

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4983365号
(P4983365)

(45) 発行日 平成24年7月25日 (2012. 7. 25)

(24) 登録日 平成24年5月11日 (2012. 5. 11)

(51) Int. Cl. F I
H 0 4 J 11/00 (2006. 01) H 0 4 J 11/00 Z

請求項の数 30 (全 57 頁)

(21) 出願番号	特願2007-108046 (P2007-108046)	(73) 特許権者	000002185
(22) 出願日	平成19年4月17日 (2007. 4. 17)		ソニー株式会社
(65) 公開番号	特開2008-236704 (P2008-236704A)		東京都港区港南1丁目7番1号
(43) 公開日	平成20年10月2日 (2008. 10. 2)	(74) 代理人	100093241
審査請求日	平成22年2月3日 (2010. 2. 3)		弁理士 宮田 正昭
(31) 優先権主張番号	特願2006-137047 (P2006-137047)	(74) 代理人	100101801
(32) 優先日	平成18年5月16日 (2006. 5. 16)		弁理士 山田 英治
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(74) 代理人	100095496
(31) 優先権主張番号	特願2007-37719 (P2007-37719)		弁理士 佐々木 榮二
(32) 優先日	平成19年2月19日 (2007. 2. 19)	(74) 代理人	100086531
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		弁理士 澤田 俊夫
		(72) 発明者	稲森 真美子
			東京都品川区東五反田3丁目14番13号
			株式会社ソニーコンピュータサイエンス
			研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

OFDM変調された信号からなるパケットを受信する無線通信装置であって、
所望帯域のOFDM信号を抽出するバンドパス・フィルタと、
受信信号の強度に応じて利得制御され、該所望のOFDM信号を増幅する低雑音アンプと、

該増幅されたOFDM信号をベースバンド信号にダウンコンバートする周波数変換部と、

ベースバンド信号をデジタル信号に変換するアナログ - デジタル変換部と、
パケットの所定のプリアンプル部分に相当するベースバンド信号について、DCオフセ
ットを除去する第1のハイパス・フィルタと、

前記第1のハイパス・フィルタによりDCオフセットを除去した後の信号から周波数オ
フセットを推定する周波数オフセット推定部と、

周波数オフセットの推定に使用した以降の受信ベースバンド信号から、該推定された周
波数オフセットを除去する周波数オフセット補正部と、

周波数オフセットを補償した後のベースバンド信号から周波数軸上に並んだサブキャリ
ア信号を復調する復調部と、
を具備し、

前記第1のハイパス・フィルタは、DCオフセットの急激な変化を検出すると、検出信
号を周波数オフセット推定部に入力し、

10

20

前記周波数オフセット推定部は、該検出信号が入力された時点での前記第1のハイパス・フィルタからのサンプル出力を周波数オフセット推定の対象から除外する、ことを特徴とする無線通信装置。

【請求項2】

OFDM変調された信号からなるパケットを受信する無線通信装置であって、
所望帯域のOFDM信号を抽出するバンドパス・フィルタと、
受信信号の強度に応じて利得制御され、該所望のOFDM信号を増幅する低雑音アンプと、

該増幅されたOFDM信号をベースバンド信号にダウンコンバートする周波数変換部と、

ベースバンド信号をデジタル信号に変換するアナログ-デジタル変換部と、
パケットの所定のプリアンブル部分に相当するベースバンド信号について、DCオフセットを除去する第1のハイパス・フィルタと、

前記第1のハイパス・フィルタによりDCオフセットを除去した後の信号から周波数オフセットを推定する周波数オフセット推定部と、

周波数オフセットの推定に使用した以降の受信ベースバンド信号から、該推定された周波数オフセットを除去する周波数オフセット補正部と、

周波数オフセットを補償した後のベースバンド信号から周波数軸上に並んだサブキャリア信号を復調する復調部と、

前記アナログ-デジタル変換部によるデジタル変換後のベースバンド信号におけるDCオフセットを推定するDCオフセット推定部と、

該推定されたDCオフセットをデジタル変換後のベースバンド信号から除去するDCオフセット補正部と、
を具備し、

前記第1のハイパス・フィルタは、DCオフセットの急激な変化を検出すると、検出信号をDCオフセット推定部に入力し、

前記DCオフセット推定部は、該検出信号が入力されるより前に算出されたDCオフセット推定値を除外し、推定値を再度計算し直す、
ことを特徴とする無線通信装置。

【請求項3】

前記第1のハイパス・フィルタは微分フィルタからなる、
ことを特徴とする請求項1又は2のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項4】

入力されるOFDM信号はDCサブキャリアを用いず、
前記周波数オフセット推定部は、同じOFDM信号が2シンボル送信されたプリアンブルを用いて周波数オフセットの推定を行なう、
ことを特徴とする請求項1又は2のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項5】

1つのOFDMシンボルは n 個のサブキャリアからなり、該2回送信されるOFDMシンボルの時間波形の i 番目のサンプルを $s(i)$ とし、1回目に送信されるOFDMシンボルのサンプルを $\{s(0), s(1), \dots, s(n-1)\}$ 、2回目に送信されるOFDMシンボルのサンプルを $\{s(n), s(n+1), \dots, s(2n-1)\}$ 、周波数オフセットを Δf 、DCオフセットを D とおくと、下式(1)で表される受信ベースバンド信号に対し、前記第1のハイパス・フィルタは下式(2)で表される処理を行なってサンプル信号 $d(i)$ を出力し、前記周波数オフセット補正部は該サンプル信号 $d(i)$ を用いて下式(3)で表される処理を行なうことで周波数オフセット Δf を推定する、

10

20

30

40

【数 1】

$$r(i) = s(i) \exp(j2\pi\Delta f i) + D \quad \dots(1)$$

$$\begin{aligned} d(i) &= r(i+1) - r(i) \\ &= s(i+1) \exp(j2\pi\Delta f (i+1)) - s(i) \exp(j2\pi\Delta f i) \end{aligned} \quad \dots(2)$$

$$\begin{aligned} d(i+n)/d(i) &= \frac{s(i+1+n) \exp(j2\pi\Delta f (i+1+n)) - s(i+n) \exp(j2\pi\Delta f (i+n))}{s(i+1) \exp(j2\pi\Delta f (i+1)) - s(i) \exp(j2\pi\Delta f i)} \\ &= \exp(j2\pi\Delta f n) \end{aligned} \quad 10$$

$$\dots(3)$$

ことを特徴とする請求項 4 に記載の無線通信装置。

【請求項 6】

前記第 1 のハイパス・フィルタは、 i 番目と $i+1$ 番目のサンプル間での DC オフセット 20
 の変化 $D(i+1) - D(i)$ によりサンプル出力 $d(i)$ の絶対値が大きくなったと
 きに、 i 番目のサンプルにおける上式 (3) を用いた周波数オフセットの推定を除外する
 ための検出信号を前記周波数オフセット推定部に出力する、

【数 2】

$$\begin{aligned} d(i) &= r(i+1) - r(i) \\ &= \{s(i+1) \exp(j2\pi\Delta f (i+1)) - s(i) \exp(j2\pi\Delta f i)\} + \{D(i+1) - D(i)\} \end{aligned}$$

$$\dots(4) \quad 30$$

ことを特徴とする請求項 5 に記載の無線通信装置。

【請求項 7】

前記周波数変換部は、ローカル発振器が発生するローカル周波数を用いて、前記の増幅
 された所望の OFDM 信号をダイレクト・コンバージョン方式によりベースバンド信号に
 変換し、

前記周波数オフセット推定部において推定された周波数オフセットに基づいて、前記ロ
 ーカル発振器において発振するローカル周波数の位相を逆回転させる、 40
 ことを特徴とする請求項 1 又は 2 のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項 8】

前記アナログ - デジタル変換部によるデジタル変換後のベースバンド信号における DC
 オフセットを推定する DC オフセット推定部と、

該推定された DC オフセットをデジタル変換後のベースバンド信号から除去する DC オ
 フセット補正部と、

をさらに備えることを特徴とする請求項 1 又は 2 のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項 9】

前記周波数変換部から出力されるベースバンド信号をフィルタリングする第 2 のハイパ
 ス・フィルタをさらに備え、 50

前記アナログ - デジタル変換部は、前記第 2 のハイパス・フィルタを通過した後のベースバンド信号をデジタル信号に変換する、
ことを特徴とする請求項 1 又は 2 のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項 10】

前記第 2 のハイパス・フィルタのカットオフ周波数を前記第 1 のハイパス・フィルタのカットオフ周波数よりも小さい値に設定する、
ことを特徴とする請求項 9 に記載の無線通信装置。

【請求項 11】

前記第 1 のハイパス・フィルタの出力信号を用いてパケット検出及び粗タイミングを検出する検出部をさらに備える、
ことを特徴とする請求項 8 に記載の無線通信装置。

10

【請求項 12】

前記アナログ - デジタル変換部の出力端を、前記第 1 のハイパス・フィルタ又は前記 DC オフセット補正部のパスに排他的に接続するスイッチをさらに備える、
ことを特徴とする請求項 11 に記載の無線通信装置。

【請求項 13】

前記スイッチは、粗タイミング検出部において周波数オフセット推定を行なうための所定のプリアンブル部分の終了を検出したタイミングで、前記アナログ - デジタル変換部の出力端を、前記第 1 のハイパス・フィルタへのパスから前記 DC オフセット補正部へのパスに切り替える、
ことを特徴とする請求項 12 に記載の無線通信装置。

20

【請求項 14】

前記周波数オフセット推定部は、前記所定のプリアンブル部分が終了するまでの期間を用いて、前記第 1 のハイパス・フィルタを用いて DC オフセットが除去された受信ベースバンド信号を用いて周波数オフセットの推定を行なう、
ことを特徴とする請求項 13 に記載の無線通信装置。

【請求項 15】

前記 DC オフセット推定部は、前記所定のプリアンブル部分が終了するまでの期間を用いて DC オフセット推定を行ない、

前記 DC オフセット補正部は、前記所定のプリアンブル部分が終了した以降の受信ベースバンド信号について、該推定された DC オフセットの補正を行なう、
ことを特徴とする請求項 13 に記載の無線通信装置。

30

【請求項 16】

前記周波数オフセット補正部は、所定のプリアンブル部分が終了するまでの間に前記周波数オフセット推定部が推定した周波数オフセットを用いて、前記所定のプリアンブル部分が終了した以降の受信ベースバンド信号に対して周波数オフセットの補正を行なう、
ことを特徴とする請求項 13 に記載の無線通信装置。

【請求項 17】

前記アナログ - デジタル変換部の出力信号の相関値の移動平均値を算出し、該移動平均値が所定の閾値を超えるタイミングで前記スイッチの切り替えを制御するスイッチ制御部をさらに備える、
ことを特徴とする請求項 12 に記載の無線通信装置。

40

【請求項 18】

受信するパケットには、サブキャリア間隔が比較的大きい短トレーニング系列からなる短プリアンブル部と、サブキャリア間隔が比較的小さい長トレーニング系列からなる長プリアンブル部が付加されており、

短プリアンブル部が終了して長プリアンブル部が開始するタイミングに応じて、前記スイッチ部において、前記アナログ - デジタル変換部の出力端を前記第 1 のハイパス・フィルタへのパスから前記 DC オフセット補正部へのパスに切り替える、
ことを特徴とする請求項 12 に記載の無線通信装置。

50

【請求項 19】

前記周波数オフセット補償部は、前記周波数オフセット推定部が短プリアンブル部において推定した周波数オフセットを長プリアンブル部から除去し、

前記DCオフセット補正部は、前記DCオフセット推定部が短プリアンブル部において推定したDCオフセットを長プリアンブル部から除去し、

短プリアンブル部で推定された該周波数オフセット及び該DCオフセットが除去された後の長プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号から周波数オフセットを推定する第2の周波数オフセット推定部と、前記第2の周波数オフセット推定部で推定された周波数オフセットを長プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号から除去する第2の周波数オフセット補正部をさらに備える、

ことを特徴とする請求項18に記載の無線通信装置。

10

【請求項20】

前記周波数オフセット補正部は、前記周波数オフセット推定部が短プリアンブル部において推定した周波数オフセットを長プリアンブル部から除去し、

前記DCオフセット補正部は、前記DCオフセット推定部が短プリアンブル部において推定したDCオフセットを長プリアンブル部から除去し、

短プリアンブル部で推定された該周波数オフセット及び該DCオフセットが除去された後の長プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号を前記周波数オフセット推定部に帰還して長プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号から周波数オフセットを推定し、前記周波数オフセット補正部で長プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号から除去する、

ことを特徴とする請求項18に記載の無線通信装置。

20

【請求項21】

短プリアンブル部で推定された該周波数オフセット及び該DCオフセットが除去され、さらに長プリアンブル部以降における周波数オフセット推定に基づいて周波数オフセット補正が行なわれた受信ベースバンド信号からチャネル推定を行なうチャネル推定部をさらに備える、

ことを特徴とする請求項19又は20のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項22】

前記第1のハイパス・フィルタによりDCオフセットを除去した後の信号からIQインバランスを推定するIQインバランス推定部と、

IQインバランスの推定に使用した以降の受信ベースバンド信号に対してIQインバランス補正を施すIQインバランス補正部と、

をさらに備えることを特徴とする請求項1又は2のいずれかに記載の無線通信装置。

30

【請求項23】

前記IQインバランス補正部は、DCオフセットが補正された後の受信ベースバンド信号に対してIQインバランス補正を施す、

ことを特徴とする請求項22に記載の無線通信装置。

【請求項24】

前記周波数オフセット補正部は、前記IQインバランス補正部によりIQインバランス補正が施された後の受信ベースバンド信号から、該推定された周波数オフセットを除去する、

ことを特徴とする請求項22に記載の無線通信装置。

40

【請求項25】

周波数オフセット推定に使用することができるプリアンブル・シンボルが複数回にわたって送信されており、

前記周波数オフセット推定部は、プリアンブル・シンボル毎に推定した周波数オフセットを加算して最終的な周波数オフセット推定値を得る、

ことを特徴とする請求項1又は2のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項26】

受信信号を増幅する低雑音アンプと、前記低雑音アンプの利得を調整する利得制御部を

50

さらに備え、

前記周波数オフセット推定部は、プリアンブル・シンボル毎に推定した各周波数オフセットに対して、対応するプリアンブル・シンボル受信時に前記低雑音アンプに設定された利得に応じた重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得る、
ことを特徴とする請求項 25 に記載の無線通信装置。

【請求項 27】

前記周波数オフセット推定部は、プリアンブル・シンボル毎に推定した周波数オフセットの絶対値に基づいて重み係数を計算し、プリアンブル・シンボル毎の周波数オフセットをそれぞれの重み係数で重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得る、
ことを特徴とする請求項 25 に記載の無線通信装置。

10

【請求項 28】

前記周波数オフセット推定部は、絶対値が所定の閾値を超える周波数オフセットに対して重み係数 0 を与えるとともに、絶対値が所定の閾値を超えない周波数オフセットに対して重み係数 1 を与えて、プリアンブル・シンボル毎の周波数オフセットをそれぞれの重み係数で重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得る、
ことを特徴とする請求項 27 に記載の無線通信装置。

【請求項 29】

前記周波数オフセット推定部は、前記所定の閾値を受信信号強度に基づいて決定する、
ことを特徴とする請求項 28 に記載の無線通信装置。

【請求項 30】

20

前記周波数オフセット推定部は、絶対値の逆数からなる重み係数を各周波数オフセットに与えて、プリアンブル・シンボル毎の周波数オフセットをそれぞれの重み係数で重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得る、
ことを特徴とする請求項 27 に記載の無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : 直交周波数分割多重) 変調された無線信号を受信する無線通信装置に係り、特に、中間周波数 (IF) 段を用いないダイレクト・コンバージョン方式により OFDM 信号を受信処理する無線通信装置に関する。

30

【0002】

さらに詳しくは、本発明は、パケット先頭に付加されたトレーニング系列を用いて周波数オフセットを除去して OFDM シンボルの復調処理を行なう無線通信装置に係り、特に、受信した OFDM シンボルに時間変動する DC オフセットと IQ 不平衡が同時に存在する状況下において、周波数オフセットの正確な推定を行なう無線通信装置に関する。

【背景技術】

【0003】

旧来の有線通信方式における配線から解放するシステムとして、無線ネットワークが注目されている。無線ネットワークに関する標準的な規格として、IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11などを挙げることができる。

40

【0004】

例えば室内で無線ネットワークを構築した場合、受信装置では直接波と複数の反射波・遅延波の重ね合わせを受信するというマルチパス環境が形成されるという問題がある。マルチパスにより遅延ひずみ (又は、周波数選択性フェージング) が生じ、通信に誤りが引き起こされる。そして、遅延ひずみに起因するシンボル間干渉が生じる。このため、IEEE 802.11a/gなどの無線 LAN の標準規格では、マルチキャリア方式の1つである OFDM 変調方式が採用されている (例えば、非特許文献 8 及び 9 を参照のこと)。

50

【 0 0 0 5 】

【表 1】

方式	IEEE802.11a	IEEE802.11g
利用周波数	5.2GHz	2.4GHz
最大伝送速度	54Mbps	54Mbps
変調方式	OFDM 方式	OFDM 方式

10

【 0 0 0 6 】

OFDM 送信機は、シリアルで送られてきた情報を情報伝送レートより遅いシンボル周期毎にシリアル/パラレル変換して出力される複数のデータを各サブキャリアに割り当ててサブキャリア毎に振幅及び位相の変調を行ない、その複数のサブキャリアについて逆FFTを行なうことで周波数軸での各サブキャリアを時間軸の信号に変換して送信する。また、OFDM 受信機は、この逆の操作、すなわちFFTを行なって時間軸の信号を周波数軸の信号に変換して各サブキャリアについてそれぞれの変調方式に対応した復調を行ない、パラレル/シリアル変換して元のシリアル信号で送られた情報を再生する。ここで、各サブキャリアがシンボル区間で相互に直交するように各キャリアの周波数が設定されている。サブキャリアが互いに直交するとは、任意のサブキャリアのスペクトラムのピーク点が常に他のサブキャリアのスペクトラムのゼロ点と一致し、互いにクロストークがないことを意味する。したがって、送信データを周波数が直交する複数のキャリアに分配して伝送するので、各キャリアの帯域が狭帯域となり、周波数利用効率が非常に高く、周波数選択性フェージング妨害に強いという特徴がある。FFT (Fast Fourier Transform) アルゴリズムを用いることで、効率的なOFDM変復調器を実装することができる。OFDM伝送方式は、無線LAN以外にも、地上波デジタル放送（例えば、非特許文献6を参照のこと）や、第4世代移動通信、電力線搬送通信（Power Line Communication）などのさまざまな広帯域デジタル通信システムに適用されている。

20

30

【 0 0 0 7 】

無線通信機のRFフロントエンドでは、送信時において、通常、アナログ・ベースバンド信号を周波数変換器（直交変調器）によりRF帯域にアップコンバートし、バンドパス・フィルタにより帯域制限を掛けた後、さらに可変ゲイン増幅回路により送信電力を増幅するというのが一般的な構成である。また、受信時には、アンテナで受信した信号を低雑音アンプ（LNA: Low Noise Amplifier）による増幅した後、ローカル周波数 f_{LO} を用いてベースバンド信号にダウンコンバートする。自身信号の電流を適切な一定レベルに保つために、自動ゲイン制御回路（AGC: Auto Gain Control）が使用される。

【 0 0 0 8 】

40

また、最近の無線通信機では、送受信信号をアップコンバート又はダウンコンバートする周波数変換器として、ローカル周波数 f_{LO} にキャリア周波数 f_c を用いて直接周波数変換を行なうという「ダイレクト・コンバージョン」方式が採用されている。ダイレクト・コンバージョン方式によれば、外付けのIF (Intermediate Frequency: 中間周波数) フィルタ（RF段間フィルタとも言う）を用いないため、スーパーヘテロダイン構成よりも小型化並びに集積化に適し、消費電力を削減できるとともに、原理的にスプリアス周波数を発生させないことから、送受信機の設計性に優れている。その反面、受信系のダイレクト・コンバージョンでは、受信周波数とローカル周波数が等しくなるため、ローカル信号の自己ミキシングによって、ダウンコンバータ出力に直流成分すなわちDCオフセットが発生するという問題が指摘されている（例えば、非特許文献1を

50

参照のこと)。自己ミキシングは、ローカル信号と低雑音アンプ又はミキサの無線ポートとの絶縁に限界があることに起因する。なお、用語の定義として、OFDM変調方式におけるベースバンド信号の0 Hzの位置(ゼロIF)をDCという。

【0009】

ところで、OFDM通信システムでは、送受信機にそれぞれ搭載されている発振器の周波数が持つ微妙な誤差に起因して(例えば、無線LANでは20 ppm程度の精度の発振器が使用される)、受信機側において周波数オフセットが発生するという問題がある。本来サブキャリア同士は干渉しないが、周波数オフセットが存在するとサブキャリア間における周波数直交性を阻害し、復調特性の劣化すなわち受信データの誤りを招来する。

【0010】

このため、IEEE 802.11を始めとするパケット交換型の無線通信システムでは、パケットの先頭に送受信機間で既知となるシンボルすなわちトレーニング系列を設け、受信機側では受信したトレーニング系列を用いて、低雑音アンプの自動ゲイン制御、DCオフセット推定及び除去、周波数オフセット推定及び除去、パケット検出並びにタイミング検出を行なう。周波数オフセットの処理をアナログ回路で行なうと、回路構成が複雑になるとともに消費電力が増大するから、これらの推定・補償処理をデジタル処理で行なうことが好ましい、と本発明者らは思料する。観測された周波数オフセットに対応してデータの位相を逆回転することにより周波数オフセットの補正が行なわれる。

【0011】

ここで、IEEE 802.11a/gを例にとって、周波数オフセットの問題について考察してみる。図15には、IEEE 802.11a/gで規定されているプリアンプル構成を示している(例えば、非特許文献7、8を参照のこと)。図示の通り、先頭には、8.0マイクロ秒のショート・プリアンプル区間と8.0マイクロ秒のロング・プリアンプル区間が付加されている。ショート・プリアンプル区間では、ショート・トレーニング系列(Short Training Sequence: STS)からなるショート・プリアンプル $t_1 \sim t_{10}$ が10回繰り返し送られる。また、ロング・プリアンプル区間では、1.6マイクロ秒のガード区間(Guard Interval)GI2の後に、ロング・トレーニング系列(Long Training Sequence: LTS)からなるロング・プリアンプル $T_1 \sim T_2$ が2回繰り返し送られる。1つのショート・プリアンプル・シンボルは、12個のサブキャリアからなり、IFFT/FFT期間 T_{FFT} の4分の1に相当する0.8マイクロ秒長である。一方、1つのロング・プリアンプルは、52個のサブキャリアからなり、IFFT/FFT期間 T_{FFT} に相当する3.2マイクロ秒長である。また、図30に示すように、OFDM信号は0 HzとなるDCサブキャリアを使用せず、DCオフセットとの干渉を回避している。

【0012】

IEEE 802.11a/gでは、プリアンプルの用途に関して特に規定していない。但し、一般的な受信機では、0.8マイクロ秒の4個のSTSシンボルを用いて、受信機のゲイン設定やDCオフセットの補正を行ない、さらに残りの6個のSTSシンボルを用いて周波数オフセットの推定と補正、パケットの検出、並びに粗タイミング検出を行なう。

