２】　図１の例示的バーストの部分的な、より詳細な構成を示す図である。
【図３】　本発明による、送信機からＯＦＤＭ変調信号を受信し、タイミングドリフト補償を施す無線受信機の例を示す概要図である。
【図４】　タイミングドリフト補償に関連してチャネル評価を利用し、プリアンブル指定周波数オフセット評価を用いる無線受信機の復調構成部を示す概要図である。
【図５】　タイミングドリフト補償に関連して信号補償を利用し、プリアンブル指定周波数オフセット評価を用いる無線受信機の復調構成部を示す概要図である。
【図６】　タイミングドリフト補償に関連してチャネル評価を利用し、決定指定周波数オフセット評価を用いる無線受信機の復調構成部を示す概要図である。
【図７】　タイミングドリフト補償を信号に適用し、決定指定周波数オフセット評価を用いる無線受信機の復調構成部を示す概要図である。
【図８】　本発明の実施の形態による、決定指定部によって実行される基本的動作例を示すフローチャートである。
【図９】　本発明の具体例による、送信機からＯＦＤＭ変調信号を受信し、スリープ期間にタイミングドリフト補償を実行する具体的無線受信機を示す概要図である。
【図１０】　図９の無線受信機の部分的概要、特に、スリープ期間後のタイミングドリフト補償を容易にする構成要素を示す図である。
【図１１】　図９および１０の無線受信機で用いられるスリープ位相コントローラによって実行される所定の基本的かつ代表的な具体的ステップを示すフローチャートである。

