

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4171044号

(P4171044)

(45) 発行日 平成20年10月22日(2008.10.22)

(24) 登録日 平成20年8月15日(2008.8.15)

(51) Int.Cl.

F I

H 0 4 B 7/08 (2006.01)

H 0 4 B 7/08

A

請求項の数 17 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2006-502676 (P2006-502676)	(73) 特許権者	000003078
(86) (22) 出願日	平成16年2月19日 (2004.2.19)		株式会社東芝
(65) 公表番号	特表2006-519552 (P2006-519552A)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(43) 公表日	平成18年8月24日 (2006.8.24)	(74) 代理人	100058479
(86) 国際出願番号	PCT/JP2004/001931		弁理士 鈴江 武彦
(87) 国際公開番号	W02004/077222	(74) 代理人	100084618
(87) 国際公開日	平成16年9月10日 (2004.9.10)		弁理士 村松 貞男
審査請求日	平成18年11月1日 (2006.11.1)	(74) 代理人	100092196
(31) 優先権主張番号	0304496.3		弁理士 橋本 良郎
(32) 優先日	平成15年2月27日 (2003.2.27)	(74) 代理人	100091351
(33) 優先権主張国	英国 (GB)		弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信号処理装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

各受信アンテナに接続される複数のアンテナブランチの少なくとも1つを処理のために選択し受信信号を搬送するためのアンテナブランチ選択器であって、

前記複数のアンテナブランチから信号を受信する複数の入力と、処理のため選択された信号を出力する出力とを有する信号選択器と、

前記アンテナブランチのそれぞれからタイムドメイン信号を受信し、対応する周波数ドメイン出力信号を出力するように構成された時間／周波数ドメイン変換器と、

前記周波数ドメイン出力信号において、少なくとも2つのトーンを有する前記受信信号の前記トーンの周波数で構成される第1及び第2の周波数でのそれぞれの第1及び第2信号レベルの差に応じて1つの前記アンテナブランチを選択するため前記時間／周波数ドメイン変換器と前記信号選択器に接続される制御部とを有することを特徴とするアンテナブランチ選択器。

【請求項 2】

前記受信信号は、プリアンブル信号部分を含むパケットデータ信号で構成され、前記トーンは前記プリアンブル信号部分のトーンを構成する請求項1記載のアンテナブランチ選択器。

【請求項 3】

前記受信信号は、ブルートゥース互換信号で構成される請求項2記載のアンテナブランチ選択器。

【請求項 4】

前記制御部は、一方の前記アンテナブランチに対する信号レベルの差と他方の前記アンテナブランチに対する信号レベルの差との比較に応じて前記アンテナブランチを選択するように構成される請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項記載のアンテナブランチ選択器。

【請求項 5】

前記制御部は、前記アンテナブランチに対する受信パワーの表示を決定するために構成され、前記制御部は、更に前記受信パワー表示に応じて前記アンテナブランチを選択するように構成される請求項 1 乃至 4 のいずれか 1 項記載のアンテナブランチ選択器。

【請求項 6】

前記制御部は、前記受信信号でなる複数の第 3 の周波数での信号レベルの和に応答する請求項 5 記載のアンテナブランチ選択器。

10

【請求項 7】

前記受信信号は、ペイロード信号部分を含むパケットデータ信号で成り、前記制御部は、更に前記ペイロード信号部分の期間に前記信号選択器を制御するように構成される請求項 1 乃至 6 のいずれか 1 項記載のアンテナブランチ選択器。

【請求項 8】

前記ペイロード信号部分の期間での前記信号選択器の制御は、閾値よりも大きい前記受信信号のドップラー周波数シフトを条件とする請求項 7 記載のアンテナブランチ選択器。

【請求項 9】

請求項 1 ～ 8 のいずれか 1 項の前記アンテナブランチ選択器を含む受信機。

20

【請求項 10】

各受信アンテナに接続される複数のアンテナブランチからの受信信号を選択する方法であって、

前記複数のアンテナブランチから信号を複数の入力で受信し、処理のため選択された信号を出力するステップと、

前記アンテナブランチのそれぞれからタイムドメイン信号を受信し、対応する周波数ドメイン出力信号を出力するステップと、

前記周波数ドメイン出力信号において、少なくとも 2 つのトーンを有する前記受信信号の前記トーンの周波数で構成される第 1 及び第 2 の周波数でのそれぞれの第 1 及び第 2 信号レベルの差に応じて 1 つの前記アンテナブランチを選択するステップと、
を含むことを特徴とする信号選択方法。

30

【請求項 11】

前記選択ステップは、2 以上の周波数で前記受信信号のレベルを比較することを含む請求項 10 記載の方法。

【請求項 12】

前記受信信号はプリアンブル部分を含むパケットデータ信号で構成され、前記選択ステップは前記プリアンブル信号の期間に行われる請求項 11 記載の方法。

【請求項 13】

前記 2 つの周波数は、前記プリアンブル信号のトーンを含む請求項 12 記載の方法。

【請求項 14】

前記周波数ドメイン出力信号から、各前記アンテナからの信号に対する受信信号強度の値を決定することを更に含み、前記選択ステップは、更に前記受信信号強度の決定された値に応答することを請求項 10 乃至 13 のいずれか一項記載の方法。