【0013】

周波数オフセット推定は、STSの0.8マイクロ秒の周期性を利用して、下式(1)に従って導出することができる。但し、 T_{sts} は0.8マイクロ秒、 $S(i)$ は20 MHzでサンプリングされたSTS信号、 $S^*(i)$ はその複素共役、Mは平均サンプル数とする。

【0014】

10

20

30

40

【数 1】

$$\Delta f(k) = \frac{1}{2\pi T_{STS}} \frac{1}{M} \sum_{i=k}^{k+M-1} \arg(S(i)S(i-16)^*) \quad \dots(1)$$

【0015】

また、パケット検出並びに粗タイミング検出は、STSの電力レベルで正規化された下式(2)に示す相関値から検出することができる。但し、Nは平均サンプル数とする。

【0016】

10

【数 2】

$$CF(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=k}^{k+M-1} \frac{S(i)S(i-16)^*}{S(i)S(i)^*} \quad \dots(2)$$

【0017】

パケット検出においては、上式(2)の相関値に閾値レベルを設定して、その値を超えたらパケットであるという判定を行なう。また、粗タイミング検出においては、相関値がSTSの終了タイミングから増加から減少に転じるという特性を利用して、1つ前のタイミングで得られた相関値との比較で粗タイミングを導出することができる。

20

【0018】

このように、受信機側では、パケットのプリアンプル部分を使用して、低雑音アンプの自動ゲイン制御、DCオフセット推定及び除去、周波数オフセット推定及び除去、パケット検出並びにタイミング検出を行なう。

【0019】

しかしながら、周波数オフセット推定やパケット検出、タイミング検出の精度は、DCオフセットの影響を受け易く、DCオフセットが存在したままで周波数オフセットを推定しても、正確な推定を行なうことはできない、という問題がある。とりわけ、上述したダイレクト・コンバージョン方式においては、自己ミキシングによりDCオフセットの問題は深刻であり、周波数オフセットだけでなくDCオフセットによっても受信信号の品質が損なわれる。

30

【0020】

例えば、I軸及びQ軸の入力にDCオフセットが存在する場合には、無信号状態でも相関値が増加する。すなわち、常に1ずつ増加することになるので、相関値が増加し続けて、パケット検出の基準である閾値を超えてしまう。このため、受信機は無信号状態でもパケットが受信されたと認識し、誤動作する。

【0021】

40

また、I軸及びQ軸の入力にDCオフセットが存在する場合には、受信信号が相関を持たない部分でもDCオフセットの影響により、相関値が増加傾向から減少傾向に変化しない。このため、粗タイミングの検出特性が劣化する。

【0022】

また、DCオフセットが存在する場合、周波数オフセットの推定精度が劣化し、周波数オフセットの残留はさらに受信信号の特性が劣化する。除去できなかった周波数オフセットは、トレーニング系列に続くOFDMシンボルのサブキャリア全体の位相回転になり、SN比を上げてパケット・エラーがなくなるエラー・フロアが生じ易くなる。また逆に、周波数オフセットが存在したままでDCオフセットを推定しても、正確な推定を行なうことはできない。このため、DCオフセット及び周波数オフセットの両方に対応する

50

必要がある。

【0023】

周波数オフセット補正を行なう回路モジュールの前段において、なお且つSTSの先頭の4シンボル $t_1 \sim t_4$ 以内という短い時間内で高精度なDCオフセット補正を行なう必要がある(前述)。一般に、短時間で且つ高精度なDCオフセット補正の実現は困難であるとともに、消費電力や回路規模を著しく増大させる。

【0024】

従来、ハイパス・フィルタ(HPF)を用いてDCオフセットを除去する方法や、DCオフセットと周波数オフセットを同時に推定する方法、DCオフセットと周波数オフセットを並列に推定する方法、DCオフセット推定と周波数オフセット補償を繰り返し行なう方法などが挙げられる。

10

【0025】

図16には、HPFを用いてDCオフセットを除去する受信機の構成を模式的に示している(例えば、非特許文献2を参照のこと)。図示の受信機によれば、受信したOFDMシンボルに含まれるDCオフセット成分をHPFにより除去し、その後の信号処理によって周波数オフセットを推定し、トレーニング系列に続くOFDMシンボルから周波数オフセットを除去する。しかしながら、この方法では、OFDMシンボルのDC近傍の信号がHPFにより減衰するため、復調特性が劣化するおそれがある。

【0026】

DC近傍の信号を減衰しないように、HPFのカットオフ周波数 f_c を、サブキャリア間隔に対して充分小さくするようにすればよい(図17Aを参照のこと)。しかしながら、自動ゲイン制御により低雑音アンプのゲインを変更すると、これに伴ってDCオフセットが時間的に変動するという問題がある(例えば、非特許文献10を参照のこと)。カットオフ周波数 f_c が小さいとHPFの応答が遅くなるため、時間変動するDCオフセットがHPFを通過してしまう。

20

【0027】

図15に示したプリアンプル構成では、例えばショート・プリアンプル区間の中央近辺において低雑音アンプが高ゲインから低ゲインに切り換えられるが、これに伴うDCオフセットの時間的な変動は大きく、DCオフセットに高周波成分が含まれてしまう(図31(a)を参照のこと)、ここで、カットオフ周波数 f_c が小さいとHPFの応答が遅くなるため、時間変動するDCオフセットの高周波成分はHPFを通過して、後段の周波数オフセット推定部までスルーしてしまう。そして、このような残留DCオフセットが後続のロング・プリアンプル区間に重なり(図31(b)を参照のこと)、ロング・プリアンプル区間で行なわれる精緻な周波数オフセット推定にも影響して、その推定精度が低下してしまう。

30

【0028】

例えば、IEEE 802.11a/gではプリアンプル期間が極めて短いので、残留DCオフセットをHPFで高速に収束しなければならない。この収束時間を最小限にするためには、HPFのカットオフ周波数 f_c を極めて大きくしなければならない(例えば、非特許文献5を参照のこと)。

40

【0029】

ところが、HPFのカットオフ周波数 f_c を大きくすると、低雑音アンプのゲイン切り替えに伴うDCオフセット切り替わりへの追従はよくなるが、DC近傍の有効な信号まで削ってしまうため(図17Bを参照のこと)、OFDM復調特性を劣化させることになる。

【0030】

HPFには過渡応答の収束速度が求められるので、カットオフ周波数 f_c は大きくしなければならない。図15に示したプリアンプル構成では、STSにおいてはDC成分とこれに最も近いサブキャリアとは1.25MHzの間隔があるので、カットオフ周波数を高くしてもDC近傍のサブキャリアの信号を削ることはない。一方、LTS以降では、DC

50

に最も近いサブキャリアは 312.5 kHz の間隔しかないので、HPF を挿入すると、DC 近傍のサブキャリアの信号を削ってしまい、復調特性の劣化を招来する。

【0031】

図18には、DCオフセットと周波数オフセットを同時に推定する受信機の構成を模式的に示している（例えば、非特許文献3を参照のこと）。図示の受信機では、最尤推定を用いてDCオフセットと周波数オフセットを同時に推定して補償するようになっている。しかしながら、最尤推定は計算量が多く計算時間がかかるため、オフセット補償を行なう時間が限られているシステムへの実装は困難である。図15に示したプリアンプル構成で言えば、DCオフセット推定は、先頭の $t_1 \sim t_4$ 程度のSTSすなわち 3.2 マイクロ秒 を用いて終了する必要がある。

10

【0032】

また、図19には、DCオフセットと周波数オフセットを並列に推定する受信機の構成を模式的に示している（例えば、非特許文献4、特許文献1～2を参照のこと）。DCオフセット推定部では、プリアンプル全体を平均化してDCオフセットを推定する。後続の周波数オフセット推定部では、プリアンプル信号の相関関数を計算し、推定されたDCオフセットを引き算して、DCオフセットが除去された信号から正確な周波数オフセットを推定することができる。しかしながら、プリアンプル受信の途中で低雑音アンプのゲインの切り替えなどによりDCオフセットのレベルが変化すると、DCオフセットの推定が不正確になる。

【0033】

20

また、図20には、DCオフセット推定と周波数オフセット補償を繰り返し行なう受信機の構成を模式的に示している（例えば、特許文献3～6を参照のこと）。図示の受信機によれば、DCオフセット除去部によりDCオフセットを除去し、その後、周波数オフセットを推定する。周波数オフセットを補償した後、DCオフセットを推定し、残余DCオフセットをさらにキャンセルする。この方式は、DCオフセット除去のためのフィードバック・ループの収束に時間が必要であり、短いプリアンプルに適用することは困難である。また、低雑音アンプのゲイン切り替えなどによりDCオフセットが変動すると、周波数オフセットの推定に誤差が生じてしまう。

【0034】

DCオフセット・レベルは、低雑音アンプに設定するゲインを切り換えることに応じて変動することが知られている。しかしながら、図18～図20に示したいずれの受信機においても、低雑音アンプにおけるゲイン切り替えに伴ってDCオフセットが時間的に変動することを十分には考慮していない。

30

【0035】

他方、ダイレクト・コンバージョン方式のOFDM受信機においては、ローカル信号の自己ミキシングに起因するDCオフセットだけでなく、IQ不平衡の問題がある。ダイレクト・コンバージョン方式では、デジタル領域でIF信号を持たないので、IQ直交復調をデジタル領域ではなくアナログ領域で行なわなければならない。このため、 i 位相（I）と直角位相（Quadrature：Q）の不釣り合いな成分によって、IQ不平衡が生じる。とりわけ、位相に関するIQ不平衡は、I及びQの各チャネルのミキサに入力されるローカル信号間の位相差が正確に 90 度でないことに起因し、ゲインに関するIQ不平衡は、I及びQの各チャネルの信号のゲイン差に起因する（例えば、非特許文献5を参照のこと）。IQ不平衡は、DCオフセットとともに周波数オフセットの推定精度を劣化する要因となり、ひいては復号特性にも影響する。

40

【0036】

このように、ダイレクト・コンバージョン方式を採用するOFDM受信機構成では、周波数オフセット、DCオフセット、IQ不平衡により、受信信号の品質が損なわれる。図18～図20に示した受信機はいずれも、DCオフセットの時間的な変動とIQ不平衡を同時に考慮するものではない。

【0037】

50

- 【特許文献1】米国特許公開2003/0174790号公報
- 【特許文献2】米国特許公開2005/0078509号公報
- 【特許文献3】米国特許公開2005/0020226号公報
- 【特許文献4】米国特許公開2003/0133518号公報
- 【特許文献5】米国特許公開2004/0202102号公報
- 【特許文献6】米国特許公開2005/0276358号公報
- 【非特許文献1】Anuj Batra, "03267r1P802-15_TG3a-Multi-band-OFDM-CFP-Presentation.ppt", pp. 17, July 2003.
- 【非特許文献2】W. Namgoong、T. H. Meng共著 "Direct - Conversion RF Receiver Design" (IEEE Trans. on Commun. Vol. 49, No. 3, March 2001) 10
- 【非特許文献3】G. T. Gil、I. H. Sohn、J. K. Park、Y. H. Le共著 "Joint ML Estimation of Carrier Frequency, Channel, I/Q Mismatch, and DC Offset in Communication Receivers" (IEEE Trans. on Vehi. Tech., Vol. 54, No. 1, Jan 2005)
- 【非特許文献4】C. K. Ho、S. Sun、P. He共著 "Low Complexity Frequency Offset Estimation in the Presence of DC Offset" (Proc. of IEEE International Conference on Communications 2003, Vol. 3, pp. 2051-2055, May 2003) 20
- 【非特許文献5】T. Yuba, Y. Sanada共著 "Decision Directed Scheme for IQ Imbalance Compensation on OFDCM Direct Conversion Receiver" (IEICE Trans. on Communications, vol. E89-E, no. 1, pp. 184-190, Jan. 2006)
- 【非特許文献6】J. Olsson著 "WLAN/WCDMA Dual - Mode Receiver Architecture Design Trade - Offs" (Proc. of IEEE 6th CAS Symp, vol. 2, pp. 725-728, 31 May - 2 June, 2004) 30
- 【非特許文献7】M. Itami著 "OFDM Modulation Technique" (Triceps, 2000)
- 【非特許文献8】IEEE 802.11a - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications; Highspeed Physical Layer in the 5GHz Band.
- 【非特許文献9】IEEE 802.11g - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications; Highspeed Physical Layer in the 2.4GHz Band. 40
- 【非特許文献10】S. Otaka, T. Yamaji, R. Fujimoto, H. Tanimoto著 "A Low Offset 1.9GHz Direct Conversion Receiver IC with Spurious Free Dynamic Range of over 67dB" (IECE Trans. on Fundamentals, vol. E84-A, no. 2, pp. 513-519, Feb. 2001)
- 【発明の開示】
- 【発明が解決しようとする課題】
- 【0038】

本発明の目的は、ダイレクト・コンバージョン方式を採用し、ＤＣオフセットが時間的に変動する状況下において、周波数オフセットを好適に除去して、より高い特性でＯＦＤＭ復調を行なうことができる、優れた無線通信装置を提供することにある。

【００３９】

本発明のさらなる目的は、受信したＯＦＤＭシンボルに時間変動するＤＣオフセット、ＩＱ不平衡、及び周波数オフセットが同時に存在する場合に、ＤＣオフセットを除去するとともに周波数オフセットの正確な推定を行なうことができる、優れた無線通信装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【００４０】

本発明は、上記課題を参酌してなされたものであり、その第１の側面は、ＯＦＤＭ変調された信号からなるパケットを受信する無線通信装置であって、

所望帯域のＯＦＤＭ信号を抽出するバンドパス・フィルタと、

受信信号の強度に応じてゲイン制御され、該所望のＯＦＤＭ信号を増幅する低雑音アンプと、

該増幅されたＯＦＤＭ信号をベースバンド信号にダウンコンバートする周波数変換部と、

ベースバンド信号をデジタル信号に変換するアナログ－デジタル変換部と、

パケットの所定のプリアンプル部分に相当するベースバンド信号について、ＤＣオフセットを除去する第１のハイパス・フィルタと、

前記第１のハイパス・フィルタによりＤＣオフセットを除去した後の信号から周波数オフセットを推定する周波数オフセット推定部と、

周波数オフセットの推定に使用した以降の受信ベースバンド信号から、該推定された周波数オフセットを除去する周波数オフセット補正部と、

周波数オフセットを補償した後のベースバンド信号から周波数軸上に並んだサブキャリア信号を復調する復調部と、

を具備することを特徴とする無線通信装置である。

【００４１】

本発明は、ダイレクト・コンバージョン方式によりＯＦＤＭ信号の受信を行なう無線通信装置に関する。ダイレクト・コンバージョン方式によれば、ＩＦフィルタを用いないため受信機の広帯域化が容易となり、受信機の構成の柔軟性が増すが、ローカル信号の自己ミキシングによりＤＣオフセットが発生するため、周波数オフセットやタイミング検出に影響を及ぼすという問題がある。

【００４２】

そこで、本発明に係る無線通信装置では、パケットの所定のプリアンプル部分に相当するベースバンド信号について、第１のハイパス・フィルタを用いてＤＣオフセットを除去した後に、周波数オフセットを高い精度で推定する。そして、周波数オフセットの推定を終了した以降の受信ベースバンド信号から、該推定された周波数オフセットを除去するようにした。

【００４３】

ここで、ＤＣオフセットを除去する第１のハイパス・フィルタとして、回路構成が簡素な微分フィルタを使用する。これによって、プリアンプル受信の途中で低雑音アンプのゲインの切り替えなどによりＤＣオフセットのレベルが変化しても、十分に追従することができる。

【００４４】

また、ＤＣオフセット除去のためのカットオフ周波数 f_c を大きくすると、低雑音アンプのゲイン切り替えに伴うＤＣオフセット切り替わりへの追従はよくなる反面、ＤＣ近傍の信号まで削ってしまい復調特性を劣化させるという問題があるが（図１７Ｂを参照のこと）、周波数オフセット推定に用いるプリアンプル部分を分岐してＤＣオフセット除去を行なう構成なので、カットオフ周波数 f_c を大きくとっても、後続のデータ部分の復調特

10

20

30

40

50

性に悪影響を与える心配はない。

【 0 0 4 5 】

また、低雑音アンプのゲイン切り替えなどにより D C オフセットが急激に変化したときには、D C オフセットが微分フィルタを通過してしまうことがある。そこで、第 1 のハイパス・フィルタとしての微分フィルタは、D C オフセットの急激な変化を検出すると、検出信号を後段の周波数オフセット推定部に入力するようにする。そして、周波数オフセット推定部は、この検出信号が入力された時点では、微分フィルタからのサンプル出力は D C オフセットを含む信号として周波数オフセット推定の対象から除外することで、高い推定精度を維持することができる。

【 0 0 4 6 】

10

本発明に係る無線通信装置に入力される O F D M 信号は D C サブキャリアを用いていないものとする。また、周波数オフセット推定部は、同じ O F D M 信号が 2 シンボル送信されたプリアンブルを用いて周波数オフセットの推定を行なう。

【 0 0 4 7 】

具体的には、1つの O F D M シンボルは n 個のサブキャリアからなり、該 2 回送信される O F D M シンボルの時間波形の i 番目のサンプルを $s(i)$ とし、1回目に送信される O F D M シンボルのサンプルを $\{s(0), s(1), \dots, s(n-1)\}$ 、2回目に送信される O F D M シンボルのサンプルを $\{s(n), s(n+1), \dots, s(2n-1)\}$ 、周波数オフセットを Δf 、D C オフセットを D とおくと、下式 (3) で表される受信ベースバンド信号に対し、第 1 のハイパス・フィルタは下式 (4) で表される処理を行な

20

って、サンプル信号 $d(i)$ を出力する。

【 0 0 4 8 】

【数 3】

$$r(i) = s(i) \exp(j2\pi\Delta f i) + D \quad \dots(3)$$

【 0 0 4 9 】

【数 4】

30

$$\begin{aligned} d(i) &= r(i+1) - r(i) \\ &= s(i+1) \exp(j2\pi\Delta f(i+1)) - s(i) \exp(j2\pi\Delta f i) \end{aligned} \quad \dots(4)$$

【 0 0 5 0 】

そして、周波数オフセット補正部は、該サンプル信号 $d(i)$ を用いて下式 (5) で表される処理を行なうことで、受信ベースバンド信号 $r(i)$ に含まれる周波数オフセット Δf を推定することができる。

【 0 0 5 1 】

【数 5】

40

$$\begin{aligned} d(i+n)/d(i) &= \frac{s(i+1+n) \exp(j2\pi f(i+1+n)) - s(i+n) \exp(j2\pi f(i+n))}{s(i+1) \exp(j2\pi f(i+1)) - s(i) \exp(j2\pi f(i))} \\ &= \exp(j2\pi\Delta f(n)) \\ &\quad \dots(5) \end{aligned}$$

【 0 0 5 2 】

本発明を適用する無線通信システムの一例である I E E E 8 0 2 . 1 1 a / g では、同

50

じシンボルが繰り返し送信されるショート・プリアンプやロング・プリアンプをパケット先頭に含んでいるので、上記の処理により、ＤＣオフセットを除去した後の信号から周波数オフセットをより正確に推定することができる。

【 0 0 5 3 】

また、上式（４）には微分フィルタで構成される第１のハイパス・フィルタが出力するサンプル信号 $d(i)$ を示したが、より正確には、下式（６）に示すように、 i 番目と $i + 1$ 番目のサンプル間でのＤＣオフセットの変化 $D(i + 1) - D(i)$ が加算される。このため、ＤＣオフセットの変化が少なければ問題ないが、低雑音アンプのゲイン切り替えなどによりサンプル信号間でＤＣオフセットが大きく変動すると、ＤＣオフセットが周波数オフセットの推定に影響する。

10

【 0 0 5 4 】

【数 6】

$$\begin{aligned} d(i) &= r(i+1) - r(i) \\ &= \{s(i+1)\exp(j2\pi\Delta f(i+1)) - s(i)\exp(j2\pi\Delta fi)\} + \{D(i+1) - D(i)\} \\ &\quad \dots(6) \end{aligned}$$

【 0 0 5 5 】

20

そこで、第１のハイパス・フィルタは、 i 番目と $i + 1$ 番目のサンプル間でのＤＣオフセットの変化 $D(i + 1) - D(i)$ によりサンプル出力 $d(i)$ の絶対値が大きくなったときに、検出信号を後段の周波数オフセット推定部に出力する。そして、周波数オフセット推定部は、この検出信号の入力に応答して、 i 番目のサンプルにおける上式（５）を用いた周波数オフセットの推定を除外することで、高い推定精度を維持することができる。

【 0 0 5 6 】

上述したように、周波数オフセット推定部は、ＤＣオフセットを除去した信号から周波数オフセットを推定する。一方、周波数オフセット補正部は、周波数オフセットの推定に使用した以降の（すなわちＤＣオフセットを除去していない）受信ベースバンド信号から、周波数オフセット推定部で推定された周波数オフセットを除去する。言い換えれば、周波数オフセットの推定を行なうプリアンプ部分についてのみＤＣオフセットの除去を行なうが、周波数オフセットを推定に使用した以降のプリアンプ部分並びにペイロード部分については周波数オフセットを除去するものの、ＤＣオフセットを除去しない。このような場合、周波数オフセットの推定自体が高精度であったとしても、ＤＣオフセットの影響が後段の復調回路に伝播してしまうという問題が考えられる。

30

【 0 0 5 7 】

そこで、受信ベースバンド信号の周波数オフセットの推定を終了した以降の部分についても、ＤＣオフセットの除去を行なう手段を備えることが好ましい。

【 0 0 5 8 】

40

例えば、周波数変換部がダイレクト・コンバージョン方式を採用している場合には、周波数オフセット推定部において推定された周波数オフセットに基づいて、ローカル発振器において発振するローカル周波数の位相を逆回転させることによって、周波数オフセットの推定を終了した以降のＤＣオフセットを含んだ受信ベースバンド信号に対して、ＤＣオフセット及び周波数オフセットの影響を同時に除去することができる。

【 0 0 5 9 】

あるいは、アナログ・デジタル変換部によるデジタル変換後のベースバンド信号におけるＤＣオフセットを推定するＤＣオフセット推定部をさらに備え、該推定されたＤＣオフセットをデジタル変換後のベースバンド信号から除去するようにしてもよい。

【 0 0 6 0 】

50

ＤＣオフセットの推定は、通常、デジタル変換されたベースバンド信号の平均化によって行なわれる。このため、低雑音アンプのゲイン切り替えなどによりＤＣオフセットが急激に変化したときには、平均値は意味を持たなくなり、ＤＣオフセット推定を継続すると精度が劣化してしまう。そこで、微分フィルタは、ＤＣオフセットの急激な変化を検出すると、検出信号をＤＣオフセット推定部に入力するようにする。そして、ＤＣオフセット推定部は、この検出信号が入力されるまでに推定された推定データを除外し、再度算出し直すことにより、推定精度の低下を防ぐようにする。

【００６１】

あるいは、ダイレクト・コンバージョン方式によりダウンコンバートされた受信ベースバンド信号を第２のハイパス・フィルタでフィルタリングして、ローカル信号の自己ミキシングなどによって発生したＤＣオフセットの除去を行ってから、デジタル信号に変換するようにしてもよい。第２のハイパス・フィルタは、すべての信号が通過することから、ＯＦＤＭシンボルのＤＣ近傍の信号を削らないように比較的小さなカットオフ周波数を設定することが好ましい。