【図１】

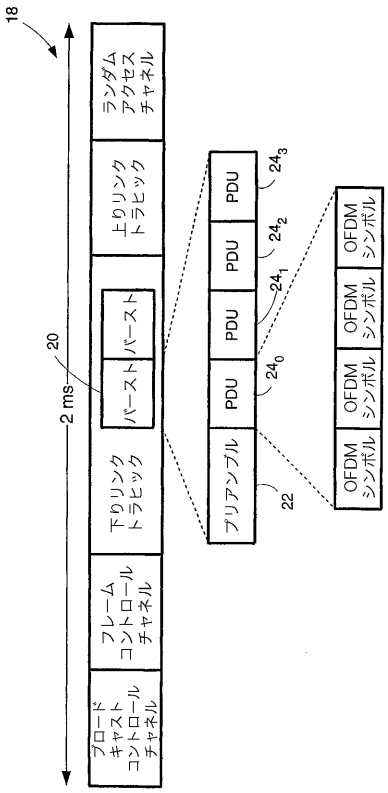


Fig. 1

【図２】

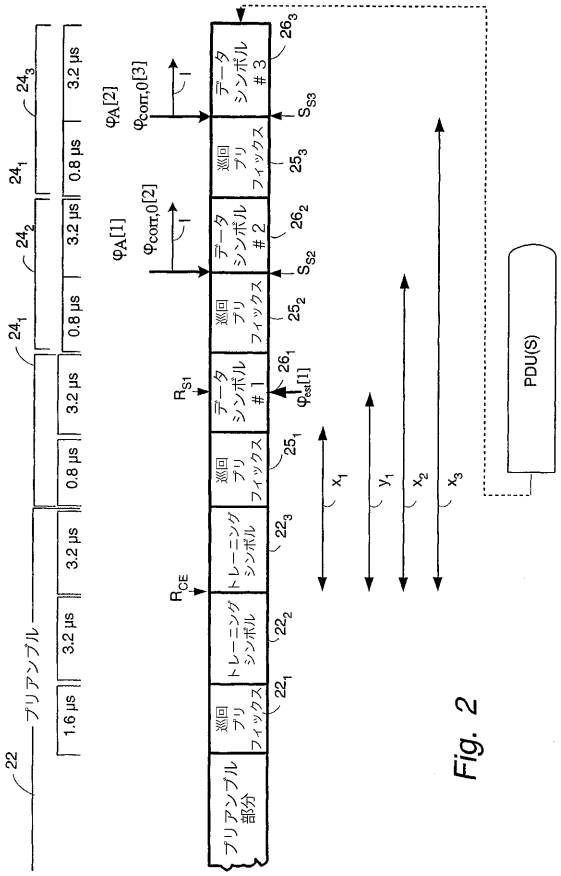


Fig. 2

【図３】

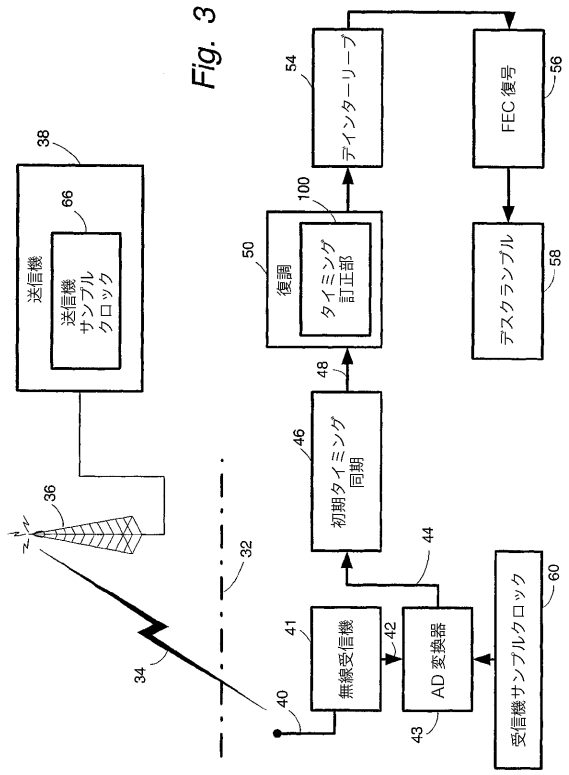


Fig. 3

【図４】

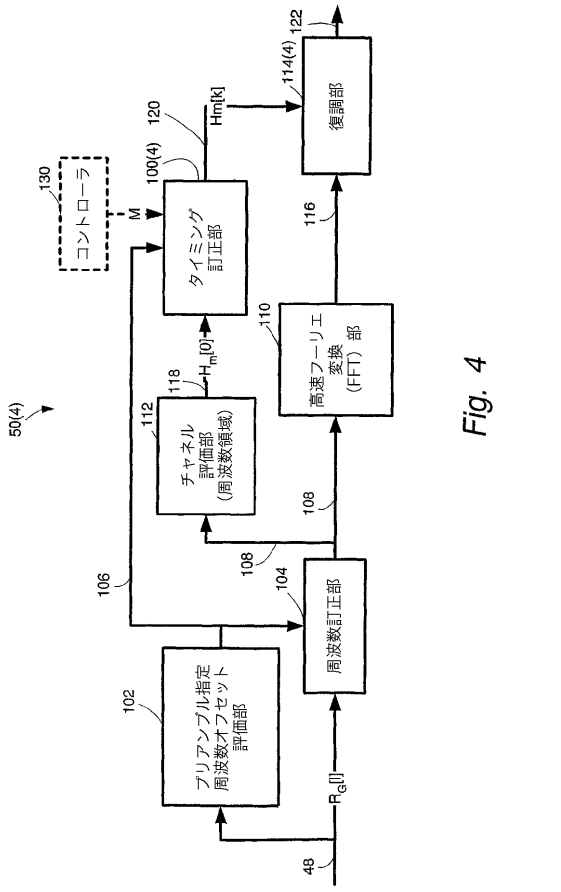


Fig. 4

【図５】