【００６２】

カットオフ周波数が小さいと第２のハイパス・フィルタの応答が遅くなるため、ＤＣオフセットの影響が長く残るが、充分大きなカットオフ周波数を持った第１のハイパス・フィルタでＤＣオフセットを除去してから、周波数オフセットの推定を行なうので、高い推定精度を得ることができる。また、大きなカットオフ周波数でフィルタリングするのは周波数オフセット推定を行なうプリアンブル部分のみであり、それ以降の信号について復調特性を劣化させることはない。

【００６３】

また、一般に、周波数オフセット推定だけでなく、パケット検出や粗タイミング検出などの信号処理においてもＤＣオフセットに対して特性劣化の感度が大きい。

【００６４】

そこで、無線通信装置は、微分フィルタによってＤＣオフセットが除去された信号を用いてパケット検出及び粗タイミングを検出する検出部をさらに備えるようにしてもよい。

【００６５】

また、アナログ・デジタル変換部の出力端を、第１のハイパス・フィルタ又はＤＣオフセット補正部のパスに排他的に接続するスイッチをさらに備えていてもよい。このスイッチは、粗タイミング検出部において周波数オフセット推定を行なうための所定のプリアンブル部分の終了を検出したタイミングで、アナログ・デジタル変換部の出力端を、第１のハイパス・フィルタへのパスからＤＣオフセット補正部へのパスに切り替えるように作動する。

【００６６】

所定のプリアンブル部分の終了を検出するまでの間では、アナログ・デジタル変換部の出力端は、第１のハイパス・フィルタへのパスに接続されているから、周波数オフセット推定部は、所定のプリアンブル部分が終了するまでの期間を用いて、第１のハイパス・フィルタを用いてＤＣオフセットが除去された受信ベースバンド信号を用いて、高い精度で周波数オフセットの推定を行なう。

【００６７】

一方、ＤＣオフセット推定部は、所定のプリアンブル部分が終了するまでの期間を用いてＤＣオフセット推定を行なう。そして、所定のプリアンブル部分の終了を検出すると、アナログ・デジタル変換部の出力端は前記ＤＣオフセット補正部へのパスに切り替えられる。そして、所定のプリアンブル部分が終了した以降の受信ベースバンド信号については、これまでの長い時間にわたってＤＣオフセット推定部によって高い精度で推定されたＤＣオフセットを用いて、ＤＣオフセットの補正を行なうことができる。また、所定のプリアンブル部分が終了した以降の受信ベースバンド信号では、第１のハイパス・フィルタを用いたＤＣオフセット除去は行なわれないので、ＳＮＲ特性の劣化を考慮する必要はない。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 8 】

また、周波数オフセット補正部は、所定のプリアンブル部分が終了するまでの間に周波数オフセット推定部が推定した周波数オフセットを用いて、所定のプリアンブル部分が終了した以降の受信ベースバンド信号に対して周波数オフセットの補正を行なうようにする。

【 0 0 6 9 】

本発明の適用対象の1つとして、I E E E 8 0 2 . 1 1 aで規定される無線通信システムが挙げられる。I E E E 8 0 2 . 1 1 aでは、サブキャリア間隔が比較的大きいショート・トレーニング系列からなるショート・プリアンブル部と、サブキャリア間隔が比較的小さいロング・トレーニング系列からなるロング・プリアンブル部がパケットの先頭に付加される。

10

【 0 0 7 0 】

本発明に係る無線通信装置は、ショート・プリアンブル部ではサブキャリア間隔が比較的大きいことを利用して、充分大きなカットオフ周波数を持った微分フィルタでD Cオフセットを除去してから、周波数オフセットの推定を行なうことによって、高い推定精度を得るようにしている。すなわち、ショート・プリアンブル部のみを用いて周波数オフセット補正を行なうから、ショート・プリアンブル部が終了してロング・プリアンブル部が開始するタイミングに応じて、スイッチ部において、アナログ-デジタル変換部の出力端を第1のハイパス・フィルタへのパスからD Cオフセット補正部へのパスに切り替える。

【 0 0 7 1 】

20

そして、周波数オフセット補正部は、周波数オフセット推定部がショート・プリアンブル部において推定した周波数オフセットをロング・プリアンブル部から除去し、また、D Cオフセット補正部は、D Cオフセット推定部がショート・プリアンブル部において推定したD Cオフセットをロング・プリアンブル部から除去する。

【 0 0 7 2 】

ショート・プリアンブル部に続いて伝送されるロング・プリアンブル部を受信側でどのように使用するかは任意であるが、一般には、ショート・プリアンブル部を使って粗い周波数オフセット補正が行なわれた後に、ロング・プリアンブル部を用いてより精緻な周波数オフセット補正並びにチャネル推定が行なわれる。したがって、より正確なチャネル推定を実現するには、ショート・プリアンブル部において周波数オフセットを適切に推定する必要はある。

30

【 0 0 7 3 】

例えば、無線通信装置は、ショート・プリアンブル部に続くロング・プリアンブル部において周波数オフセットの推定及び除去をそれぞれ行なう第2の周波数オフセット推定部及び第2の周波数オフセット補正部をさらに備えていてもよい。第2の周波数オフセット推定部には、ショート・プリアンブル部で推定された該周波数オフセット及び該D Cオフセットが除去された後のロング・プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号が入力され、周波数オフセットを推定する。そして、第2の周波数オフセット補正部は、第2の周波数オフセット推定部で推定された周波数オフセットをロング・プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号から除去する。

40

【 0 0 7 4 】

あるいは、ショート・プリアンブル部で推定された該周波数オフセット及び該D Cオフセットが除去された後のロング・プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号を周波数オフセット推定部に帰還して、ロング・プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号から周波数オフセットを推定することができる。そして、周波数オフセット補正部でロング・プリアンブル部以降の受信ベースバンド信号から除去することもできる。

【 0 0 7 5 】

いずれの場合も、ショート・プリアンブル部で推定された該周波数オフセット及び該D Cオフセットが除去され、さらにロング・プリアンブル部以降における周波数オフセット推定に基づいて、残留周波数オフセットの補正が行なわれた受信ベースバンド信号からチ

50

チャネル推定を行なうことで、より高い精度でチャネル情報を獲得することができる。

【0076】

さらに、受信ベースバンド信号にI Qインバランスが含まれている場合、周波数オフセット補正を施したとしても、所望の受信特性を確保できない可能性がある。かかる場合を想定し、I Qインバランス推定部及びI Qインバランス補正部を設ける装置構成とすることも可能である。この構成を採用した場合、受信ベースバンド信号に含まれるI Qインバランスを除去することが可能であることから、受信特性をさらに向上することが可能となる。

【0077】

他方、ダイレクト・コンバージョン方式のOFDM受信機においては、DCオフセットだけでなく、I Q各軸のミキサに入力されるローカル信号の位相差と各ミキサ間の振幅差に起因するI Q不平衡の問題がある。I Q不平衡は、DCオフセットとともに周波数オフセットの推定精度を劣化する要因となり、ひいては復号特性にも影響する。

【0078】

周波数オフセット補正部が、DCオフセットは除去できたがI Q不平衡が残存する受信ベースバンド信号を用いて周波数オフセットを推定すると、周波数オフセット情報は、本来の周波数オフセットの値 Δf の他に、I Q不平衡に起因して発生する成分すなわちI Q不平衡成分を含んでしまう。

【0079】

通常の通信システムにおいては、送信機からはプリアンプル・シンボルが複数回にわたって送信されており、受信機側では、周波数オフセット推定部は、プリアンプル・シンボル毎に周波数オフセットの推定を行なうことができる。ここで、周波数オフセットは複素空間上のベクトルとして表現することができるが、I Q不平衡成分を表すベクトルの向きはプリアンプル・シンボル毎に区々である。したがって、周波数オフセット推定部は、プリアンプル・シンボル毎に推定した周波数オフセットを逐次加算していくことで、周波数オフセット推定値に含まれるI Q不平衡成分を相対的に小さくすることができ、最終的にはより精度の高い周波数オフセットを得ることができる。

【0080】

ここで、受信機は一般に、受信信号を増幅する低雑音アンプと、前記低雑音アンプのゲインを調整するゲイン制御部を備えている。周波数オフセット推定部が周波数オフセットの推定を行なっている期間に低雑音アンプのゲイン切り換えが行なわれると、大きなゲインが設定されているときに推定された周波数オフセットに含まれるI Q不平衡成分が大きくなるため、複数のプリアンプル・シンボルにわたって推定された周波数オフセットを単純に加算すると、I Q不平衡成分の占める割合を十分に小さくすることはできないことが懸念される。

【0081】

そこで、周波数オフセット推定部は、プリアンプル・シンボル毎に推定した各周波数オフセットに対して、対応するプリアンプル・シンボル受信時に低雑音アンプに設定されたゲインに応じた重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得るようにすれば、周波数オフセット推定値に含まれるI Q不平衡成分を相対的に小さくすることができ、最終的にはより精度の高い周波数オフセットを得ることができるようになる。

【0082】

受信機では、通常、信号検出開始時には低雑音アンプに大きなゲインが決定され、その後は受信信号電力に適應して低いゲインに切り換えられる。そこで、周波数オフセット推定部は、低雑音アンプに大きなゲインが設定されている最初の数プリアンプル・シンボルにおいて推定された周波数オフセットに対して小さな重みを与える一方、小さなゲインに切り換えられた以降のプリアンプル・シンボルにおいて推定された周波数オフセットに対してはより大きな重みを与え、これらを加算することで、最終的な周波数オフセットを得る。ここで言う周波数オフセットへの重みの付与は、具体的には、周波数オフセット推定用ベクトル（後述）若しくは微分フィルタの出力に重み係数を掛けることに相当する。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 3 】

具体的には、周波数オフセット推定部は、プリアンプル・シンボル毎に推定した周波数オフセットの絶対値に基づいて重み係数を計算し、プリアンプル・シンボル毎の周波数オフセットをそれぞれの重み係数で重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得るようにする。

【 0 0 8 4 】

例えば、周波数オフセット推定部は、絶対値が所定の閾値を超える周波数オフセットに対して重み係数 0 を与えるとともに、対値が所定の閾値を超えない周波数オフセットに対して重み係数 1 を与えて、プリアンプル・シンボル毎の周波数オフセットをそれぞれの重み係数で重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得る。これは、低雑音アンプに大きなゲインが設定されているプリアンプル区間において推定された周波数オフセットを無視することに相当する。ここで言う所定の閾値は、例えば受信信号強度に基づいて決定することができる。

10

【 0 0 8 5 】

あるいは、周波数オフセット推定部は、絶対値の逆数からなる重み係数を各周波数オフセットに与えて、プリアンプル・シンボル毎の周波数オフセットをそれぞれの重み係数で重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得るようにしてもよい。

【 発明の効果 】

【 0 0 8 6 】

本発明によれば、ダイレクト・コンバージョン方式を採用し、DC オフセットが時間的に変動する状況下において、周波数オフセットを好適に除去して、より高い特性で OFDM 復調を行なうことができる、優れた無線通信装置を提供することができる。

20

【 0 0 8 7 】

また、本発明によれば、受信した OFDM シンボルに時間変動する DC オフセット、IQ 不平衡、及び周波数オフセットが同時に存在する場合に、DC オフセットを除去するとともに周波数オフセットの正確な推定を行なうことができる、優れた無線通信装置を提供することができる。

【 0 0 8 8 】

本発明に係る無線通信装置は、ダイレクト・コンバージョン方式により OFDM 信号の受信を行なうが、OFDM 信号に DC オフセットが含まれる場合であっても、微分フィルタを用いて DC オフセットを除去することにより、高速且つ正確な周波数オフセット推定を行なうことができる。また、低雑音アンプのゲインの切り替えなどにより DC オフセットが急激に変化したときには、微分フィルタの出力からその変化を検出して、周波数オフセットの推定から除外することで、周波数オフセットの推定精度を高めることができる。

30

【 0 0 8 9 】

また、本発明によれば、周波数オフセット情報を含んだベクトル信号を積算する際に、対応するプリアンプル信号の電力すなわち低雑音アンプのゲインに応じた重み係数を乗算することにより、周波数オフセット推定時における IQ 不平衡及び DC オフセットの時間的変動により影響を抑制して、簡単な信号処理でより正確な周波数オフセットの推定を行なうことができる。

40

【 0 0 9 0 】

本発明のさらに他の目的、特徴や利点は、後述する本発明の実施形態や添付する図面に基づくより詳細な説明によって明らかになるであろう。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 9 1 】

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態について詳解する。

【 0 0 9 2 】

本発明は、ダイレクト・コンバージョン方式により OFDM 信号の受信を行なう無線通信装置に関する。ダイレクト・コンバージョン方式によれば、IF フィルタを用いないため受信機の広帯域化が容易となり、受信機の構成の柔軟性が増す。

50

【0093】

OFDM通信システムでは、送受信機にそれぞれ搭載されている発振器の周波数の微妙な誤差に起因して、周波数オフセットの問題があり、受信機側のデジタル部分では受信信号の位相の回転という現象として観測される。このため、パケットの先頭の付加された既知のトレーニング系列を用いて周波数オフセットの観測を行ない、これを補正することが一般的に行なわれる。

【0094】

ところが、ダイレクト・コンバージョン方式の受信機においては、ローカル信号の自己ミキシングによって、ダウンコンバータ出力に直流成分すなわちDCオフセットが発生するという問題がある。周波数オフセット推定及びタイミング検出の精度はDCオフセットの影響を受け易く、DCオフセットが存在したままで周波数オフセットを推定しても、正確な推定を行なうことはできない。

10

【0095】

これに対し、本発明に係る無線通信装置では、微分フィルタを用いてDCオフセットを除去することにより、高速且つ正確な周波数オフセット推定を行なうようにした。

【0096】

(1) 第1の実施形態

図1には、本発明の第1の実施形態に係る無線通信装置の受信機システムの構成を示している。図示の装置は、OFDM信号のダイレクト・コンバージョン受信機の構成を備え、且つ、周波数オフセットを補償するモジュールを含んでいる。

20

【0097】

アンテナにおいて受信したOFDM信号のうち所望の周波数帯域だけがバンドパス・フィルタ(BPF)1を透過し、低雑音アンプ(LNA)2により増幅される。ここで、受信RF信号には、送受信機間におけるローカル発振器の周波数誤差に起因する周波数オフセットが付加されている。

【0098】

受信信号の電力を適切な一定レベルに保つために、自動ゲイン制御回路(AGC)によって低雑音アンプ2のゲインが調整される。例えばIEEE 802.11a/gでは、50dB若しくはそれ以上の範囲でゲイン調整が必要とされている。一般には、信号検出開始時には低雑音アンプ2に大きなゲインが設定されるが、例えばショート・プリアンプル区間の中央近辺(本実施形態では t_4 の最後端)の位置において、受信信号電力に適應して低いゲインに切り換えられる。ゲインの切り換えレベルは20dB程度である。なお、AGCの仕組み自体は周知なので、ここでは説明を省略する。

30

【0099】

増幅された受信信号は、ミキサ3でローカル発振器が発生するローカル周波数 f_{LO} と乗算され、ダイレクト・コンバージョン方式によりベースバンド信号に周波数変換される。そして、このベースバンド信号は、AD変換器(ADC)4によりデジタル変換される。

【0100】

受信系のダイレクト・コンバージョンでは、受信周波数とローカル周波数が等しくなるため、ローカル信号の自己ミキシングによって、ダウンコンバータ出力に直流成分すなわちDCオフセットが発生する。自動ゲイン制御により低雑音アンプのゲインを切り換えると、これに伴ってDCオフセットが時間的に変動する(例えば、非特許文献9を参照のこと)。よって、この時点での受信ベースバンド信号には、周波数オフセットとともに時間変動するDCオフセットが付加されている。

40

【0101】

デジタル・ベースバンド信号のうちプリアンプル信号の所定区間は分岐して微分フィルタ5に入力され、DCオフセット成分を除去してから周波数オフセット推定部6に入力され、推定されたDCオフセットを引き算して、DCオフセットが除去された信号からより正確な周波数オフセットを推定する。図21には、微分フィルタ5及び周波数オフセット推定部6の具体的な構成例を示している。微分フィルタ5は、遅延器201と加算器20

50

2で構成される。また、周波数オフセット推定部6は、遅延器203と、複素共役計算回路204と、乗算器205と、加算器206と、記憶素子207と、位相検出回路208で構成される。

【0102】

微分フィルタ5は、ハイパス・フィルタの一種であるが、回路構成が簡素であるとともに、応答性が良い。ショート・プリアンブル t_4 の最後端の位置で、受信信号電力に適應して低雑音アンプ2の低いゲインに切り換えられると(前述)、DCオフセットのレベルが変化するが、微分フィルタ5はこれに充分に追従して、高周波成分の通過を抑制することができる。

【0103】

また、DCオフセット除去のためのカットオフ周波数 f_c を大きくすると、低雑音アンプのゲイン切り替えに伴うDCオフセット切り替わりへの追従はよくなる反面、DC近傍の信号まで削ってしまい復調特性を劣化させるという問題がある(図17Bを参照のこと)。これに対し、図示の受信機では、周波数オフセット推定に用いるプリアンブル部分(サブキャリア間隔が比較的大きなSTS)を分岐してDCオフセット除去を行なう構成となっている。言い換えれば、周波数オフセットの推定を行なうプリアンブル部分についてのみDCオフセットの除去を行なうが、周波数オフセットの推定に使用した以降のプリアンブル部分並びにペイロード部分については、周波数オフセットを除去するものの、DCオフセットを除去しない。したがって、カットオフ周波数 f_c を大きくとっても、後続(サブキャリア間隔が短くなるLTS以降)のデータ部分の復調特性に悪影響を与える心配はない。

【0104】

また、低雑音アンプ2のゲイン切り換えなどによりDCオフセットが急激に変化したときには、DCオフセットが微分フィルタ5を通過してしまうことがある。このようなインパルス上の波形が周波数オフセット推定部6に入力されると、平均2乗誤差(Mean Square Error: MSE)の増加を招来するおそれがある。そこで、微分フィルタ5は、DCオフセットの急激な変化を検出すると、検出信号を周波数オフセット推定部6に入力する。周波数オフセット推定部6は、この検出信号が入力された時点では、微分フィルタ5からのサンプル出力はDCオフセットを含む信号として周波数オフセット推定の対象から除外することで、高い推定精度を維持することができる。

【0105】

なお、微分フィルタ5においてDCオフセットの急激な変化を検出するための閾値は、例えばゲイン切り替えの回数と受信信号レベルに基づいて計算することができる。

【0106】

周波数オフセットの推定値は、周波数オフセット補正部7に入力され、周波数オフセットを推定に使用した以降のOFDMシンボル部分のベースバンド信号の周波数オフセットが補償される。

【0107】

そして、周波数オフセット部7の出力は離散フーリエ変換部(Discrete Fourier Transform: DFT)7に入力され、周波数軸上に並んだサブキャリア信号が復調される。

【0108】

本発明に係る受信機に入力されるOFDM信号は、DCサブキャリアを用いないものとする(DCはOFDM変調方式におけるベースバンド信号の0Hzの位置に相当する)。また、周波数オフセット推定部6では、パケットのプリアンブル(サブキャリア間隔が比較的大きなSTS)で周波数オフセットの推定が行なわれ、同じOFDM信号を2シンボル送信するプリアンブルが存在する。

【0109】

本発明を適用する無線通信システムの一例は、IEEE 802.11a/gに従う無線LANシステムである。図2には、同無線LANシステムのOFDMシンボルのサブキャ

10

20

30

40

50

リア構成を示している。図示のように、1つのOFDMシンボルは64個のサブキャリアからなるが、このうち52個のサブキャリアを情報信号に変調し、4個のサブキャリアをパイロット信号として用いる。また、DC成分を含む残りのサブキャリアには信号を送信しない（ヌル信号とする）ものとする。

【0110】

一方、受信ベースバンド信号のうち周波数オフセットの推定に使用した以降（LTS以降）のDCオフセット及び周波数オフセットの影響を受けた部分は、周波数オフセット補正部7に入力されると、ハイパス・フィルタによってDCオフセットを除去することに伴う復調特性の劣化を受けることなく、周波数オフセットを正確に補償して、復調することが可能となる。

10

【0111】

図15には、IEEE 802.11a/gで規定されているプリアンプル構成を示した。このうち、ロング・プリアンプルでは、3.2マイクロ秒の同じロング・トレーニング系列（LTS）からなるOFDMシンボルを2回連続して送信する。このOFDMシンボルの時間波形の*i*番目のサンプルを*s*(*i*)とする。但し、{*s*(0), *s*(1), ..., *s*(63)}が1個目のOFDMシンボルに対応し、{*s*(64), *s*(65), ..., *s*(127)}が2個目のOFDMシンボルに対応する（離散フーリエ変換の次数を*N*とすると、1個目のOFDMシンボルは{*s*(0), *s*(1), ..., *s*(*N*/4 - 1)}であり、2個目のOFDMシンボルは{*s*(*N*/4), *s*(*N*/4 + 1), ..., *s*(2*N*/4 - 1)}である）。

20

【0112】

このときの周波数オフセットをΔ*f*とし、DCオフセットを*D*とすると、*i*番目のショート・プリアンプルに対する受信ベースバンド信号は下式のように表される。

【0113】

【数7】

$$r(i) = s(i) \exp(j2\pi\Delta f i) + D \quad \dots(7)$$

【0114】

30

微分フィルタ5は、遅延器201と加算器202で構成される。遅延器201の入力には、AD変換器4によるAD変換信号を入力する。また、加算器202の第1の入力にAD変換信号を入力するとともに、第2の入力に遅延器201の出力を反転入力して、両信号を引き算する。したがって、微分フィルタ5は、この受信ベースバンド信号に対し、下式(8)のような処理を行なう（同式は、*i*番目のショート・プリアンプルに対する微分フィルタ5の出力信号である）。

【0115】

【数8】

$$\begin{aligned} d(i) &= r(i+1) - r(i) \\ &= s(i+1) \exp(j2\pi\Delta f(i+1)) - s(i) \exp(j2\pi\Delta f i) \quad \dots(8) \end{aligned}$$

40

【0116】

続く周波数オフセット推定部6は、遅延器203と、複素共役計算回路204と、乗算器205と、加算器206と、記憶素子207と、位相検出回路208で構成される。上記の加算器202の出力は、遅延器203及び乗算器205の第1の入力に入力される。遅延器203では、ショート・プリアンプル長に相当する*N*/4 (= 16) サンプル分だけ入力信号を遅延させて、後段の複素共役計算回路204に出力する。複素共役計算回路204の出力は、乗算器205の第2の入力に入力される。したがって、乗算器206で

50

は、ショート・プリアンプル t_1 、 t_2 ... 毎に下式に示す相互相関処理を行なう。

【 0 1 1 7 】

【 数 9 】

$$\begin{aligned} d(i+16)/d(i) &= \frac{s(i+1+16)\exp(j2\pi f(i+1+16)) - s(i+16)\exp(j2\pi f(i+16))}{s(i+1)\exp(j2\pi f(i+1)) - s(i)\exp(j2\pi f(i))} \\ &= \exp(j2\pi \Delta f(16)) \\ &\dots(9) \end{aligned}$$

10

【 0 1 1 8 】

加算器 2 0 6 の第 1 の入力には乗算器 2 0 5 の出力が接続され、その第 2 の入力には記憶素子 2 0 7 の出力が接続される。また、加算器 2 0 6 の出力は、記憶素子 2 0 7 及び位相検出回路 2 0 8 に入力される。これにより、すべてのショート・プリアンプルにわたる上式 (9) の相互相関結果を、加算器 2 0 6 を用いて加算し、周波数オフセット Δf が推定される。

【 0 1 1 9 】

20

そして、周波数オフセット補正部 7 では、周波数オフセットの推定に使用した以降の周波数オフセットの影響を受けた受信ベースバンド信号は、周波数オフセット補正部 7 において周波数オフセットの補償が行なわれる。具体的には、周波数のずれに対応してデータの位相を逆回転することにより周波数オフセットの補正が行なわれる。なお、ショート・トレーニング系列 (S T S) を用いても、上述と同様に周波数オフセットの推定を行なうことができる (但し、この場合のサンプル数は 1 6 個となる) 。

【 0 1 2 0 】

図 3 には、D C オフセット電力対 O F D M 信号電力が 3 0 d B のときの周波数オフセット推定値の 2 乗誤差とサブキャリア間隔で正規化した周波数オフセットの値を示している。同図から、周波数オフセット推定に使用する受信プリアンプル信号に対して微分フィルタ 5 を用いて D C オフセットを除去することによって、正確な周波数オフセットの推定が可能となることが分かる。S T S でも同じトレーニング系列が繰り返されることから (図 1 5 を参照のこと) 、同様の処理を用いて周波数オフセットを推定することができる。

30

【 0 1 2 1 】

ここで、上式 (9) では、D C オフセットが一定すなわち時間的に変動しないことを前提としており、微分フィルタ 5 により D C オフセットをキャンセルすることができる。しかしながら、低雑音アンプ 2 のゲイン切り換えを行なった際には、D C オフセット・レベルの変化が高周波成分として現れるため、微分フィルタ 5 の出力は D C オフセットの大きさを表すことになる。

【 0 1 2 2 】

40

具体的には、自動ゲイン制御回路は信号検出開始時には低雑音アンプ 2 に対して大きなゲインを設定しておき、先頭から 4 個目までのショート・プリアンプル $t_1 \sim t_4$ を用いて (但し、マルチパスの影響により、 t_1 、 t_2 は用いない) 受信信号の電力が一定レベルとなるように適切なゲインを決定する。そして、5 個目のショート・プリアンプル t_5 の先頭で低いゲインに切り換えられる。ゲインの切り換えレベルは 2 0 d B 程度であり、これに伴って D C オフセット・レベルも変動することから、 t_5 の先頭において微分フィルタ 5 の出力にも影響する (図 2 2 を参照のこと) 。

【 0 1 2 3 】

ここで、 i 番目のサンプルにおける D C オフセットの値を $D(i)$ とおくと、低雑音アンプ 2 におけるゲインの切り替えなどにより D C オフセットが O F D M のサンプル中に変

50

化した場合には、微分フィルタ 5 の出力は下式 (1 0) のようになる。

【 0 1 2 4 】

【 数 1 0 】

$$\begin{aligned} d(i) &= r(i+1) - r(i) \\ &= \{s(i+1)\exp(j2\pi\Delta f(i+1)) - s(i)\exp(j2\pi\Delta fi)\} + \{D(i+1) - D(i)\} \\ &\dots(10) \end{aligned}$$

10

【 0 1 2 5 】

上式より、D C オフセットが急激に変化したときには、 $i + 1$ 番目と i 番目のサンプルの D C オフセットの差分 $\{D(i+1) - D(i)\}$ が残り、微分フィルタ 5 の出力 $d(i)$ の絶対値が大きくなる。これにより、D C オフセットの変化を検出すると、D C オフセットが除去されずに通過してしまう。

【 0 1 2 6 】

そこで、図 1 に示した受信機では、微分フィルタ 5 は、出力 $d(i)$ の絶対値が所定値を超えたことを検出すると、後段の周波数オフセット推定部 6 に指示 (検出信号) を与えて、周波数オフセット推定から D C オフセットの影響を含んだ i 番目のサンプルの出力 $d(i)$ を除外するようになっている。これによって、周波数オフセット推定部 6 では、D C オフセットを除外して周波数オフセットの推定を行なうことで推定精度を向上させることができる。また、低雑音アンプ 2 の自動ゲイン制御が頻繁に行なわれる場合であっても、D C オフセットが通過した成分を除外することで、高い推定精度を維持することができる。

20

【 0 1 2 7 】

上述したように、図 1 に示した受信機構成によれば、微分フィルタ 5 で D C オフセットを除去してから周波数オフセットを推定するので、D C オフセットと周波数オフセットの両方に対応しながら周波数オフセットの正確な推定を行なうことができる。また、低雑音アンプ 2 のゲインが切り替わった区間における周波数オフセット推定値を除外するので、高い推定精度を維持することができる。

30

【 0 1 2 8 】

図 1 に示した受信機構成では、周波数オフセット補正部 7 は、周波数オフセットの推定に使用した以降の (すなわち D C オフセットを除去していない) 受信ベースバンド信号から、周波数オフセット推定部 6 で推定された周波数オフセットを除去する。言い換えれば、周波数オフセットの推定を行なうプリアンプル部分についてのみ D C オフセットの除去を行なうが、周波数オフセットを推定に使用した以降のプリアンプル部分並びにペイロード部分については周波数オフセットを除去するものの、D C オフセットを除去しない。このような場合、周波数オフセットの推定自体が高精度であったとしても、D C オフセットの影響が後段の復調回路に伝播してしまうという問題が考えられる。

【 0 1 2 9 】

40

図 4 には、このような問題を解決する受信機回路の一例を示している。図 1 に示した受信機構成では、微分フィルタ 5 に入力して D C オフセットを除去した後に周波数オフセット推定部 6 で推定した周波数オフセットを用いて、周波数オフセット補正部 7 では、周波数オフセットを推定に使用した以降の D C オフセットを含んだ受信ベースバンド信号に対して周波数オフセット補償を行なっている。これに対し、図 4 に示す受信機構成では、微分フィルタ 5 により D C オフセットを除去した後に周波数オフセット推定部 6 で推定した周波数オフセットに基づいて、ローカル発振器 11 において発振するローカル周波数の位相を逆回転させている。これによって、周波数オフセットを推定に使用した以降の D C オフセットを含んだ受信ベースバンド信号に対して、D C オフセット及び周波数オフセットの影響を同時に除去することができる。

50

【 0 1 3 0 】

また、この場合においても、微分フィルタ 5 は、D C オフセットの急激な変化を検出すると、検出信号を周波数オフセット推定部 6 に入力する。周波数オフセット推定部 6 は、この検出信号が入力された時点の微分フィルタ 5 からのサンプル出力を除外して、微分フィルタ 5 を通過した D C オフセットの影響を受けないようにする（同上）。

【 0 1 3 1 】

また、図 5 には、周波数オフセットを推定に使用した以降（L T S 以降）の受信ベースバンド信号から D C オフセットの影響を除去することができる他の受信機構成例を示している。

【 0 1 3 2 】

図示の受信機では、受信ベースバンド信号のうちプリアンプル信号の所定区間を分岐して、微分フィルタ 5 に入力して D C オフセットを除去し、さらに、周波数オフセット推定部 6 では、周波数オフセットを推定する。また、微分フィルタ 5 は、D C オフセットの急激な変化を検出すると、検出信号を周波数オフセット推定部 6 に入力する。周波数オフセット推定部 6 は、この検出信号が入力された時点の微分フィルタ 5 からのサンプル出力を除外して、微分フィルタ 5 を通過した D C オフセットの影響を受けないようにする（同上）。

【 0 1 3 3 】

また、周波数オフセットの推定処理と並行して、D C オフセット推定部 9 は、受信ベースバンド信号に対して D C オフセットを推定し、D C オフセット補正部 10 は、受信ベースバンド信号から D C オフセットを除去する。その後、周波数オフセット補正部 7 では、このように周波数オフセットを推定に使用した以降の D C オフセットが除去された受信ベースバンド信号に対して、D C オフセット後に周波数オフセット推定された高い精度の周波数オフセット値に基づいて周波数オフセット補償を行なう。

【 0 1 3 4 】

ここで、D C オフセット推定は、通常、デジタル変換されたベースバンド信号の平均化によって行なわれる。このため、低雑音アンプ 2 のゲイン切り替えなどにより D C オフセットが急激に変化したときには、平均値は意味を持たなくなり、D C オフセット推定を継続すると精度が劣化してしまう。そこで、微分フィルタ 5 は、D C オフセットの急激な変化を検出すると、検出信号を周波数オフセット推定部 6 だけでなく D C オフセット推定部 9 にも入力するようにする。そして、D C オフセット推定部 9 は、この検出信号が入力されるまでに推定された推定データを除外し、再度算出し直すことにより、推定精度の低下を防ぐようにする。

【 0 1 3 5 】

また、図 6 には、周波数オフセットを推定に使用した以降（L T S 以降）の受信ベースバンド信号から D C オフセットの影響を除去することができるさらに他の受信機の構成例を示している。

【 0 1 3 6 】

図示の受信機では、ミキサ 3 でローカル発振器 11 が発生するローカル周波数 f_{LO} と乗算して、ダイレクト・コンバージョン方式によりダウンコンバートする。この受信ベースバンド信号にはローカル信号の自己ミキシングなどによって発生した D C オフセットが付加されているが（図 3 2（a）を参照のこと）、ハイパス・フィルタ（H P F）12 を通過させて、D C オフセットの除去を行なう。但し、ハイパス・フィルタ 12 は、すべての信号が通過することから、O F D M シンボルの D C 近傍の信号を削らないように比較的小さなカットオフ周波数を設定する。ハイパス・フィルタ 12 を通過したベースバンド信号は、A D 変換器（A D C）4 によりデジタル変換される。

【 0 1 3 7 】

ハイパス・フィルタ 12 のカットオフ周波数 f_c を小さく設定している場合、後段での復調特性を保つことができる反面、D C オフセットの変化に対する応答が遅くなる。このため、低雑音アンプ 2 のゲイン切り替えなどにより D C オフセットが変化すると、その影

10

20

30

40

50

響が長く残り、DCオフセットが通過し続ける(図32(b)を参照のこと)。そこで、受信ベースバンド信号のうちブリアンブル信号の所定区間を2ブランチに分岐して、その一方のブランチではより高いカットオフ周波数が設定されている微分フィルタ5に入力して、残留DCオフセットを除去する。図32(c)に示すように、微分フィルタ5は、残留DCオフセットを遮断し、 t_5 の先頭位置でゲイン切り替えが行なわれたタイミングでは、急峻なインパルス上の波形のみを出力する。

【0138】

続いて、周波数オフセット推定部6は、微分フィルタ5の出力の自己相関値に基づいて、周波数オフセットを推定する。そして周波数オフセット補正部7では受信ベースバンド信号から周波数オフセットを除去する。

10

【0139】

また、微分フィルタ5は、DCオフセットの急激な変化を検出すると、この検出信号を周波数オフセット推定部6に入力する。インパルス上の波形が周波数オフセット推定部6に入力されると、MSEの増加を招来するおそれがある。そこで、周波数オフセット推定部6は、この検出信号が入力された時点の微分フィルタ5からのサンプル出力を除外して、微分フィルタ5を通過したDCオフセットの影響を受けないようにする(同上)。

【0140】

微分フィルタ5においてDCオフセットの急激な変化を検出するための閾値は、ゲイン切り替えの回数と受信信号レベルに基づいて計算することができる(同上)。例えば、ハイパス・フィルタ12の後段にRSSI(Received Signal Strength indicator)回路を配設して、受信信号レベルを検出することができる。

20

【0141】

一方、周波数オフセットを推定に使用した以降の受信ベースバンド信号に対しては、DCオフセット推定部9においてDCオフセットを推定し、DCオフセット補正部10において受信ベースバンド信号からDCオフセットを除去する。

【0142】

ここで、微分フィルタ5は、DCオフセットの急激な変化を検出すると、検出信号をDCオフセット推定部9に入力するようにする。そして、DCオフセット推定部9は、この検出信号が入力されるまでに推定された推定データを除外し、再度算出し直すことにより、推定精度の低下を防ぐようにする(同上)。

30

【0143】

その後、周波数オフセット補正部7では、このように周波数オフセットの推定に使用した以降のDCオフセットが除去された受信ベースバンド信号に対して、DCオフセットを除去した後に周波数オフセット推定された高い精度の周波数オフセット値に基づいて周波数オフセット補償を行なう。

【0144】

また、図7には、周波数オフセットを推定に使用した以降(LTS以降)の受信ベースバンド信号からDCオフセットの影響を除去することができるさらに他の受信機構成例を示している。

40

【0145】

図示の受信機では、ミキサ3でローカル発振器11が発生するローカル周波数 f_{LO} と乗算してダイレクト・コンバージョン方式によりダウンコンバートする。そして、後段のハイパス・フィルタ12を透過させて、ローカル信号の自己ミキシングなどによって発生したDCオフセットを受信ベースバンド信号から除去する。ハイパス・フィルタ12は、パケットに含まれるすべての信号が通過することから、OFDMシンボルのDC近傍の信号を削らないように比較的小さなカットオフ周波数 f_c を設定する。そして、受信ベースバンド信号は、AD変換器(ADC)4によりデジタル変換される。

【0146】

ハイパス・フィルタ12のカットオフ周波数 f_c を小さく設定している場合、後段での

50

復調特性を保つことができる反面、DCオフセットの変化に対する応答が遅くなる。このため、低雑音アンプ2のゲイン切り替えなどによりDCオフセットが変化すると、その影響が長く残り、DCオフセットが通過し続ける(図32(b)を参照のこと)。そこで、受信ベースバンド信号のうちプリアンプル信号の所定区間を2ブランチに分岐して、その一方のブランチではより高いカットオフ周波数が設定されている微分フィルタ5に入力して、残留DCオフセットを除去する。図32(c)に示すように、微分フィルタ5は、残留DCオフセットを遮断し、 t_5 の先頭位置でゲイン切り替えが行なわれたタイミングでは、急峻なインパルス上の波形のみを出力する。

【0147】

そして、このようにして推定した周波数オフセットに基づいて、ローカル発振器11において発振するローカル周波数の位相を逆回転させている。これによって、周波数オフセットを推定に使用した以降のDCオフセットを含んだ受信ベースバンド信号に対して、DCオフセット及び周波数オフセットの影響を同時に除去することができる。

【0148】

また、微分フィルタ5は、DCオフセットの急激な変化を検出すると、検出信号を周波数オフセット推定部6に入力する。インパルス上の波形が周波数オフセット推定部6に入力されると、MSEの増加を招来するおそれがある。そこで、周波数オフセット推定部6は、この検出信号が入力された時点の微分フィルタ5からのサンプル出力を除外して、微分フィルタ5を通過したDCオフセットの影響を受けないようにする(同上)。

【0149】

微分フィルタ5においてDCオフセットの急激な変化を検出するための閾値は、ゲイン切り替えの回数と受信信号レベルに基づいて計算することができる。例えば、ハイパス・フィルタ12の後段にRSSI回路を配設して、受信信号レベルを検出することができる(同上)。

【0150】

本発明では、同じOFDM信号が2シンボル繰り返して送信されるプリアンプルを用いて周波数オフセットの推定を行なう。図15に示したプリアンプル構成では、STSを用いてパケット検出、粗タイミング検出、周波数オフセット推定及び補正の信号処理を行なう必要がある。これらの信号処理は、一般に、DCオフセットに対して特性劣化の感度が大きい。

【0151】

図6では、ハイパス・フィルタの一種である微分フィルタ5の出力信号を用いることでDCオフセットの影響を除去することにより、周波数オフセット推定を高い精度で行なうように構成されている。同様に、パケット検出や粗タイミング検出に関しても、ハイパス・フィルタの出力信号を用いることで、DCオフセットに対する特性劣化を抑制することができると考えられる。

【0152】

図8には、ハイパス・フィルタの出力を用いて周波数オフセット推定及び補正、パケット検出及び粗タイミング検出を行なう同期回路周辺の構成例を示している。

【0153】

図示の同期回路は、I軸及びQ軸の各入力信号に対し、ハイパス・フィルタ21へのパスとDCオフセット推定部25のパスが設けられ、2つのスイッチ26及び27を排他的にオン/オフ制御することで、パスの切り替えが行なわれる。

【0154】

STSは、DCに最も近いサブキャリアは1.25MHzとサブキャリア間隔が比較的広い。このことに着目して、ハイパス・フィルタ21のカットオフ周波数を大きくして、DCオフセットの変動に対する応答特性を確保する。これにより、SNR特性の損失を最小にしながら、DCオフセットの影響を抑えることができる。

【0155】

また、同期処理を行なっている間、DCオフセット推定部25は、受信ベースバンド信

10

20

30

40

50

号からDCオフセットの推定を行なう。STSは0.8マイクロ秒の周期性を有するので、DCオフセットは移動平均などを用いて推定することができる。STSの先頭4シンボル分 $t_1 \sim t_4$ を自動ゲイン制御やDCオフセットなどに割いた場合、同期回路では最大6シンボル分 $t_5 \sim t_{10}$ すなわち4.8マイクロ秒の推定時間を得ることができるため、高精度のDCオフセット推定を行なうことができる。

【0156】

STSが終了するまでの間は、IQ入力端はハイパス・フィルタ21のパスに接続されており、周波数オフセット推定部22、パケット検出及び粗タイミング検出部23では、DCオフセットが除去された受信ベースバンド信号から、高い精度で周波数オフセットの推定、並びにパケット及び粗タイミングの検出が行なわれる。

10

【0157】

そして、STSが終了するタイミングでスイッチ26及び27のオン/オフが切り替えられ、IQ入力端はハイパス・フィルタ21のパスからDCオフセット補正のパスへ切り替えられる。STSが終了するタイミングには、粗タイミング検出部23の出力信号が用いられる。

【0158】

DCオフセット推定部25は、STSが終了するまでの十分に長い時間を用いてDCオフセット推定を行なうので、高精度なDCオフセット補正を実現することができる。また、STSが終了するタイミング以降では、ハイパス・フィルタ21へのパスはなくなる。すなわち、サブキャリア間隔が短くなるLTS以降の受信ベースバンド信号に対しては、大きなカットオフ周波数を用いるハイパス・フィルタ21によるDCオフセット除去は行なわれないので、SNR特性の劣化を考慮する必要はない。

20

【0159】

また、周波数オフセット補正部24は、STSが終了するまでの間に周波数オフセット推定部22が推定した周波数オフセットを用いて、STSが終了した以降の受信ベースバンド信号に対して周波数オフセットの補正を行なう。

【0160】

図8に示した同期回路構成では、ハイパス・フィルタ21へのパスと周波数オフセット補正部24へのパスの切り替えタイミングは、粗タイミングの検出信号をそのまま利用している。しかしながら、デジタル回路の処理遅延を考慮すると、STSの終端よりも早い段階で切り替えたほうがよい場合も考えられる。

30

【0161】

そこで、図9に示した同期回路構成では、粗タイミング検出部23の検出信号でスイッチ26及び27の切り替えを直接行なうのではなく、スイッチ制御部28を別途設けている。また、図10には、スイッチ制御部28によるスイッチ切り替えタイミングの調整方法の一例を示している。

【0162】

スイッチ制御部28は、スイッチの切り替えタイミングを、入力信号の相関値の移動平均値を用いて算出する。そして、あらかじめ閾値を設定しておき、移動平均値がその閾値を超えるタイミングをスイッチ26及び27への制御信号として出力する。図10に示すように、閾値を設定することで、スイッチ切り替えタイミングをパケット検出から粗タイミングに至るまでの区間で柔軟に調整することができる。

40

【0163】

図11には、ハイパス・フィルタ21の構成例を示している。図11Aは差分フィルタを用いた構成例であり、図11Bは移動平均によるDCオフセット推定と補正を用いた構成例である。

【0164】

また、図12には、DCオフセット推定部25の構成例を示している。スイッチ制御部28又は粗タイミング検出部23の出力信号を用いて、スイッチ26及び27切り替えタイミングでのDCオフセット推定値をそれ以後も保持できる構成となっている。したがっ

50

て、ＤＣオフセット補正部は、ＳＴＳが終了した以降の受信ベースバンド信号に対して、ＳＴＳが終了した時点での高い精度のＤＣオフセット推定値を用いてＤＣオフセット補正を行なうことができる。

【 ０ １ ６ ５ 】

図 ８ 及び 図 ９ に示した同期回路はいずれも、ＩＥＥＥ ８ ０ ２ ． １ １ a で規定されているプリアンプル構成のうちＳＴＳ部分のみを用いてＤＣオフセットを考慮した周波数オフセット補正を行なうように構成されており、ＳＴＳが終了した以降のＬＴＳの使用方法は任意である。

【 ０ １ ６ ６ 】

一般には、ＳＴＳを使って粗い周波数オフセット補正が行なわれた後に、ＬＴＳを用いてより精緻な周波数オフセット補正並びにチャンネル推定が行なわれる。したがって、より正確なチャンネル推定を実現するには、ＳＴＳにおいて周波数オフセットを適切に推定する必要がある。

【 ０ １ ６ ７ 】

図 １ ３ には、ロング・プリアンプル区間における周波数オフセット補正並びにチャンネル推定を行なう回路モジュールを含んだ同期回路周辺の構成例を示している。図示の例では、ＳＴＳ用の周波数オフセット推定部 ２ ２ 及び周波数オフセット補正部 ２ ４ とは別に、ＬＴＳ用の周波数オフセット推定部 ３ １ 及び周波数オフセット補正部 ３ ２ が独立して設けられ、さらにその後段にチャンネル推定部 ３ ３ が配設されている。一方の周波数オフセット推定部 ２ ２ では、ショート・プリアンプルを用いた粗い周波数オフセット推定が行なわれる（但し、先頭から ２ 個目までのショート・プリアンプル t_1 、 t_2 はマルチパスの影響を被っている可能性があるので、３ 個目以降のショート・プリアンプル $t_3 \sim t_{10}$ を用いて推定を行なう）。他方の周波数オフセット推定部 ３ １ では、ロング・プリアンプル T_1 、 T_2 を用いたより精緻な周波数オフセット推定が行なわれる。

【 ０ １ ６ ８ 】

ショート・プリアンプル区間が終了するタイミングにおいて、ＩＱ入力端はハイパス・フィルタ ２ １ のパスからＤＣオフセット補正のパスへ切り替えられる。ＬＴＳ以降では、ＤＣオフセット補正部は、ＳＴＳが終了するまでの十分に長い時間を用いて推定された正確なＤＣオフセットを、ＩＱの各入力信号から引き算することで、ＤＣオフセット補正を行なう。続く周波数オフセット補正部 ２ ４ は、ＳＴＳが終了するまでの間に周波数オフセット推定部 ２ ２ で推定された周波数オフセットの補正を施す。

【 ０ １ ６ ９ 】

周波数オフセット推定部 ３ １ は、ＳＴＳを用いて推定されたＤＣオフセット及び周波数オフセットが除去された後のＬＴＳ以降の受信ベースバンド信号を入力すると、さらに精緻な周波数オフセットの推定を行なう。周波数オフセット補正部 ３ ２ は、周波数オフセット推定部 ３ １ で推定された周波数オフセットをＬＴＳ以降の受信ベースバンド信号から除去する。

【 ０ １ ７ ０ 】

そして、チャンネル推定部 ３ ３ は、ＬＴＳを用いて２次的な（残留する）周波数オフセットが除去された受信ベースバンド信号を用いて、より精度の高いチャンネル推定を行なうことができる。