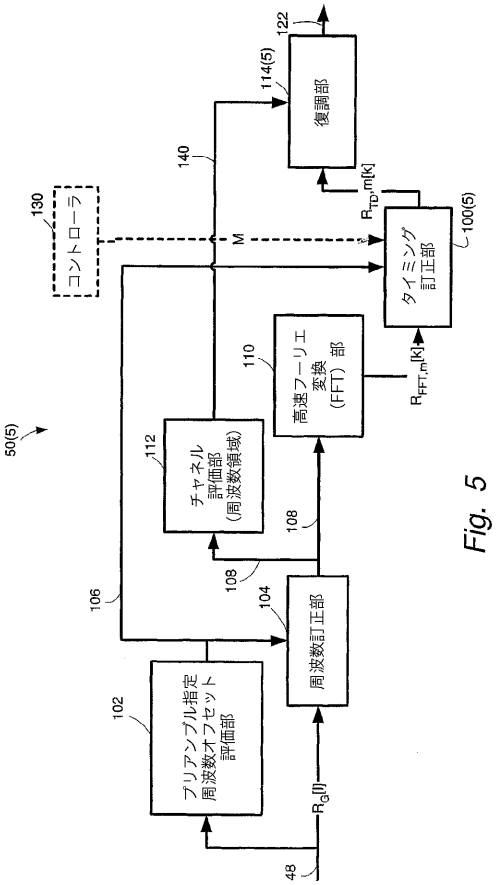


Fig. 5

【図６】

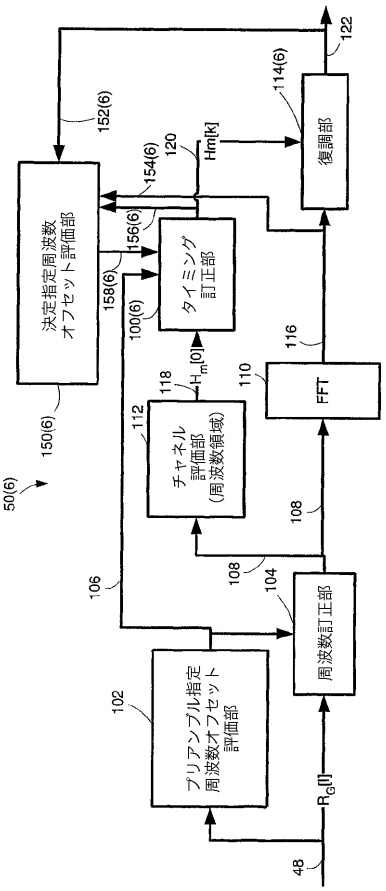


Fig. 6

【図７】

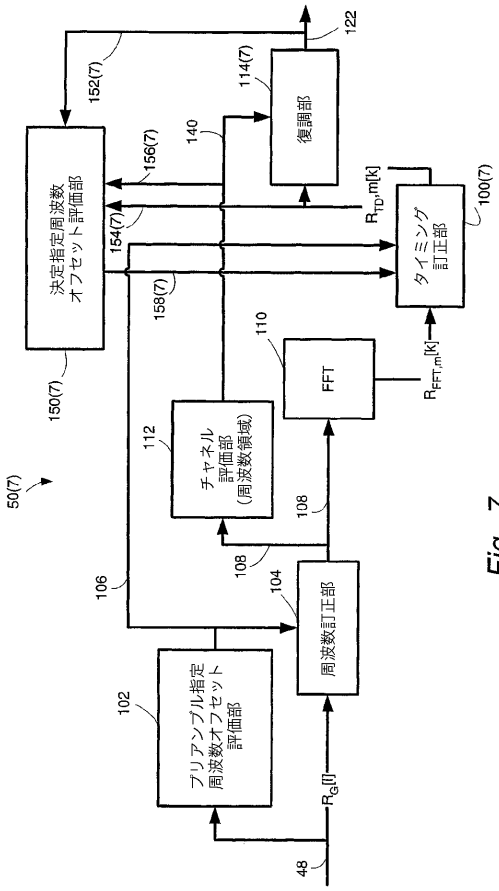


Fig. 7

【図８】

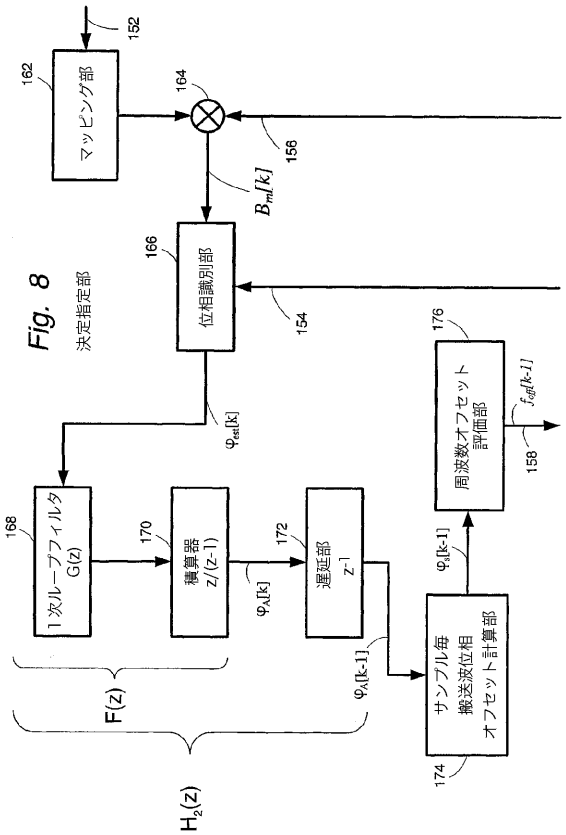
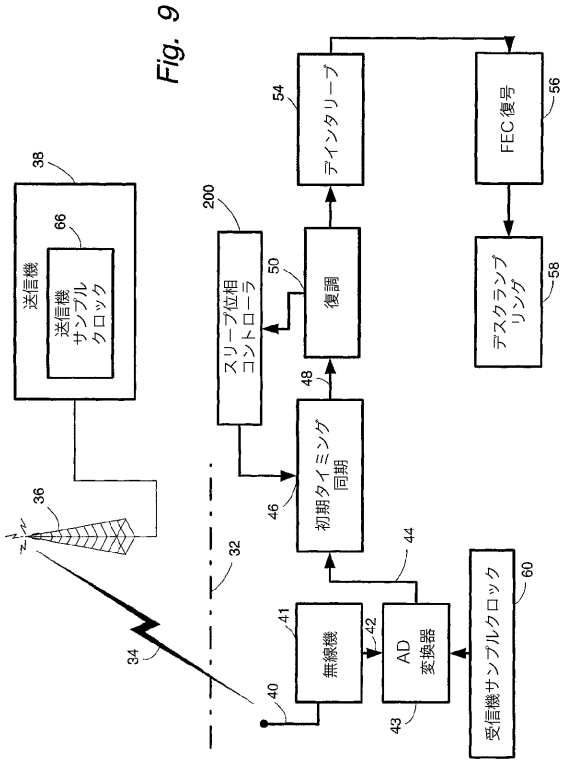