【 ０ １ ７ １ 】

図 １ ３ に示した回路構成では、ＬＴＳ以降の受信ベースバンド信号について周波数オフセットの推定及び除去を行なう回路モジュールを別途設けているが、周波数オフセット推定部 ３ １ 及び周波数オフセット補正部 ３ ２ がＬＴＳ以降の受信ベースバンド信号の周波数オフセットの推定及び除去をそれぞれ行なうように構成することもできる。図 １ ４ には、後者の場合の同期回路周辺の構成例を示している。

【 ０ １ ７ ２ 】

ＳＴＳが終了するタイミングにおいて、ＩＱ入力端はハイパス・フィルタ ２ １ のパスからＤＣオフセット補正のパスへ切り替えられる。ＬＴＳ以降では、ＤＣオフセット補正部

10

20

30

40

50

は、STSが終了するまでの十分に長い時間を用いて推定された正確なDCオフセットをIQの各入力信号から引き算して、DCオフセット補正を行なう。続いて、周波数オフセット補正部24は、STSが終了するまでの間に周波数オフセット推定部22で推定された周波数オフセットの補正を施す。

【0173】

また、STSが終了するタイミングにおいて、スイッチ27'もオンになり、周波数オフセット補正部24の出力端を周波数オフセット推定部22に帰還するパスができる。

【0174】

周波数オフセット推定部31は、STSを用いて推定されたDCオフセット及び周波数オフセットが除去された後のLTS以降の受信ベースバンド信号を入力して、さらに周波数オフセットの推定を行なう。周波数オフセット補正部32は、周波数オフセット推定部31で推定された周波数オフセットをLTS以降の受信ベースバンド信号から除去する。

【0175】

そして、チャンネル推定部33は、LTSを用いて2次的な(残留する)周波数オフセットが除去された受信ベースバンド信号を用いて、より精度の高いチャンネル推定を行なうことができる。

【0176】

ここまでは、ダイレクト・コンバージョン方式のOFDM受信機において、低雑音アンプのゲイン変動に伴ってDCオフセットが変動する場合に、周波数オフセット推定に対するDCオフセットの変動の影響を低減する方法について述べてきた。

【0177】

他方、ダイレクト・コンバージョン方式のOFDM受信機においては、ローカル信号の自己ミキシングに起因するDCオフセットだけでなく、IQ各軸のミキサに入力されるローカル信号の位相差と各ミキサ間の振幅差に起因するIQ不平衡の問題がある。IQ不平衡は、DCオフセットとともに周波数オフセットの推定精度を劣化する要因となり、ひいては復号特性にも影響する。そこで、以下では、IQ不平衡、並びに時間変動するDCオフセットが存在する場合における周波数オフセットの推定方法について詳解する。

【0178】

図1に示した受信機構成では、低雑音アンプ2のゲイン切り替えに伴ってDCオフセットのレベルが変動して、微分フィルタ5の出力がDCオフセットの変動が所定値以上となった場合には(図22を参照のこと)、そのシンボルを周波数オフセット推定から除外することによって、周波数オフセット推定に対するDCオフセットの変動の影響を低減するようになっている。しかしながら、IQ不平衡の影響に関しては十分考慮していない。

【0179】

ダイレクト・コンバージョン方式のOFDM受信機においては、ローカル信号の自己ミキシングに起因するDCオフセットだけでなく、IQ不平衡の問題がある。ダイレクト・コンバージョン方式では、デジタル領域でIF信号を持たないので、IQ直交復調をデジタル領域ではなくアナログ領域で行なわなければならない。このため、in位相(I)と直角位相(Quadrature: Q)の不釣り合いな成分によって、IQ不平衡が生じる。とりわけ、位相に関するIQ不平衡は、I及びQの各チャンネルのミキサに入力されるローカル信号間の位相差が正確に90度でないことに起因し、ゲインに関するIQ不平衡は、I及びQの各チャンネルの信号のゲイン差に起因する。

【0180】

図23には、IQ不平衡の原因を図解している。同図では、1つのローカル発振器からのローカル信号を2つのブランチに分配し、そのうちの1つのブランチの位相を90°だけ変化させることにより余弦(cossine)信号と正弦(sine)信号を生成している。この2つの信号の位相関係が90°よりずれたり若しくは振幅が異なったりすると、周波数変換後のベースバンド信号に歪が生じる。このような場合をIQ不平衡という。IQ不平衡はその歪の影響が微分フィルタを通過するため、周波数オフセットの推定精度を劣化させる。

10

20

30

40

50

【 0 1 8 1 】

ここで、仮に $\cos$ 信号と $\sin$ 信号の位相差を θ 、振幅差を λ [dB] とおくと、ローカル周波数 f_c のローカル信号の I 成分及び Q 成分は以下の通りとなり、それぞれのミキサに輸入される。

【 0 1 8 2 】

【 数 1 1 】

$$\text{I 成分 : } (1 + \alpha) \cos(2\pi f_c t - \theta/2)$$

10

$$\text{Q 成分 : } -(1 - \alpha) \sin(2\pi f_c t + \theta/2)$$

【 0 1 8 3 】

但し、 α は、振幅差 λ によって以下のように表される。

【 0 1 8 4 】

【 数 1 2 】

$$\alpha = \frac{10^{\lambda/20} - 1}{10^{\lambda/20} + 1}$$

20

【 0 1 8 5 】

そして、これらのローカル信号は各ミキサで受信信号 $r(i)$ と周波数乗算される。但し、複素伝送シンボルを $x_n = a_n + j b_n$ とする。

【 0 1 8 6 】

【 数 1 3 】

30

$$\begin{aligned} & r(t) (1 + \alpha) \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\theta}{2}\right) \\ &= \frac{(1 + \alpha)}{2} \sum_{n=-N/2}^{N/2} \left[(a_n - b_n) \left\{ \cos\left(2\pi(2f_c + nf_0)t - \frac{\theta}{2}\right) + \cos\left(2\pi nf_0 + \frac{\theta}{2}\right) \right\} \right. \\ & \quad \left. - (a_n + b_n) \left\{ \sin\left(2\pi(2f_c + nf_0)t - \frac{\theta}{2}\right) + \sin\left(2\pi nf_0 + \frac{\theta}{2}\right) \right\} \right] \end{aligned}$$

40

【 0 1 8 7 】

【数 1 4】

$$\begin{aligned}
& r(t) \left\{ - (1 - \alpha) \sin \left(2\pi f_c t + \frac{\theta}{2} \right) \right\} \\
&= - \frac{(1 - \alpha)}{2} \sum_{n=-N/2}^{N/2} \left[(a_n - b_n) \left\{ \sin \left(2\pi (2f_c + nf_0) t + \frac{\theta}{2} \right) - \sin \left(2\pi nf_0 - \frac{\theta}{2} \right) \right\} \right. \\
&\quad \left. + (a_n + b_n) \left\{ \cos \left(2\pi (2f_c + nf_0) t + \frac{\theta}{2} \right) - \cos \left(2\pi nf_0 - \frac{\theta}{2} \right) \right\} \right] \quad 10
\end{aligned}$$

【0 1 8 8】

したがって、I Q 不平衡を考慮しない場合の受信ベースバンド信号は上式 (7) のように表されたが、I Q 不平衡の影響を受けた場合には、複素受信ベースバンド信号は下式 (1 1) のように表される。但し、 i はショート・プリアンブルにおけるサンプル番号であり、同式中の上付き文字 $*$ は複素共役を表す。

【0 1 8 9】

【数 1 5】

$$\hat{r}(i) = \left(\cos \frac{\theta}{2} + j\alpha \sin \frac{\theta}{2} \right) r(i) + \left(\alpha \cos \frac{\theta}{2} - j \sin \frac{\theta}{2} \right) r^*(i) \quad \dots (11) \quad 20$$

$$\hat{r}(i) = \phi r(i) + \psi^* r^*(i)$$

但し、

$$\phi = \cos \frac{\theta}{2} + j\alpha \sin \frac{\theta}{2} \quad 30$$

$$\psi = \alpha \cos \frac{\theta}{2} + j \sin \frac{\theta}{2}$$

【0 1 9 0】

したがって、I Q 不平衡の影響を受けた場合の微分フィルタ 5 から出力される差分信号は下式 (1 2) の通りとなる。

【0 1 9 1】

【数 1 6】

$$\begin{aligned}
d(i) &= \hat{r}(i+1) - \hat{r}(i) \\
&= \phi(r(i+1) - r(i)) + \psi^*(r^*(i+1) - r^*(i)) \quad \dots (12) \quad 40
\end{aligned}$$

【0 1 9 2】

そして、周波数オフセット推定部 6 では、上式 (1 2) の差分信号を基に周波数オフセットを行なわれる。乗算器 2 0 5 では、 $N / 4$ サンプル分だけ遅延した差分信号と乗算して、サンプル毎の周波数オフセット推定用ベクトルを得る。I Q 不平衡を含んだ微分フィルタ 5 出力の自己相関値 (すなわち周波数オフセット推定用ベクトル) は下式 (1 3) の 50

通りとなる。

【 0 1 9 3 】

【 数 1 7 】

$$\begin{aligned} & \hat{d}\left(i + \frac{N}{4}\right) \hat{d}^*(i) \\ &= |\phi|^2 |r(i+1) - r(i)|^2 \exp(j2\pi\Delta f N/4) + \phi^* \psi^* (r^*(i+1) - r^*(i))^2 \exp(-j2\pi\Delta f N/4) \\ &+ \phi \psi (r(i+1) - r(i))^2 \exp(j2\pi\Delta f N/4) + |\psi|^2 |r(i+1) - r(i)|^2 \exp(-j2\pi\Delta f N/4) \\ &\dots(13) \end{aligned} \quad 10$$

【 0 1 9 4 】

ここで、上式(13)で表される周波数オフセット情報は4つの項からなるが、各項を複素空間上にベクトルとして表現すると、図24の通りとなる。

【 0 1 9 5 】

上式(13)の第1項は周波数オフセットにのみ依存するベクトルである。すなわち、受信ベースバンド信号にI/Q不平衡が含まれない場合には、乗算器205からは第1項のみが出力され、このベクトルの角度から周波数オフセットを推定することができる。

20

【 0 1 9 6 】

また、上式(13)の第2～4項は、I/Q不平衡によって発生する項であり、これらの項が周波数オフセットの推定精度を劣化させる。ここで、第4項に関しては $|\psi|^2$ は極めて小さい値なので無視する(α は0.1程度、 θ は0.05°程度であり、 ψ が小さいことは明らかである)。また、第2項と第3項は複素共役の関係にあり、これら2つの項を加算すると実数成分のみが残り、これが周波数オフセットの推定精度を劣化する主な要因になると思料される。

【 0 1 9 7 】

乗算器205によりショート・プリアンブル毎の相互相関結果を、加算器206を用いてすべてのショート・プリアンブルにわたって加算して、周波数オフセット Δf が推定される。この相互相関結果の合計に含まれる歪みは、合計するサンプル数や、プリアンブル信号のパターンに依存する。

30

【 0 1 9 8 】

図21には微分フィルタ5及び周波数オフセット推定部6の構成例を示したが、これは、時間変動するDCオフセットには配慮したものの、周波数オフセット推定の際にI/Q不平衡の影響を十分に考慮したものではない。そこで、I/Q不平衡の影響を抑制する微分フィルタ5及び周波数オフセット推定部6の構成例として図25を提案する。同図において、微分フィルタ5は、遅延器301と加算器302で構成される。また、周波数オフセット推定部6は、遅延器303と、複素共役計算回路304と、乗算器305と、乗算器306と、係数計算回路307と、加算器309と、記憶素子310と、位相検出回路311で構成される。

40

【 0 1 9 9 】

以下、図25を参照しながら、周波数オフセット推定時におけるI/Q不平衡及びDCオフセットの時間的変動により影響を抑制して、より正確な周波数オフセットの推定を行なうための動作について説明する。

【 0 2 0 0 】

アンテナによる受信信号は、バンドパス・フィルタ1及び低雑音アンプ2を通過して、所望のOFDM信号だけが増幅される。増幅された信号は、ミキサ3によりローカル発振器11からのローカル信号と乗算され、ベースバンド信号に変換される。この受信ベースバンド信号はAD変換器4によりデジタル信号に変換される。ここで、I/Q不平衡に起因

50

する振幅差を α とし、位相差を θ とすると、受信ベースバンド信号は、上式(11)のよう
に表される。

【0201】

微分フィルタ5は、遅延器301と加算器302で構成される。遅延器301の入力には、AD変換器4によるAD変換信号を入力する。また、加算器302の第1の入力にAD変換信号を入力するとともに、第2の入力に遅延器301の出力を反転入力して、両信号を引き算する。したがって、微分フィルタ5は、この受信ベースバンド信号に対し、下式(12)のような処理を行なう。

【0202】

続く周波数オフセット推定部6は、遅延器303と、複素共役計算回路304と、乗算器305と、乗算器306と、係数計算回路307と、加算器309と、記憶素子310と、位相検出回路311で構成される。上記の加算器302の出力は、遅延器303及び乗算器305の第1の入力に入力される。遅延器303では、ショート・プリアンプル長 $N/4 (= 16)$ サンプル分だけ入力信号を遅延させて、後段の複素共役計算回路304に出力する。複素共役計算回路304の出力は、乗算器305の第2の入力に入力される。したがって、周波数オフセット推定部6では、ショート・プリアンプル $t_1, t_2 \dots$ 毎に上式(13)に示した処理を行なう。

【0203】

上式(13)の第1項は周波数オフセット Δf を含んだベクトルである。このベクトルを加算器309及び記憶素子310で加算し、その回転角を位相検出器311で検出することによって、周波数オフセット値 Δf の値を推定することができる。

【0204】

既に述べたように、上式(13)の第2～4項はIQ不平衡によって発生する項であり、これらの項が周波数オフセットの推定精度を劣化させる。このうち第4項に関しては、 ψ の絶対値が小さいので無視することができる(前述)。そして、第2項と第3項は複素共役の関係にあり、これら2つの項を加算すると実数成分のみが残り、その成分が周波数オフセットの推定精度を劣化する主要因になる。

【0205】

ここで、第2項及び第3項はショート・プリアンプル $r(i)$ のパターンと周波数オフセットに依存したベクトルであり、その方向は一定ではない。したがって、乗算器305から出力されるプリアンプル・シンボル毎の周波数オフセット推定値を、記憶素子310と加算器309を用いて十分なサンプル数にわたって加算すれば、式(13)の第1項が増加する一方で、第2～4項の歪成分は相対的に第1項に比べて小さくなる。後段の位相検出回路311で検出すれば、より正確な周波数オフセットを推定することができる

【0206】

ところが、周波数オフセット推定部6が周波数オフセットの推定を行なっている期間に低雑音アンプ2のゲイン切り替えが行なわれると、大きなゲインが設定されているときに推定された周波数オフセットに含まれるIQ不平衡成分が大きくなるため、複数のプリアンプル・シンボルにわたって推定された周波数オフセットを単純に加算すると、IQ不平衡成分の占める割合を十分に小さくすることはできないことが懸念される。

【0207】

受信機では、通常、信号検出開始時には低雑音アンプ2に大きなゲインが決定され、その後は受信信号電力に適應して低いゲインに切り換えられる。具体的には、自動ゲイン制御回路は信号検出開始時には低雑音アンプ2に対して大きなゲインを設定しておき、先頭から4個目までのショート・プリアンプル $t_1 \sim t_4$ を用いて適切なゲインを決定して、5個目のショート・プリアンプル t_5 の先頭で低いゲインに切り換えられる。ゲインの切り換えレベルは20dB程度である。

【0208】

先頭から2個目までのショート・プリアンプル $t_1 \sim t_2$ はマルチパスの影響を考慮して周波数オフセット推定に使用しないものとする、低雑音アンプ2のゲイン切り替えが行

10

20

30

40

50

なわれる前後における（乗算器 305 が出力する）周波数オフセットを複素空間上で表した周波数オフセット推定用のベクトルは、例えば図 26 に示すようにベクトルの大きさが著しく相違する。すなわち、ショート・プリアンプル・シンボル t_3 と t_4 に対応した乗算器 305 の出力の絶対値は大きくなる一方、ショート・プリアンプル・シンボル t_5 と t_{10} に対応した乗算器 305 の出力の絶対値は小さくなる。 t_3 と t_4 に対応した乗算器 305 の出力は 15 サンプルしかない。したがって、 t_3 と t_4 に対応した乗算器 305 の出力に含まれる上式 (13) の第 2 項並びに第 3 項の合成ベクトルは、第 1 項に比べて比較的大きい値のまま記憶素子 310 に残る。

【0209】

図 21 に示した構成では、 t_3 から t_{10} に至るすべてのショート・プリアンプルの相互相関結果を合計して周波数オフセットの推定を行なう。相互相関をとったサンプル数が大きいほど、上式 (13) 中の第 2 項及び第 3 項に依拠する歪みを抑制することができる。しかしながら、低雑音アンプ 2 のゲイン切り替えを行なうと、ショート・プリアンプル・シンボル t_3 と t_4 に関するサンプルの振幅が他のプリアンプル・シンボルに比べ極めて大きいことから、第 2 項及び第 3 項に依拠する歪み成分が推定ベクトルに残存してしまう。この結果、ショート・プリアンプル・シンボル t_5 と t_{10} に対応した乗算器 205 の出力 79 サンプルを記憶素子 310 の出力に順次加算して得られる合成推定ベクトル（図 27 を参照のこと）による周波数推定の精度は劣化する。

【0210】

これに対し、図 25 に示した周波数オフセット推定部 6 の構成では、リアンブル・シンボル毎に推定した各周波数オフセットに対して、対応するプリアンプル・シンボル受信時に低雑音アンプ 2 に設定されたゲインに応じた重み付け加算して最終的な周波数オフセット値を得るようにしている。したがって、低雑音アンプ 2 のゲイン切り換えを行なった以降のサンプルに対してより大きな重み付けを行なう（あるいは、ゲイン切り換え前のサンプルを周波数オフセット推定に使用しない）ことにより、周波数オフセット推定値に含まれる I/Q 不平衡成分を相対的に小さくすることができ、最終的にはより精度の高い周波数オフセットを得ることができるようになる。

【0211】

具体的には、乗算器 305 の出力信号の絶対値を係数計算回路 307 に入力し、対応した係数を乗算器 306 に入力する。係数計算回路 307 では、乗算器 305 の出力信号の絶対値に応じて、例えば以下のいずれかの方法により重み係数を計算する。乗算器 305 の出力信号の絶対値に応じた重み係数を計算することは、低雑音アンプ 2 に対して設定されるゲインの大小に応じた重み係数を計算することとほぼ等価である。

【0212】

（方法 1）

閾値を設けて乗算器 305 の出力信号の絶対値が閾値を超えたら係数を 0 とし、閾値を超えなかったら係数を 1 とする。この閾値は例えば RSSI (Received Signal Strength Indicator: 受信信号強度) から算出する。この場合、周波数オフセットは以下の式 (14) より推定される。

【0213】

【数 18】

$$\Delta f = \arg \left\{ \sum_{i=5N/4+1}^{10N} \hat{d} \left(i + \frac{N}{4} \right) \hat{d}^* (i) \right\} / (2\pi N / 4) \quad \dots (14)$$

【0214】

この（方法 1）を言い換えると、低雑音アンプ 2 のゲイン切り換えを行なった以降のショート・プリアンプル $t_5 \sim t_{10}$ から周波数オフセットを推定することに相当する。この場合、相互相関をとるサンプル数が増えるとともに、I/Q 不均衡に依拠する歪み項を減ら

10

20

30

40

50

すことができる。

【 0 2 1 5 】

(方法 2)

乗算器 3 0 5 の出力信号の絶対値の逆数を係数とする。この場合、周波数オフセットは以下の式より推定される。

【 0 2 1 6 】

【 数 1 9 】

$$\Delta f = \arg \left\{ \sum_{i=2N/4+1}^{3N} \frac{\hat{d}\left(i + \frac{N}{4}\right) \hat{d}^*(i)}{\left| \hat{d}\left(i + \frac{N}{4}\right) \hat{d}^*(i) \right|} + \sum_{j=5N/4+1}^{10N} \hat{d}\left(j + \frac{N}{4}\right) \hat{d}^*(j) \right\} / (2\pi N / 4) \quad 10$$

...(15)

【 0 2 1 7 】

但し、ここでは図 2 6 に示したようにショート・プリアンプル t_4 と t_5 の間で低雑音アンプ 2 のゲイン切り替えが瞬時に行なわれるものとする。このような処理によって、I Q 不平衡に起因して加算器 3 0 2 の出力に表れる歪成分の影響を低減することができる。 20

【 0 2 1 8 】

図 2 8 には、上記の (方法 1) を用いた場合に周波数オフセット推定部 6 で得られる合成推定ベクトルを示している。図示のように、低雑音アンプ 2 のゲインを低下する前のショート・プリアンプル・シンボル t_3 と t_4 を用いて得られる推定ベクトルはキャンセルされるので、図 2 7 に示した例とは相違し、十分なサンプル数にわたって加算すれば、式 (1 3) の第 1 項が増加する一方で、第 2 ~ 4 項の歪成分は相対的に第 1 項に比べて小さくなる。

【 0 2 1 9 】

また、図 2 9 には、上記の (方法 1) を用いた場合の周波数オフセット推定精度 (平均 2 乗誤差対正規化周波数オフセット値) の値を、図 2 1 に示した構成を用いた場合と比較して示している。 30

【 0 2 2 0 】

このように、図 1 に示した受信機において、微分フィルタ 5 及び周波数オフセット推定部 6 を図 2 5 に示すように構成することによって、I Q 不平衡及び時間変動する D C オフセットが存在する場合にも簡単な信号処理で正確に周波数オフセットを推定することができる。

【 0 2 2 1 】

(2) 第 2 の実施形態

上述した第 1 の実施形態では、ダイレクト・コンバージョン方式の OFDM 受信機は I Q 不平衡及び時間変動する D C オフセットが存在する環境下においても簡単な信号処理により正確に周波数オフセットを推定するための手法を採用している。しかし、このような装置構成は、あくまでも適切な周波数オフセット推定を実現するためのものであって、周波数オフセットと併せて I Q インバランスを補正するためのものとはなっていない。その一方において、本発明の基本構成の下では、単純な周波数オフセット補正のみならず I Q インバランスの補正を併せて実現することも可能となっている。 40

【 0 2 2 2 】

そこで、以下では、本発明の基本構成を確保しつつ、I Q インバランスを補正する構成も備えた第 2 の実施形態について説明する。

【 0 2 2 3 】

図 3 3 及び図 3 4 には、本発明の第 2 の実施形態に係る無線通信装置の受信機系統の構成を示しているが、いずれの装置も I Q インバランスの推定、並びに推定した I Q インバランスの補正を行なう仕組みを備えているという点を十分理解されたい。各図において、図 1 並びに図 2 1 に示したものと同一の構成要素に関しては同一の参照番号を付与している。

【 0 2 2 4 】

各図に示す O F D M 受信機では、微分フィルタ 5 からの出力信号は、周波数オフセット推定部 6 のみならず、I Q インバランス推定部 1 0 0 0 にも入力されている。

【 0 2 2 5 】

微分フィルタ 5 からの出力信号は上式 (1 2) に示したとおりであるが、この出力信号に対して $N / 4$ (= 1 6) サンプル分だけ遅延した信号は、下式 (1 6) のように表されることになる (但し、 $\eta = r(i) - r(i - 1)$ 、 $\gamma = \exp(j 2 \pi \Delta f (N / 4))$ とする)。

【 0 2 2 6 】

【 数 2 0 】

$$\begin{aligned} d\left(i + \frac{N}{4}\right) &= \phi\left(r\left(i + \frac{N}{4}\right) - r\left(i + \frac{N}{4} - 1\right)\right) + \psi^*\left(r^*\left(i + \frac{N}{4}\right) - r^*\left(i + \frac{N}{4} - 1\right)\right) \\ &= \phi(r(i) - r(i - 1)) \exp\left(j 2 \pi \Delta f \frac{N}{4}\right) + \psi^*(r(i) - r(i - 1))^* \exp\left(-j 2 \pi \Delta f \frac{N}{4}\right) \\ &= \phi \eta \gamma + \psi^* \eta^* \gamma^{-1} \\ &\quad \dots(16) \end{aligned} \quad 10 \quad 20$$

【 0 2 2 7 】

同様に、上式 (1 2) により示される信号に対して $N / 4$ サンプル分だけ進んだ信号は、下式 (1 7) のように表される。

【 0 2 2 8 】

【 数 2 1 】

$$\begin{aligned} d\left(i - \frac{N}{4}\right) &= \phi\left(r\left(i - \frac{N}{4}\right) - r\left(i - \frac{N}{4} - 1\right)\right) + \psi^*\left(r^*\left(i - \frac{N}{4}\right) - r^*\left(i - \frac{N}{4} - 1\right)\right) \\ &= \phi(r(i) - r(i - 1)) \exp\left(-j 2 \pi \Delta f \frac{N}{4}\right) + \psi^*(r(i) - r(i - 1))^* \exp\left(j 2 \pi \Delta f \frac{N}{4}\right) \\ &= \phi \eta \gamma^{-1} + \psi^* \eta^* \gamma \\ &\quad \dots(17) \end{aligned} \quad 30 \quad 40$$

【 0 2 2 9 】

上記の各式 (1 6) 及び (1 7) 中、 γ は上式 (1 3) から得られる値であるから、周波数オフセット推定部 6 内の位相検出回路 2 0 8 による処理で得られる。したがって、位相検出回路 2 0 8 における算出値を I Q インバランス推定部 1 0 0 0 にフィードバックすることによって、上記の各式 (1 6) 及び (1 7) から未知数を 1 つ削減することができ、各式 (1 6) 及び (1 7) を d 、 ϕ 及び η の関数として扱うことができる。この結果、3 個の未知の変数 ϕ 、 η 及び d に対して、3 式 (1 2)、(1 6)、及び (1 7) が得られ、すべての変数に対して解を導き出すことができることが分かる。

【 0 2 3 0 】

そこで、上記の 3 式 (1 2)、(1 6)、及び (1 7) の各々に対応する 3 つのサンプルに対して、以下の式 (1 8) 及び (1 9) に対応した処理を施す。

【 0 2 3 1 】

【 数 2 2 】

$$\frac{d\left(i - \frac{N}{4}\right) - d(i)\gamma^{-1}}{\gamma - \gamma^{-1}} = \psi^* \eta^* \quad \dots(18)$$

10

【 0 2 3 2 】

【 数 2 3 】

$$\frac{d\left(i + \frac{N}{4}\right) - d(i)\gamma}{\gamma - \gamma^{-1}} = \phi \eta \quad \dots(19)$$

【 0 2 3 3 】

20

したがって、これらの式 (1 8) 及び (1 9) から、下式 (2 0) に示す関係が得られることになる。

【 0 2 3 4 】

【 数 2 4 】

$$\frac{\psi^*}{\phi^*} = \frac{d\left(i - \frac{N}{4}\right) - d(i)\gamma^{-1}}{\left(d(i)\gamma - d\left(i + \frac{N}{4}\right)\right)^*} = \varepsilon \quad \dots(20)$$

30

【 0 2 3 5 】

一方、上述した式 (1 1) より、 ϕ 及び ψ はそれぞれ下式のように表される。

【 0 2 3 6 】

【 数 2 5 】

$$\phi = \cos \frac{\theta}{2} + j \alpha \sin \frac{\theta}{2}$$

40

$$\psi = \alpha \cos \frac{\theta}{2} + j \sin \frac{\theta}{2}$$

【 0 2 3 7 】

したがって、両式をそれぞれ近似すると、 ϕ 及び ψ は以下のように表される。

【 0 2 3 8 】

【数 2 6】

$$\phi = \cos \frac{\theta}{2} + j\alpha \sin \frac{\theta}{2} \approx 1 + j\alpha \frac{\theta}{2}$$

$$\psi = \alpha \cos \frac{\theta}{2} + j \sin \frac{\theta}{2} \approx \alpha + j \frac{\theta}{2}$$

【0 2 3 9】

10

なお、これらの式に含まれる α 及び θ は、既に述べたように、以下を表すものである。

(i) α = I 成分及び Q 成分の振幅値

(i i) θ = c o s i n e 信号と s i n e 信号の位相差

【0 2 4 0】

ここで、I Q インバランスは、信号の I 成分と Q 成分が以下の 2 つの関係 (a) 及び (b) を有することに起因して発生する。

【0 2 4 1】

(a) 周波数変換を行なうため、ミキサ 3 に入力されるローカル信号 (すなわち、ローカル信号発振器 1 1 の出力信号) は、P L L からの出力信号を 2 つに分配し、その 1 つを 9 0 度位相器に通すことによって生成される。ここで、P L L からの出力信号が高周波の信号である場合、この位相器の位相回転量が正確に 9 0 度にならず (すなわち、信号の I 成分と Q 成分が直交せず)、この結果、位相差 θ が発生すること。

20

(b) 位相器による損失や I Q 成分間の増幅器の増幅度の誤差などにより A / D 変換器入力における I 成分と Q 成分に新婦草が荘司、 α の値がゼロとならないこと。

【0 2 4 2】

これらの関係 (a) 及び (b) から、3 つのサンプル $d (i - N / 4)$ 、 $d (i)$ 、 $d (i + N / 4)$ に基づいて、 α 及び θ の値を算出する。そして、当該算出された α 及び θ の値に基づいて、複素受信ベースバンド信号に補正を施すことによって、I Q インバランスを補正することができる。

【0 2 4 3】

30

そこで、本実施形態に係る O F D M 受信機は、I Q インバランス推定部 1 0 0 0 において、 α 及び θ を算出する (すなわち、I Q インバランスを推定する) とともに、この算出値に対応する補正係数を I Q インバランス補正部 1 1 0 0 により複素受信ベースバンド信号に乗算することで、I Q インバランスの補正を実現するように構成されている。

【0 2 4 4】

以下では、I Q インバランス推定部 1 0 0 0 において、 α 及び θ を算出する際の具体的な手法について説明する。

【0 2 4 5】

まず、上式 (2 0) に ϕ 及び ψ の近似式を代入すると、下式 (2 1) が得られる。

【0 2 4 6】

40

【数 2 7】

$$\varepsilon = (\varepsilon_I + j\varepsilon_Q) = \frac{\left(\alpha + j\frac{\theta}{2}\right)^*}{\left(1 + j\alpha\frac{\theta}{2}\right)^*} = \frac{\left(\alpha - j\frac{\theta}{2}\right)}{\left(1 - j\alpha\frac{\theta}{2}\right)} \quad \dots(21)$$

【0 2 4 7】

50

ここで、上式(21)を実数部分と虚数部分にそれぞれ分けて解くと、下式(22)及び(23)の通りとなる。

【0248】

【数28】

$$\alpha = \varepsilon_I + \varepsilon_Q \alpha \frac{\theta}{2} \quad \dots(22)$$

【0249】

【数29】

10

$$\frac{\theta}{2} = -\varepsilon_Q + \varepsilon_I \alpha \frac{\theta}{2} \quad \dots(23)$$

【0250】

上式(22)及び(23)から、 α 及び θ は、それぞれ下式(24)及び(25)なる値として得られる。

【0251】

【数30】

20

$$\varepsilon_I \alpha^2 + (-\varepsilon_I^2 - \varepsilon_Q^2 - 1)\alpha + \varepsilon_I = 0$$

$$\alpha = \frac{-(-\varepsilon_I^2 - \varepsilon_Q^2 - 1) - \sqrt{(-\varepsilon_I^2 - \varepsilon_Q^2 - 1)^2 - 4\varepsilon_I^2}}{2\varepsilon_I} \quad \dots(24)$$

【0252】

【数31】

30

$$\theta = 2 \left(\frac{-\varepsilon_Q}{1 - \varepsilon_I \alpha} \right) \quad \dots(25)$$

【0253】

ここで、 ε は上式(20)で示される。一方、同式(20)内の変数 d は、微分フィルタ5からの出力信号として得られるものである。また、 y は、位相検出回路208で算出されるものであり、微分フィルタ5からの出力信号(すなわち、 d に対応)と、位相検出回路208からのフィードバック信号(すなわち、 y に対応)から ε を算出して、 α 及び θ を算出できることが分かる。

40

【0254】

本実施形態において、I/Qインバランス推定部1000は、上記の処理を実行して、 α 及び θ を算出し、この算出値に対応する補正係数を乗算器からなるI/Qインバランス補正部1100に出力する。この結果、当該補正係数がI/Qインバランス補正部1100により複素受信ベースバンド信号に乗算され、複素受信ベースバンド信号に発生したI/Qインバランスが補正されることになる。

【0255】

なお、I/Qインバランス補正部1100には、ADC4とDFT8の間のいずれかの場所に配設される。但し、I/Qインバランス補正部1100を周波数オフセット補正部7よりも上流側に配設することにより、受信特性を向上することができるとが実験的に判っ

50

ている。また、微分フィルタ5への分岐点xよりも上流側でI Qインバランス補正を行ない、当該補正後の信号を微分フィルタ5に分岐させた場合、分岐点xよりも下流でI Qインバランス補正を行なう場合よりも、受信特性をさらに向上することができることが実験的に判っている。かかる観点から、本実施形態に係るOFDM受信機では、図33に示したように、ADC4と、分岐点xの間にI Qインバランス補正部1100を配設する構成を採用している。

【0256】

勿論、I Qインバランス補正部1100を配設する位置を変更しても、所望の効果を達成することは可能である。したがって、本発明の要旨はI Qインバランス補正部1100の特定の配設位置に限定されるものでない、ということをも十分に理解されたい。

10

【0257】

また、本発明の要旨は、 α 及び θ の値に基づいて補正係数を決定する特定の手法に限定されるものではない。例えば、I Qインバランス推定部1000に α 及び θ の算出値に対応する補正係数を実験的に求めておき、当該実験値を α 及び θ の各値と対応付けしたテーブルをI Qインバランス推定部1000に装備するようにしてもよい。また、他の手法としては、 α 及び θ の値から、直接的に算出するようにすることも可能である。後者の場合、以下の方法を採用することができる。

【0258】

すなわち、上式(11)より、複素受信ベースバンド信号は下式(26)として得られる。

20

【0259】

【数32】

$$\begin{aligned}\hat{r}(i) &= \hat{r}_I(i) + j\hat{r}_Q(i) \\ &= \left(\cos \frac{\theta}{2} + j\alpha \sin \frac{\theta}{2} \right) (r_I(i) + jr_Q(i)) + \left(\alpha \cos \frac{\theta}{2} - j \sin \frac{\theta}{2} \right) (r_I(i) - jr_Q(i)) \\ &= \left(\cos \frac{\theta}{2} + \alpha \cos \frac{\theta}{2} \right) r_I(i) + \left(-\sin \frac{\theta}{2} - \alpha \sin \frac{\theta}{2} \right) r_Q(i) \\ &\quad + j \left(-\sin \frac{\theta}{2} + \alpha \sin \frac{\theta}{2} \right) r_I(i) + j \left(\cos \frac{\theta}{2} - \alpha \cos \frac{\theta}{2} \right) r_Q(i)\end{aligned}$$

30

...(26)

【0260】

したがって、下式(27)となる補正係数を求めて、複素受信ベースバンド信号に乗算すれば、I Qインバランスを補正することができることになる。他の要素の構成及び動作に関しては、第1の実施形態と同様である。

40

【0261】

【数33】

$$\begin{pmatrix} \hat{r}_I(i) \\ \hat{r}_Q(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \frac{\theta}{2} + \alpha \cos \frac{\theta}{2} & -\sin \frac{\theta}{2} - \alpha \sin \frac{\theta}{2} \\ -\sin \frac{\theta}{2} + \alpha \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} - \alpha \cos \frac{\theta}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_I(i) \\ r_Q(i) \end{pmatrix} \quad \dots(27)$$

【0262】

このように、本実施形態に係るOFDM受信機によれば、微分フィルタ5からの複素受

50

信ベースバンド信号に基づいて I Q インバランス補正部 1 0 0 0 が補正係数を算出する。そして、この算出された補正係数を I Q インバランス補正部 1 1 0 0 により複素受信ベースバンド信号に乗算することで、複素受信ベースバンド信号中に含まれる I Q インバランスを補正することが可能となる。

【 0 2 6 3 】

かかる手法を採用したときの O F D M 受信機における M S E 特性を図 3 5 及び図 3 6 に示しているが、良好な状態であることを理解できよう。なお、これら両図の実験値は、L N A においてゲイン切り換えがなされていない環境下で、 $\alpha = 0.05$ 、 $\theta = 5$ 度とした場合の M S E であり、図 3 5 が α の誤差推定の M S E であり、図 3 6 が θ の誤差推定の M S E である。

10

【 0 2 6 4 】

これまでは、図 1 に示した第 1 の実施形態に係る O F D M 受信機において、図 2 1 に示した微分フィルタ 5 及び周波数オフセット推定部 6 に対応した I Q インバランス補正方法について述べてきた。さらに他の受信機構成に対しても上記の I Q インバランス補正方法を同様に適用することができるので、以下で説明する。

【 0 2 6 5 】

(2 - 1) 微分フィルタ 5 及び周波数オフセット推定部 6 の他の構成

図 3 7 には、図 2 5 に示した微分フィルタ 5 及び周波数オフセット推定部 6 に対応した O F D M 受信機に対して I Q インバランス補正を適用した（すなわち、I Q インバランス推定部 1 0 0 0 を追加した）構成例を示している。但し、同図において、図 2 5 と同一の構成要素については同一の参照番号を付与している。

20

【 0 2 6 6 】

図 3 7 では、図 3 4 に示した構成と同様に、微分フィルタ 5（すなわち、遅延器 3 0 1 及び加算器 3 0 2）の出力信号が I Q インバランス推定部 1 0 0 0 に入力されるとともに、位相検出回路 3 1 1 からの y に対応した信号がフィードバックされるように構成されている。I Q インバランス推定部 1 0 0 0 は、これらの入力信号に基づいて、上式（16）～（25）に対応した処理を実行し、I Q インバランスの補正係数を算出する。そして、この算出された補正係数が、I Q インバランス補正部 1 1 0 0 において複素受信ベースバンド信号と乗算されることによって、複素受信ベースバンド信号に発生した I Q インバランスを補正することができる。なお、図 3 7 中の他の構成要素における処理は図 2 5 と同様なので、ここでは説明を省略する。

30

【 0 2 6 7 】

(2 - 2) O F D M 受信機の他の構成

(2 - 2 - 1) 他の形態 1

図 3 3 には O F D M 受信機の構成を示したが、それ以外にも図 3 8 ～図 4 1 に示した受信機構成も可能である。図 3 8 では、図 4 に示した O F D M 受信機に対して I Q インバランス補正を行なうための構成要素を追加した受信機の構成を示している。また、図 3 9、図 4 0、図 4 1 はそれぞれ、図 5、図 6、図 7 に示した O F D M 受信機に対して I Q インバランス補正を行なうための構成要素を追加した受信機の構成を示している。

【 0 2 6 8 】

40

図 3 8 ～図 4 1 のいずれに示した受信機においても、I Q インバランス推定部 1 0 0 0 に対して、(i) 微分フィルタ 5（図 3 4 を参照のこと）からの出力信号が入力されるとともに、(i i) 位相検出回路 3 1 1 から y に対応した信号がフィードバックされ、I Q インバランス推定部 1 0 0 0 が、これらの入力信号に基づいて上式（16）～（25）に対応した処理を実行して、補正係数を算出するようになっている。そして、この補正係数に基づいて、I Q インバランス補正部 1 1 0 0 が複素受信ベースバンド信号に発生した I Q インバランスを補正する。なお、他の構成要素とその動作については、図 4、図 5、図 6、図 7 に示したものと同様なので、ここでは説明を省略する。

【 0 2 6 9 】

ここで、図 3 8 ～図 4 1 のいずれの O F D M 受信機構成においても、上述したように I

50

Ｑインバランス補正部 1 1 0 0 を配設する位置は任意であり、ＡＤＣ 4 と、ＤＦＴ 8 の間であればいずれに場所に配置することもできる。但し、図 3 8 ～図 4 1 に示した各 ＯＦＤＭ受信機では、受信特性を向上させるべく、以下のような手法を採用している。

【 0 2 7 0 】

(i) 図 3 8 及び図 4 1 に示した ＯＦＤＭ受信機の場合

微分フィルタ 5 に対して ＩＱインバランスを補正した後の信号を入力するために、ＡＤＣ 4 と分岐点 x の間に ＩＱインバランス補正部 1 1 0 0 を配設している。

【 0 2 7 1 】

(i i) 図 3 9 及び図 4 0 に示した ＯＦＤＭ受信機の場合

以下の 2 つの理由から、ＤＣオフセット補正部 1 0 からの出力信号に対して ＩＱインバ
ランスの補正を施し、その後に周波数オフセット補正を行なう構成を採用している。

10

< 理由 1 >

ＤＣオフセット補正する前に ＩＱインバランス補正を行なうよりも、ＤＣオフセット補正した後に ＩＱインバランス補正を行なう方が、受信特性が向上する。

< 理由 2 >

ＩＱインバランス補正する前に周波数オフセット補正を行なうよりも、ＩＱインバ
ランスを補正した後に周波数オフセット補正を行なう方が、受信特性が向上する。

【 0 2 7 2 】

(2 - 2 - 2) 他の形態 2

図 8 及び図 9 に示した同期回路構成においても、ＩＱインバランス補正を行なうための
構成を追加することができる。図 4 2 及び図 4 3 には、図 8 及び図 9 に示した同期回路に
対して ＩＱインバランス補正を行なうための構成要素を追加した構成例をそれぞれ示して
いる。但し、図 4 2 及び図 4 3 中で図 8 及び図 9 に示したものと同一の構成要素につい
ては同一の参照番号を付与している。以下、各図に示した装置構成について説明する。

20

【 0 2 7 3 】

図 4 2 に示した同期回路を備えた ＯＦＤＭ受信機では、図 8 と同様、Ｉ軸及びＱ軸の各
入力信号は、2 つのスイッチ 2 6 及び 2 7 を排他的にオン／オフ制御することによって、
ＨＰＦ 2 1 又はＤＣオフセット推定部 2 5 のいずれかに入力されるように入力切り換えが
なされる。入力信号が ＨＰＦ 2 1 に入力されているときに、ＩＱインバランス推定部 1 0
0 0 が補正係数を算出することになる。なお、同図中の他の構成要素に関しては図 8 と同
様なので、ここでは説明を省略する。

30

【 0 2 7 4 】

図 4 2 に示した同期回路を備えた ＯＦＤＭ受信機では、図 8 と同様、Ｉ軸及びＱ軸の各
入力信号は、2 つのスイッチ 2 6 及び 2 7 を排他的にオン／オフ制御することによって、
ＨＰＦ 2 1 又はＤＣオフセット推定部 2 4 のいずれかに入力されるように入力切り換えが
なされる。入力信号が ＨＰＦ 2 1 に入力されているときに、ＩＱインバランス推定部 1 0
0 0 が補正係数を算出することになる。なお、同図中の他の構成要素に関しては図 8 と同
様なので、ここでは説明を省略する。

【 0 2 7 5 】

図 4 3 に示した同期回路は、パケット検出及び粗タイミング検出器 2 3 の検出信号でス
イッチ 2 6 及び 2 7 のオン／オフ制御を直接行なうのではなく、図 9 と同様に、スイッチ
制御部 2 8 によって制御されるように構成されている。また、図 4 2 と同様に、ＤＣオフ
セット補正部 2 5 と周波数オフセット補正部 2 4 の間に ＩＱインバランス補正部 1 1 0 0
が配設されている。ＨＰＦ 2 1 からの出力信号は、周波数オフセット推定部 2 2 とパケッ
ト検出及び粗タイミング検出部 2 3 に入力される他、ＩＱインバランス推定部 1 0 0 0 に
も入力されている。これらの入力信号に基づいて、上式 (1 6) ～ (2 5) に対応した処
理を実行して、補正係数が算出される。この算出された補正係数は、ＩＱインバ
ランス推定部 1 0 0 0 から ＩＱインバランス補正部 1 1 0 0 に供給され、当該補正係数に基づいて
複素受信ベースバンド信号に対して ＩＱインバランス補正が施される。

40

【 0 2 7 6 】

50

一方、図４２及び図４３に示した同期回路構成のように、ＳＴＳのみを用いてＤＣオフセット補正、ＩＱインバランス補正、及び周波数オフセット補正を行なうだけでなく、さらに以降に続くＬＴＳを用いることによって、これらの補正処理をより適格に実施することが可能である。図１３及び図１４にはＬＴＳにおける周波数オフセット補正及びチャネル推定を行なう同期回路構成を示したが、図４４及び図４５には、図１３及び図１４に示した同期回路に対してＩＱインバランス補正を行なうための構成要素を追加した構成例をそれぞれ示している。但し、図４４及び図４５中で図１３及び図１４に示したものと同一の構成要素については同一の参照番号を付与している。以下、各図に示した装置構成について説明する。

【０２７７】

10

図４４に示した同期回路を備えたＯＦＤＭ受信機では、図１３と同様、ショート・プリアンプル区間が終了するタイミングにおいて２つのスイッチ２６及び２７のオン／オフ切り換えが行なわれ、ＩＱ入力端はＨＰＦ２１からＤＣオフセット推定部２５へ切り替えられる。ＬＴＳ以降では、ＩＱインバランス補正部１３００は、ＳＴＳが終了するまでの間に算出された補正係数を複素受信ベースバンド信号に乗算することによってＩＱインバランス補正を行なう。その後、ＬＴＳを用いて２次的な（すなわち残留する）ＩＱインバランスがＩＱインバランス推定部１４００により推定され、ＩＱインバランス補正部１５００により補正が行なわれる。

【０２７８】

20

図４４に示した同期回路を備えたＯＦＤＭ受信機では、図１３と同様、ショート・プリアンプル区間が終了するタイミングにおいて２つのスイッチ２６及び２７のオン／オフ切り換えが行なわれ、ＩＱ入力端はＨＰＦ２１からＤＣオフセット推定部２４へ切り替えられる。ＬＴＳ以降では、ＩＱインバランス補正部１３００は、ＳＴＳが終了するまでの間に算出された補正係数を複素受信ベースバンド信号に乗算することによってＩＱインバランス補正を行なう。その後、ＬＴＳを用いて２次的な（すなわち残留する）ＩＱインバランスがＩＱインバランス推定部１４００により推定され、ＩＱインバランス補正部１５００により補正が行なわれる。