Fig. 8

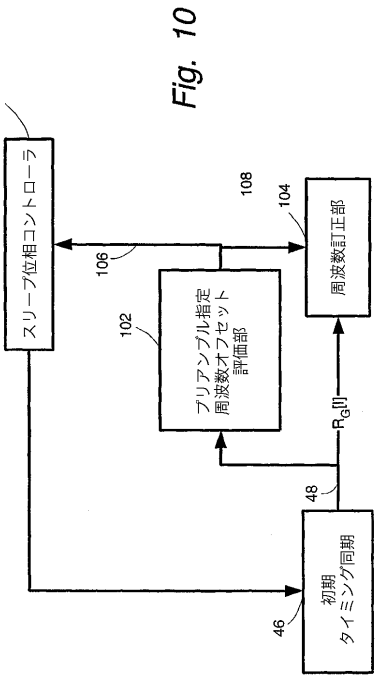
【図９】

Fig. 9



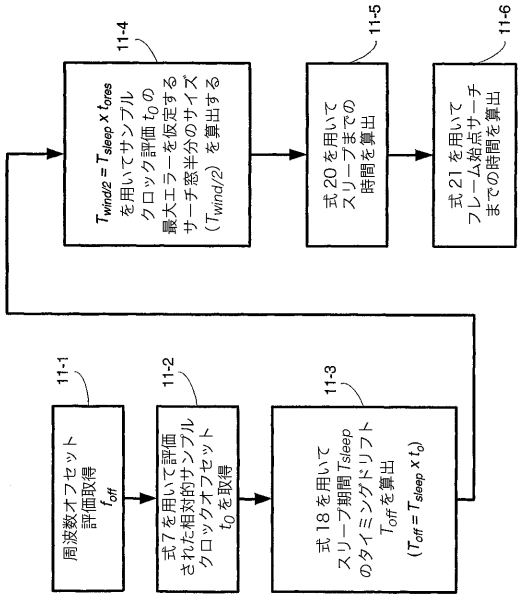
【図１０】

Fig. 10



【図１１】

Fig. 11



フロントページの続き

(72)発明者 ダヴィドソン, ステファン
スウェーデン国 イェーテボリ エス－４１６ ６１, スレッテン ８アー
(72)発明者 ワルター, ロゲル
スウェーデン国 メルンダール エス－４３１ ３７, ベリヘムスガタン １６
(72)発明者 ウェンゲル, ファビアン
スウェーデン国 イェーテボリ エス－４１２ ６３, メルンダールスヴェーゲン ７
(72)発明者 パウリ, マティアス
ドイツ国 ニュルンベルグ ９０４２７, シュニエグリンゲルシュトラーセ ２８９
(72)発明者 スクラム, ペーター
ドイツ国 エルランゲン ９１０５８, トウブリングシュトラーセ ３１
(72)発明者 ワクスマン, ウド
ドイツ国 シュワバッハ ９１１２６, ブライテンフェルト シュトラーセ ２６

審査官 高野 洋

(56)参考文献 欧州特許出願公開第０１０４９３０１（ＥＰ, Ａ1）
特開２０００－１５１５４６（ＪＰ, Ａ）
特開２０００－３４１２３６（ＪＰ, Ａ）
特表平１０－５１０９５８（ＪＰ, Ａ）
特開２０００－１０１５４４（ＪＰ, Ａ）
国際公開第９８／３９８８６（WO, Ａ2）

(58)調査した分野(Int.Cl., ＤＢ名)
H04J 11/00