【０２７９】

30

図４４に示した回路構成では、ＬＴＳ以降の複素受信ベースバンド信号についてＩＱインバランス補正を行なう回路モジュール１４００及び１５００を別途配設している。これに対し、図４５に示した同期回路では、ＩＱインバランス推定部１６００及びＩＱインバランス補正部１７００がＳＴＳを用いたＩＱインバランス補正を行なうとともに、ＬＴＳ以降のＩＱインバランス補正も併せて行なうように構成されている。

【産業上の利用可能性】

【０２８０】

以上、特定の実施形態を参照しながら、本発明について詳解してきた。しかしながら、本発明の要旨を逸脱しない範囲で当業者が該実施形態の修正や代用を成し得ることは自明である。

【０２８１】

40

本明細書では、ＩＥＥＥ８０２．１１で規定される無線通信システムに適用した実施形態を中心に説明してきたが、本発明の要旨はこれに限定されるものではない。ＤＣサブキャリアをヌル信号とし、プリアンプル部で同じＯＦＤＭシンボルを繰り返し送信する無線通信システムに本発明に係る受信機を適用することで、同様に正確な周波数オフセットの推定を行なうことができる。本発明は、無線ＬＡＮ以外にも、地上波デジタル放送、第４世代移動通信、電力線搬送通信（Power Line Communication）といった、ＯＦＤＭ伝送方式のさまざまなデジタル通信技術に適用することができる。

【０２８２】

また、本発明は、ダイレクト・コンバージョン方式を適用する受信機において生じるＤＣオフセットの問題を解決することができるが、本発明の要旨はこれに限定されるものではない。その他の周波数変換方式によりＲＦ受信信号をダウンコンバートする受信機であ

50

っても、DCオフセットと周波数オフセットの問題が同時に発生する場合において、本発明を好適に適用することができる。

【0283】

要するに、例示という形態で本発明を開示してきたのであり、本明細書の記載内容を限定的に解釈するべきではない。本発明の要旨を判断するためには、特許請求の範囲を参酌すべきである。

【図面の簡単な説明】

【0284】

【図1】図1は、本発明の第1の実施形態に係る無線通信装置の受信機系統の構成を示した図である。

10

【図2】図2は、IEEE 802.11a/gに従う無線LANシステムにおけるOFDMシンボルのサブキャリア構成を示した図である。

【図3】図3は、DCオフセット電力対OFDM信号電力が30dBのときの周波数オフセット推定値の2乗誤差とサブキャリア間隔で正規化した周波数オフセットの値を示した図である。

【図4】図4は、無線通信装置の受信機系統についての他の構成例を示した図である。

【図5】図5は、無線通信装置の受信機系統についての他の構成例を示した図である。

【図6】図6は、無線通信装置の受信機系統についての他の構成例を示した図である。

【図7】図7は、無線通信装置の受信機系統についての他の構成例を示した図である。

【図8】図8は、ハイパス・フィルタの出力を用いて周波数オフセット、パケット検出及び粗タイミング検出を行なう同期回路周辺の構成例を示した図である。

20

【図9】図9は、ハイパス・フィルタの出力を用いて周波数オフセット、パケット検出及び粗タイミング検出を行なう同期回路周辺についての他の構成例を示した図である。

【図10】図10は、スイッチ制御部28によるスイッチ切り替えタイミングの調整方法の一例を示した図である。

【図11A】図11Aは、差分フィルタを用いたハイパス・フィルタ21の構成例を示した図である。

【図11B】図11Bは、移動平均によるDCオフセット推定と補正を用いたハイパス・フィルタ21の構成例を示した図である。

【図12】図12は、DCオフセット推定部25の構成例を示した図である。

30

【図13】図13は、LTSにおける周波数オフセット補正並びにチャネル推定を行なう回路モジュールを含んだ同期回路周辺の構成例を示した図である。

【図14】図14は、周波数オフセット推定部22及び周波数オフセット補正部24がLTS以降の受信ベースバンド信号の周波数オフセットの推定及び除去をそれぞれ行なうように構成された同期回路周辺の構成例を示した図である。

【図15】図15は、IEEE 802.11a/gで規定されているプリアンブル構成を示した図である。

【図16】図16は、HPFを用いてDCオフセットを除去する受信機の構成を模式的に示した図である。

【図17A】図17Aは、サブキャリア間隔に対して充分小さなHPFでOFDM信号のDC成分を除去する様子を示した図である。

40

【図17B】図17Bは、サブキャリア間隔に対して大きなHPFでOFDM信号のDC成分を除去し、付近の信号を削ってしまう様子を示した図である。

【図18】図18は、DCオフセットと周波数オフセットを同時に推定する受信機の構成を模式的に示した図である。

【図19】図19は、DCオフセットと周波数オフセットを並列に推定する受信機の構成を模式的に示した図である。

【図20】図20は、DCオフセット推定と周波数オフセット補償を繰り返し行なう受信機の構成を模式的に示した図である。

【図21】図21は、微分フィルタ5及び周波数オフセット推定部6の具体的な構成例を

50

示した図である。

【図 2 2】図 2 2 は、自動ゲイン制御による低雑音アンプ 2 のゲイン切り換えが微分フィルタ 5 の出力に与える影響を説明するための図である。

【図 2 3】図 2 3 は、I Q 不平衡の原因を説明するための図である。

【図 2 4】図 2 4 は、周波数オフセット情報を複素空間上でベクトル表現した図である。

【図 2 5】図 2 5 は、微分フィルタ 5 及び周波数オフセット推定部 6 の具体的な構成例を示した図である。

【図 2 6】図 2 6 は、低雑音アンプ 2 のゲイン切り替えが行なわれる前後における周波数オフセットの推定ベクトルを例示した図である。

【図 2 7】図 2 7 は、ショート・プリアンプル・シンボル t_3 と t_4 に対応した乗算器 3 0 5 の出力 1 5 サンプルとショート・プリアンプル・シンボル t_5 と t_{10} に対応した乗算器 3 0 5 の出力 7 9 サンプルを記憶素子 3 1 0 の出力に順次加算して得られる合成推定ベクトルを示した図である。

【図 2 8】図 2 8 は、乗算器 3 0 5 の出力信号の絶対値に応じた重み係数により重み付け加算して得られる合成推定ベクトルを示した図である。

【図 2 9】図 2 9 は、従来方式と提案方式の周波数オフセット推定精度（平均 2 乗誤差対正規化周波数オフセット値）の値を示した図である。

【図 3 0】図 3 0 は、I E E E 8 0 2 . 1 1 a / g におけるサブキャリア配置を示した図である。

【図 3 1】図 3 1 は、D C オフセットの周波数オフセットへの影響を説明するための図である。

【図 3 2】図 3 2 は、微分フィルタ 5 によって残留 D C オフセットを除去する様子を示した図である。

【図 3 3】図 3 3 は、本発明の第 2 の実施形態に係る無線通信装置の受信機系統の構成を示した図である。

【図 3 4】図 3 4 は、微分フィルタ 5、周波数オフセット推定部 6、及び I Q インバランス推定部 1 0 0 0 の具体的な構成を示した図である。

【図 3 5】図 3 5 は、L N A においてゲイン切り換えがなされていない環境下で $\alpha = 0 . 0 5$ 、 $\theta = 5$ 度としたときの α の誤差推定の M S E を示した図である。

【図 3 6】図 3 6 は、L N A においてゲイン切り換えがなされていない環境下で $\alpha = 0 . 0 5$ 、 $\theta = 5$ 度としたときの θ の誤差推定の M S E を示した図である。

【図 3 7】図 3 7 は、微分フィルタ 5、周波数オフセット推定部 6、及び I Q インバランス推定部 1 0 0 0 の具体的な構成を示した図である。

【図 3 8】図 3 8 は、無線通信装置の受信機系統についての他の構成例を示した図である。

【図 3 9】図 3 9 は、無線通信装置の受信機系統についての他の構成例を示した図である。

【図 4 0】図 4 0 は、無線通信装置の受信機系統についての他の構成例を示した図である。

【図 4 1】図 4 1 は、無線通信装置の受信機系統についての他の構成例を示した図である。

【図 4 2】図 4 2 は、ハイパス・フィルタの出力を用いて周波数オフセット補正、パケット検出及び粗タイミング検出を行なう同期回路周辺の構成例を示した図である。

【図 4 3】図 4 3 は、ハイパス・フィルタの出力を用いて周波数オフセット補正、パケット検出及び粗タイミング検出を行なう同期回路周辺の構成例を示した図である。

【図 4 4】図 4 4 は、L T S における周波数オフセット補正、I Q インバランス補正、並びにチャネル推定を行なう回路モジュールを含んだ同期回路周辺の構成例を示した図である。

【図 4 5】図 4 5 は、L T S における周波数オフセット補正、I Q インバランス補正、並びにチャネル推定を行なう回路モジュールを含んだ同期回路周辺の構成例を示した図であ

10

20

30

40

50

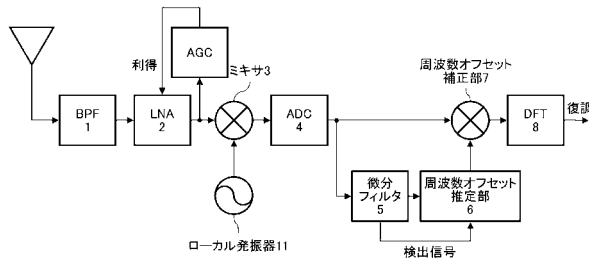
る。

【符号の説明】

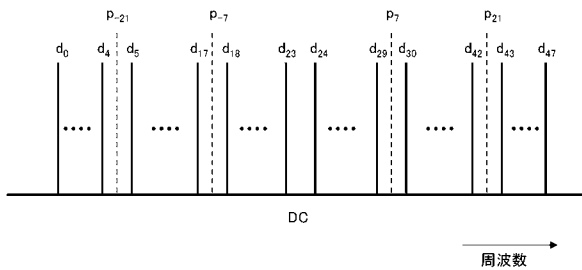
【 0 2 8 5 】

1 ... バンドパス・フィルタ (B P F)	
2 ... 低雑音アンプ (L N A)	
3 ... ミキサ	
4 ... A D 変換器 (A D C)	
5 ... 微分フィルタ	
6 ... 周波数オフセット推定部	
7 ... 周波数オフセット補正部	10
8 ... 離散フーリエ変換部 (D F T)	
9 ... D C オフセット推定部	
1 0 ... D C オフセット補正部	
1 1 ... ローカル発振器	
1 2 ... ハイパス・フィルタ (H P F)	
2 1 ... ハイパス・フィルタ	
2 2 ... 周波数オフセット推定部	
2 3 ... パケット検出及び粗タイミング検出部	
2 4 ... 周波数オフセット補正部	
2 5 ... D C オフセット推定部	20
2 6、2 7 ... スイッチ	
2 8 ... スイッチ制御部	
3 1 ... 周波数オフセット推定部	
3 2 ... 周波数オフセット補正部	
3 3 ... チャネル推定部	
2 0 1 ... 遅延器	
2 0 2 ... 加算器	
2 0 3 ... 遅延器	
2 0 4 ... 複素共役計算回路	
2 0 5 ... 乗算器	30
2 0 6 ... 加算器	
2 0 7 ... 記憶素子	
2 0 8 ... 位相検出回路	
3 0 1 ... 遅延器	
3 0 2 ... 加算器	
3 0 3 ... 遅延器	
3 0 4 ... 複素共役計算回路	
3 0 5 ... 乗算器	
3 0 6 ... 乗算器	
3 0 7 ... 係数計算回路	40
3 0 9 ... 加算器	
3 1 0 ... 記憶素子	
3 1 1 ... 位相検出回路	
1 0 0 0、1 2 0 0、1 4 0 0、1 6 0 0 ... I Q インバランス推定部	
1 1 0 0、1 3 0 0、1 5 0 0、1 7 0 0 ... I Q インバランス補正部	

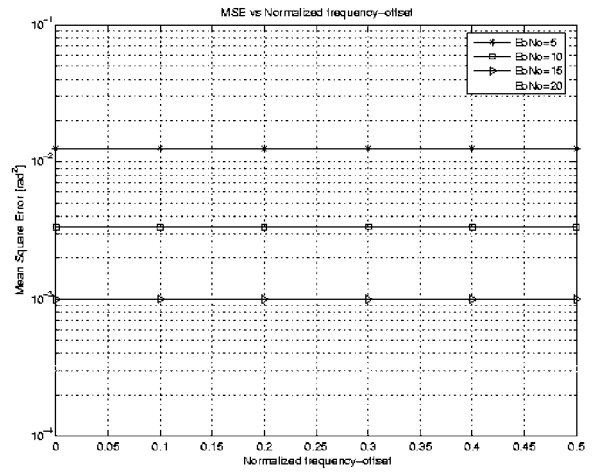
【図 1】



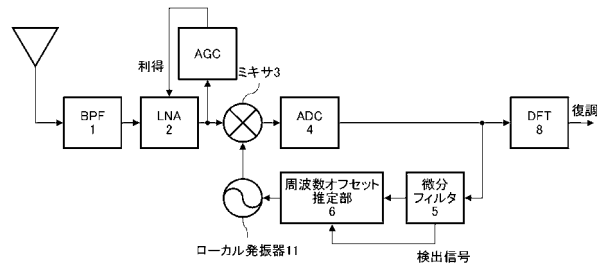
【図 2】



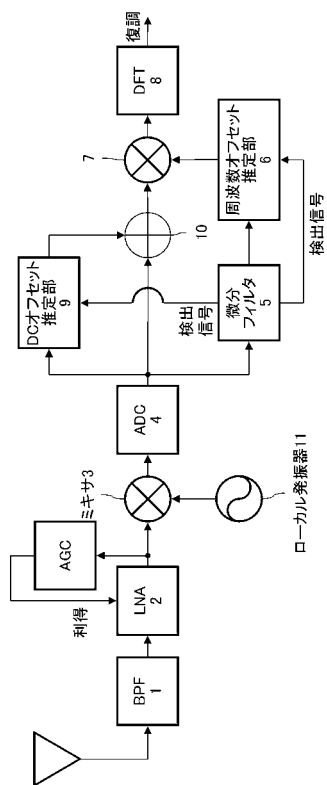
【図 3】



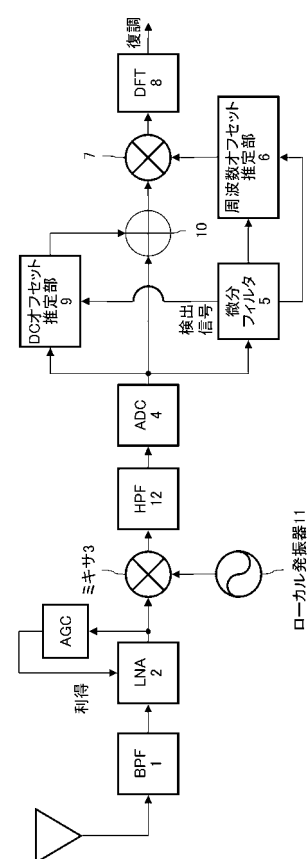
【図 4】



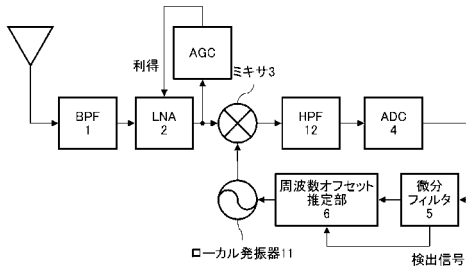
【図 5】



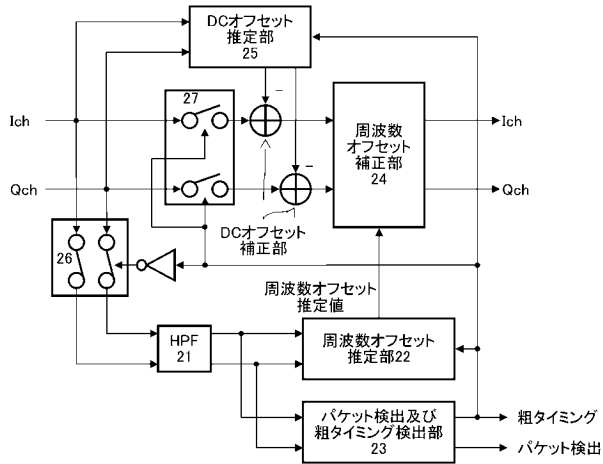
【図 6】



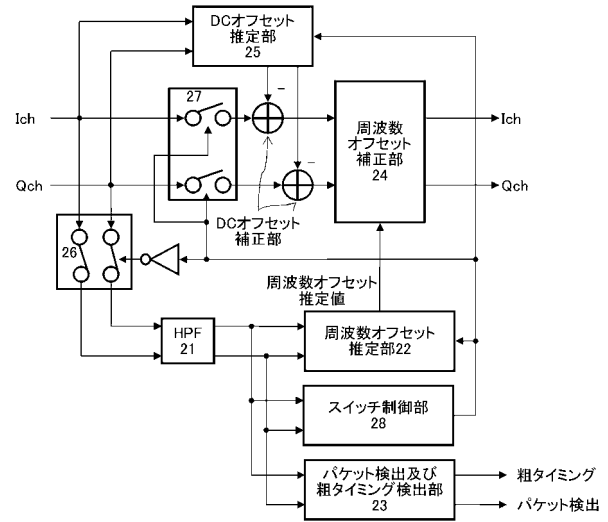
【 図 7 】



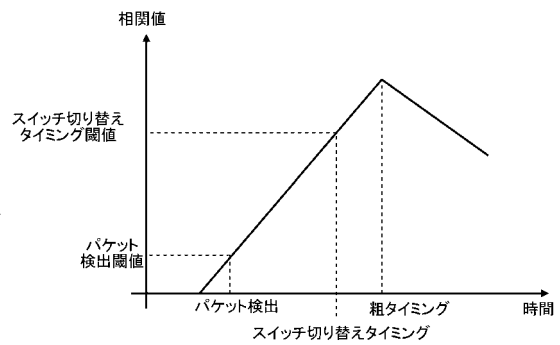
【 図 8 】



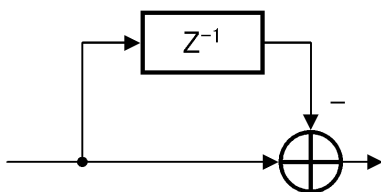
【 図 9 】



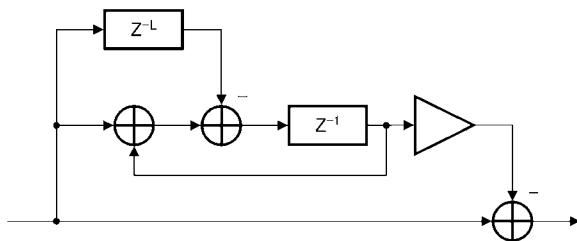
【 図 1 0 】



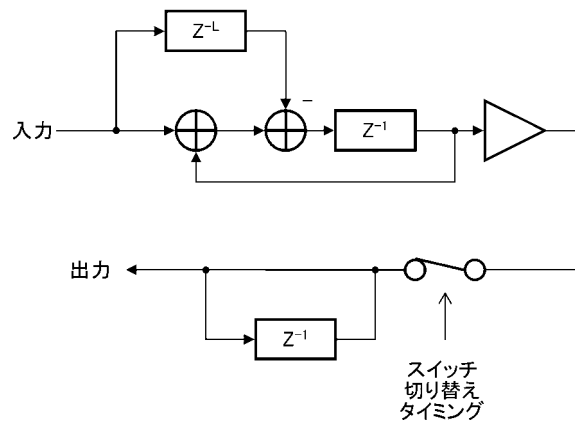
【 図 1 1 A 】



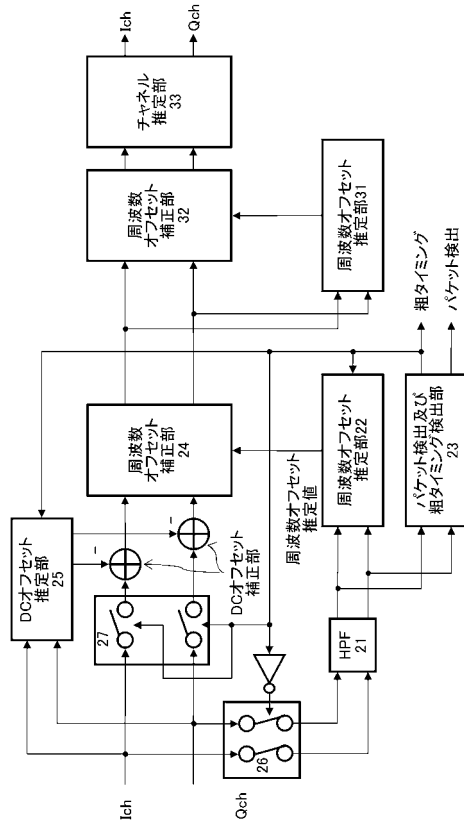
【 図 1 1 B 】



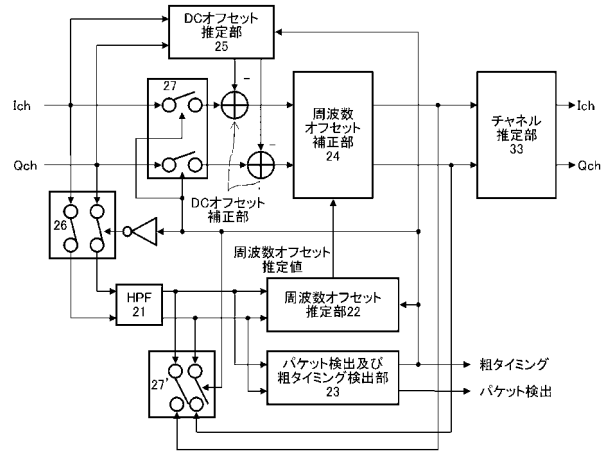
【 図 1 2 】



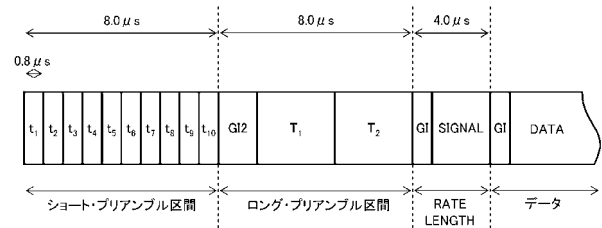
【図 13】



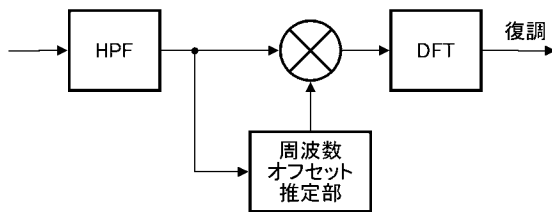
【図 14】



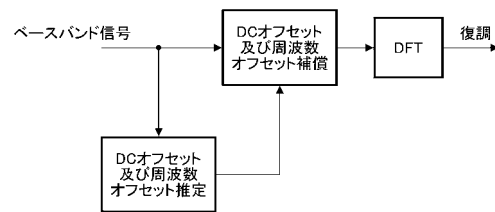
【図 15】



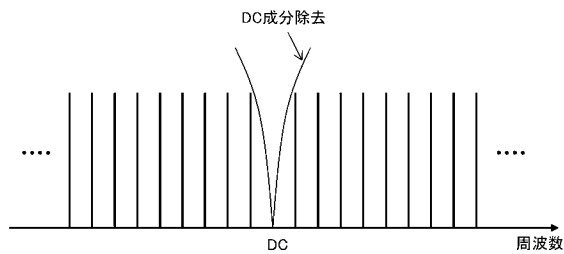
【図 16】



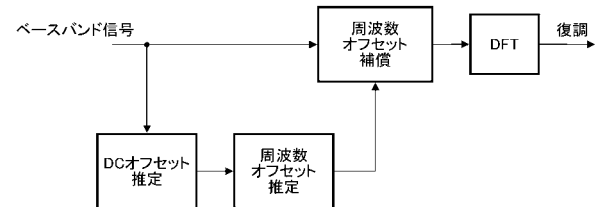
【図 18】



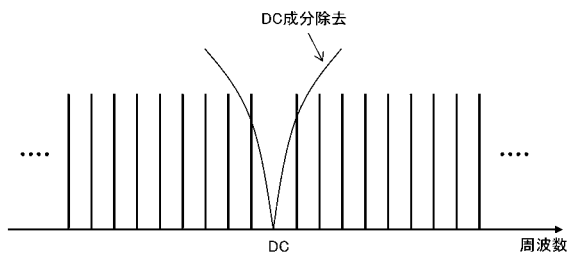
【図 17 A】



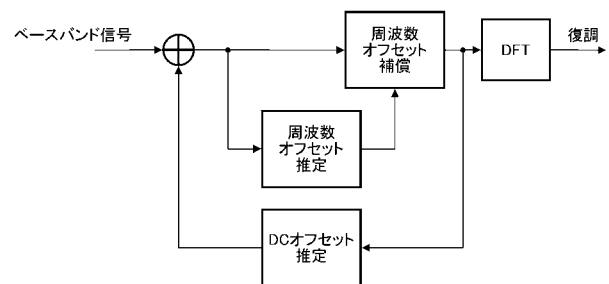
【図 19】



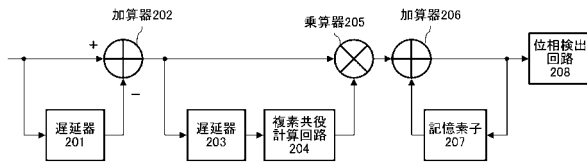
【図 17 B】



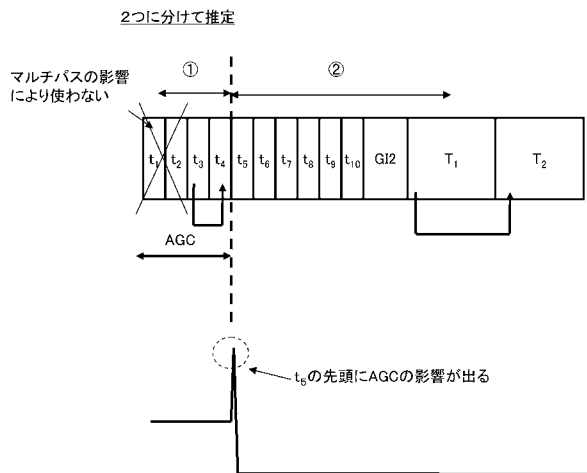
【図 20】



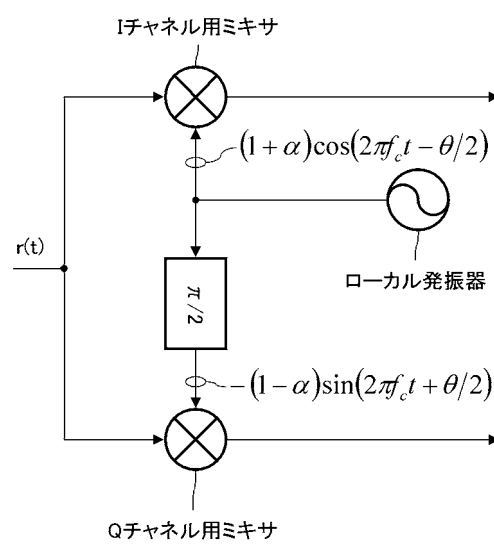
【図 2 1】



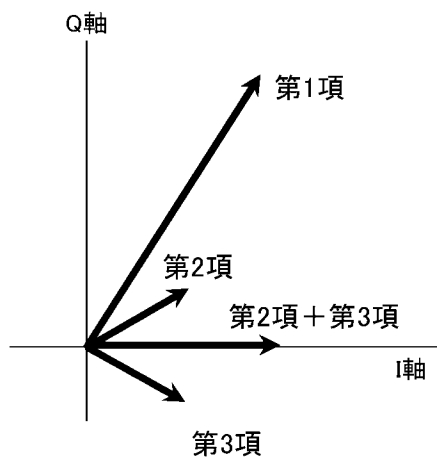
【図 2 2】



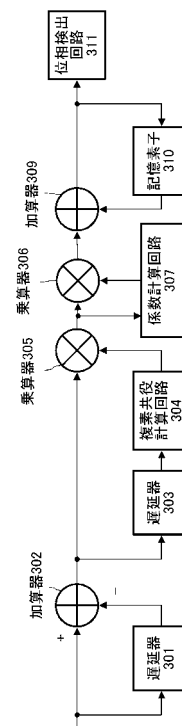
【図 2 3】



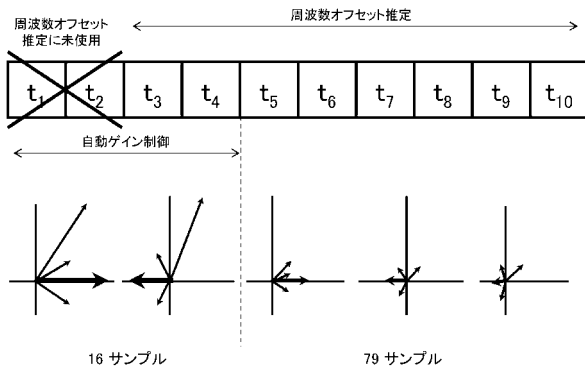
【図 2 4】



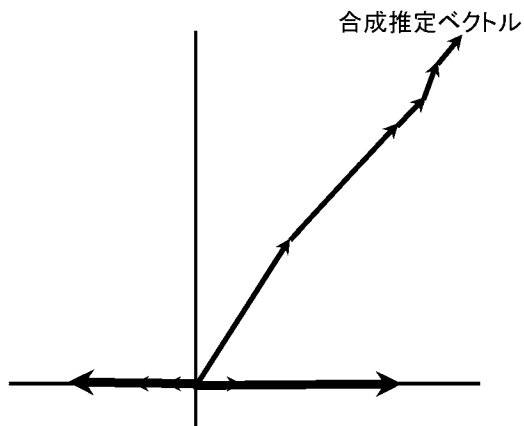
【図 2 5】



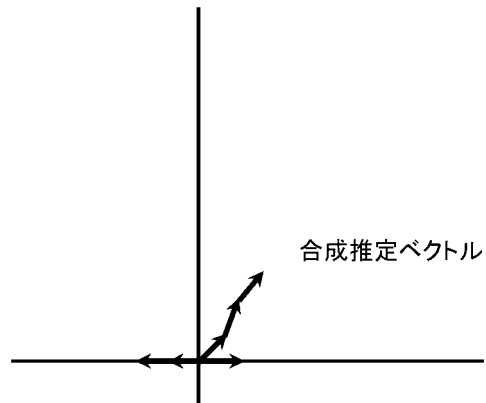
【図 26】



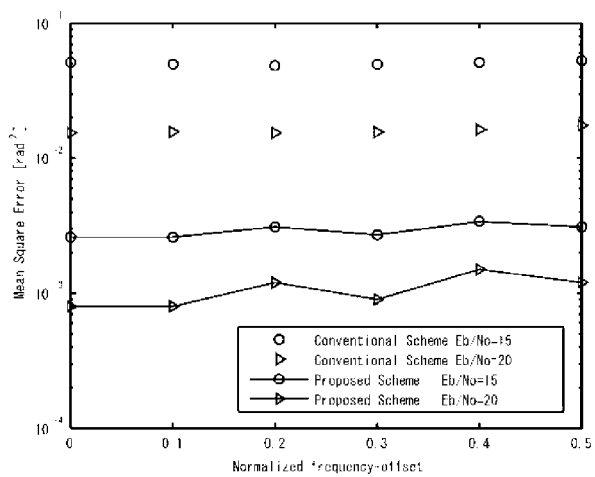
【図 27】



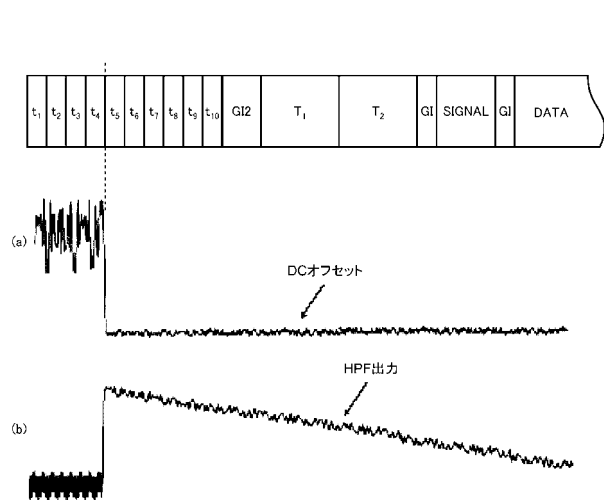
【図 28】



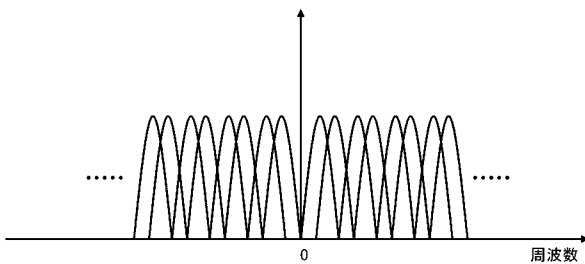
【図 29】



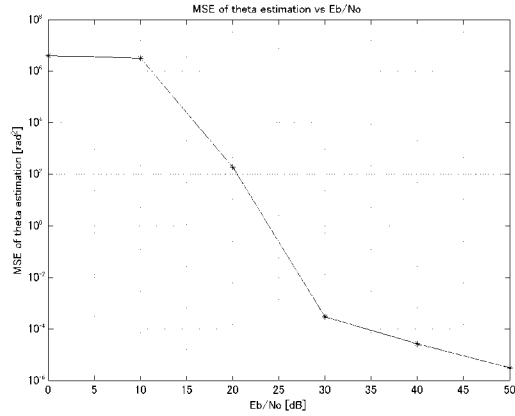
【図 31】



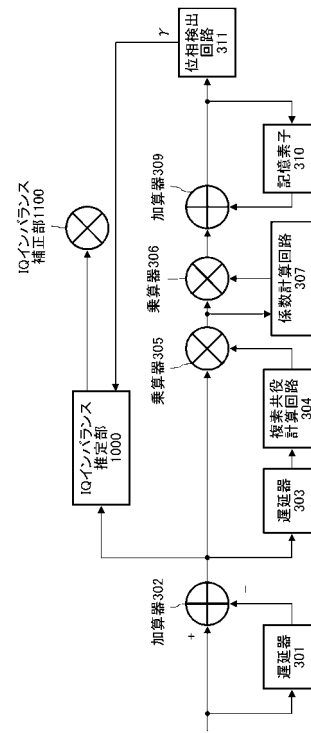
【図 30】



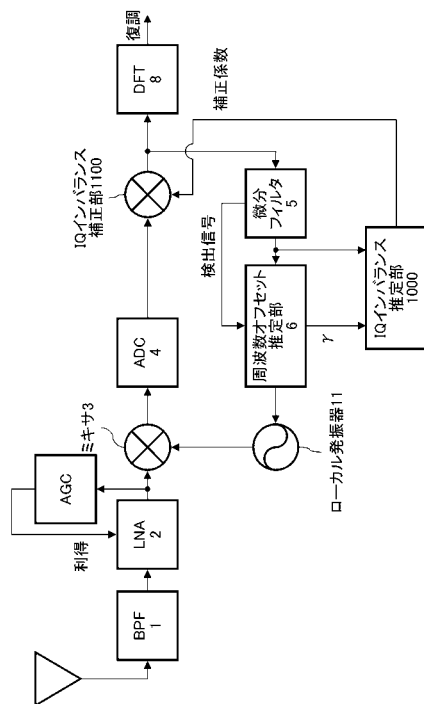
【図 3 6】



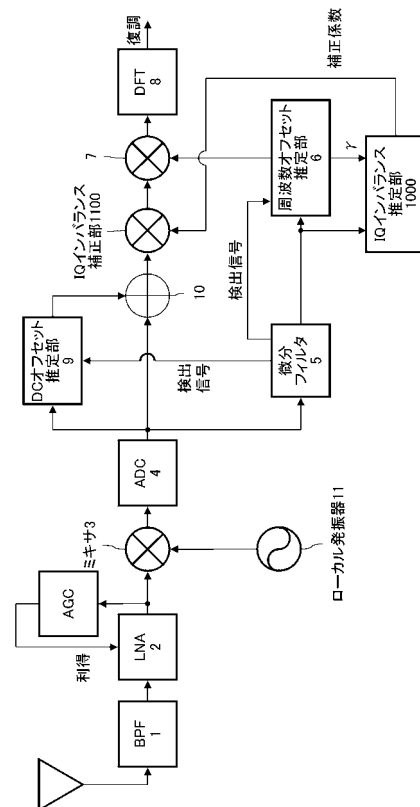
【図 3 7】



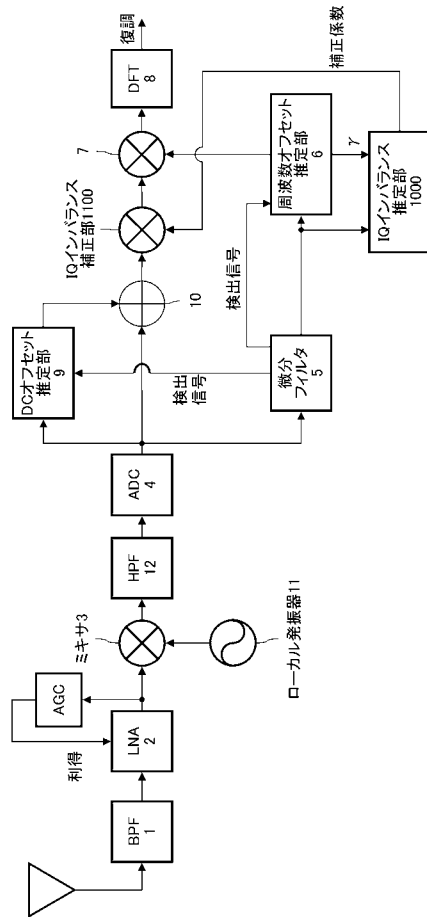
【図 3 8】



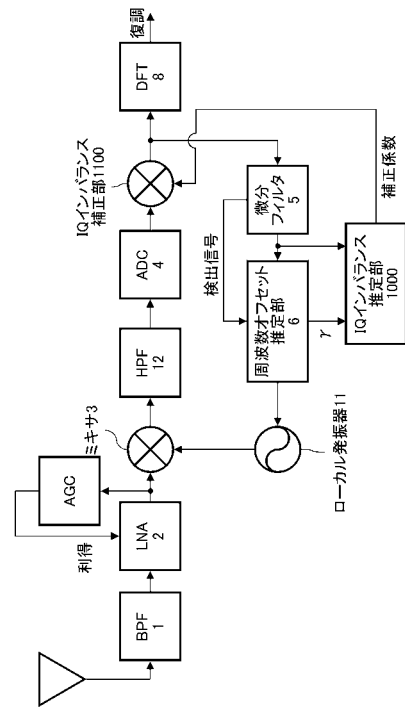
【図 3 9】



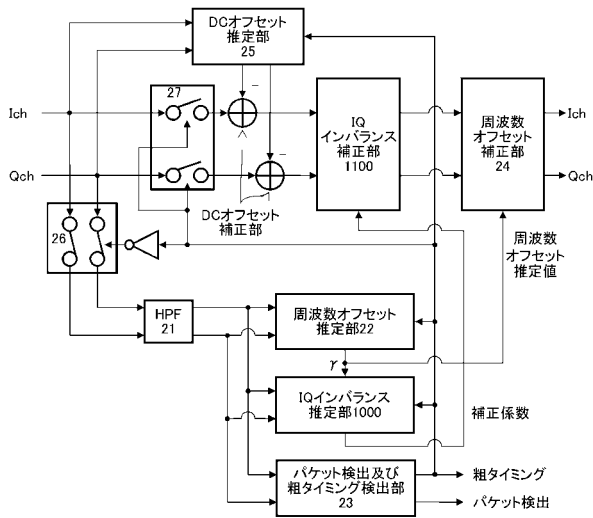
【図 40】



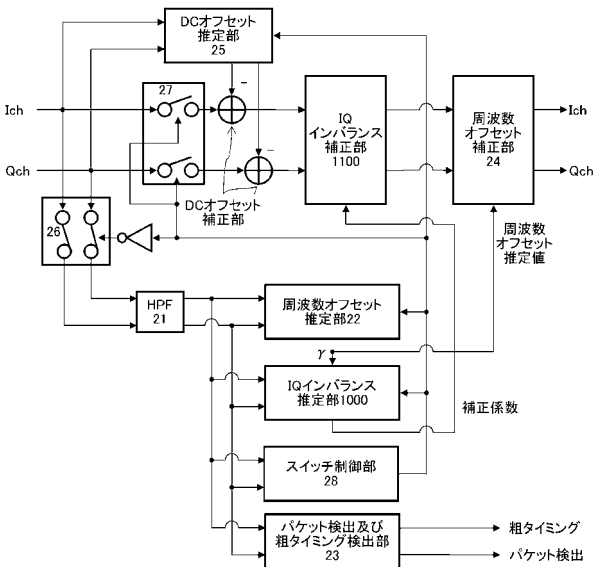
【図 41】



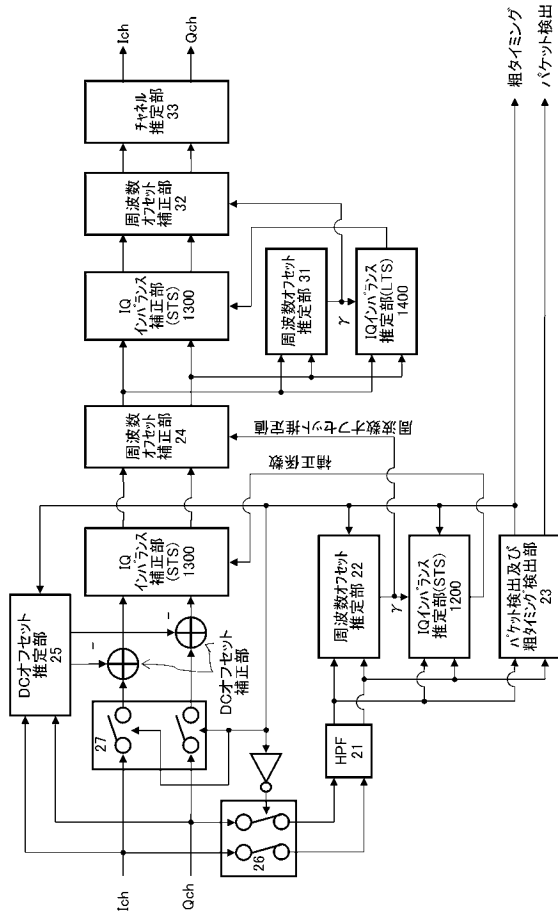
【図 42】



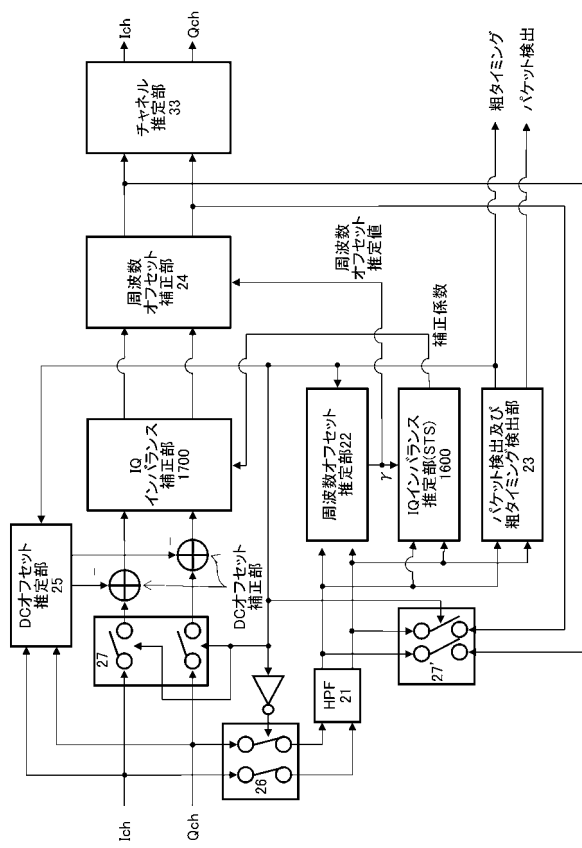
【図 43】



【 図 4 4 】



【 図 4 5 】



 フロントページの続き

- (72)発明者 眞田 幸俊
東京都品川区東五反田3丁目14番13号 株式会社ソニーコンピュータサイエンス研究所内
- (72)発明者 横島 英城
東京都港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内
- (72)発明者 阿部 雅美
東京都港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内
- (72)発明者 近藤 裕也
東京都港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内
- (72)発明者 西城 和幸
東京都港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 特開2003-032216(JP, A)
特開平10-276165(JP, A)
特開2004-304507(JP, A)
Stefano Marsili et.al, DC Offset Estimation in OFDM based WLAN Application, Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04., 2004年12月 3日, Vol.6, pp.3531-3535
Hugo De Man et.al, Joint Compensation of IQ imbalance and Frequency Offset in OFDM systems., Global Telecommunication Conference, 2003. GLOBECOM '03, 2003年12月 5日, Vol.4, pp.2365-2369
堀内 隆明 外2名, 相互相関値に含まれている情報を用いて作成したレプリカを自己相関操作の重み付けに利用する周波数オフセット推定法, 電子情報通信学会論文誌, 2005年 2月 1日, B Vol. J88-B No.2, pp.399-410
眞田 幸俊 外3名, ダイレクトコンバージョン型OFDM受信機における時間変動DCオフセット環境下の周波数オフセット推定法, 電子情報通信学会技術研究報告, 2006年11月22日, Vol.106 No.395, pp.59-65, SR2006-50
眞田 幸俊 外3名, ダイレクトコンバージョン型OFDM受信機における時間変動DCオフセット及びIQインバランス存在下の周波数オフセット推定法, 電子情報通信学会技術研究報告, 2007年 5月17日, Vol.107 No.69, pp.85-91, SR2007-15
眞田 幸俊 外3名, ダイレクトコンバージョン型OFDM受信機におけるDCオフセット及び周波数オフセット存在下のIQインバランス推定法, 電子情報通信学会技術研究報告, 2007年11月19日, Vol.107 No.352, pp.55-61, SR2007-54
眞田 幸俊 外3名, ダイレクトコンバージョン型OFDM受信機における時間変動DCオフセット及び周波数オフセット存在下のIQインバランス推定法, 電子情報通信学会技術研究報告, 2008年 1月17日, Vol.107 No.452, pp.73-79, SR2007-78

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00
IEEE Explore
Cinii