40

【請求項 15】

前記周波数ドメイン出力信号から、各前記アンテナからの信号に対する受信信号対雑音比及び／又は干渉率の程度を決定することを更に含み、前記選択ステップは、更に、前記受信信号対雑音比及び／又は干渉率の決定された程度に
応答する請求項 10 乃至 14 のいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 16】

前記パケットデータ信号は、ペイロード部分を含み、前記ペイロード部分の受信期間中

50

に受信信号インジケータを監視すること及び前記監視に応じて受信信号を選択することを更に含む請求項 1 2 乃至 1 4 のいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 1 7】

受信信号周波数変更パラメータを監視することを更に有し、前記監視に応答しての受信信号の前記選択は前記周波数変更パラメータに応答する請求項 1 5 記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は、一般的には信号処理のための装置及び方法に関し、特に、通信システムでのダイバーシティ受信のための改良技術に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

通常の通信システムは、送信機と受信機との間のチャンネルを経由して、送信機から送信された信号を受信する受信機で構成されている。チャンネルを通じて送信された信号は、信号の振幅と位相の両方を変化させる干渉や時間変化を受ける可能性がある。特に、送信機と受信機との間のチャンネルは、直接パスや 1 以上の反射を含むパス等のマルチパスで構成できる。より長い間接パスを伝播する信号の部分は、直接パスを伝播する信号より遅く到達する符号間干渉 (ISI) を引き起こす。周波数ドメインにおいては、異なるパスに沿って受信機に到達すると、これはマルチパスフェーディングを引き起こし、その結果、信号は相互に干渉する。一般的にマルチパスフェーディングは櫛状周波数応答を作り出す。通常、符号間干渉はデータ速度が増加するに従ってより悪くなる。なぜならば、パス間の時間差が短くても、次のビットが予測される時間に送信ビットに関連するエネルギーが到着するかのうせいがあるためである。符号間干渉とマルチパスフェーディングは送信機及び受信機のどちらか一方、もしくは両方が移動しているときに強調される。

【0 0 0 3】

フェーディング / ISI の影響を緩和するために使用できる多くの技術がある。幾つかは比較的単純であり、幾つかは非常に複雑である。共通に採用される技術は、平均信号対雑音比 (SNR) を増加し、チャンネルフェーディングの標準偏差を減少させるために送信機及び / 又は受信機に複数アンテナを使用することである。例えば、送信機は単一アンテナを備え、受信機は複数の受信アンテナを備える。一般的な考えでは、各受信アンテナから少なくとも部分的に独立したフェーディング信号を得ることができ、それによって 1 つのアンテナがフェーディングを受けてたとしても、他のアンテナはまだ適切な受信信号強度を持っている。しかしながら、後に示すように、受信信号強度に基づいてアンテナを選択すると、実際のシステムでの ISI の影響を打ち消しにくい。

【0 0 0 4】

複数の受信アンテナから信号を合成するための理論的に最適な技術は、最大比合成法 (MRC) であり、要するに、これは、(等価を含む) アンテナ毎に別の受信機を使用し、受信信号に線形重みをつけて合成する。幾分簡単な技術である等利得合成 (EGC) はアンテナの重み付けを省略している。しかしながら、これらの両技術は、比較的複雑であり、実施するためにはコストがかかる。それ故にコスト及び / 又は電力消費に厳しいアプリケーションに対して不適格である。

【0 0 0 5】

単純な技術としては「選択ダイバーシティ」が一般的に知られており、この原理は、回路の重複を減少させるために受信機の前端に比較的に近接するアンテナを選択することである。図 1 (a) は、複数の受信アンテナ 102 及び対応する複数の受信回路 104 により構成される旧来の選択ダイバーシティ受信機を示している。各受信回路は、それが接続されているアンテナの受信信号強度インジケーション (RSSI) 測定するために構成される。これらの回路 104 のそれぞれの出力は RSSI 測定データ及び受信信号情報の両方であり、選択ロジック 106 は、ベースバンド出力 110 を得るために受信信号を復調する検出器 108 に供給するための RSSI 測定に基づいて受信信号の 1 つを選択する。

選択ロジック 106 は、一般的に検出／復調器 108 へ最大受信信号強度を持つ受信信号を供給するように動作する。

【0006】

この考えは、測定される前にアンテナからの信号が選択される、いわゆる切換ダイバーシティ回路においてさらに一步進められる。図 1 (b) は、回路 120 の例を示しており、複数の受信アンテナ 122 はそれぞれの信号を RF スイッチ 124 へ随意的にいくつかの前処理（図示せず）を行って供給する。RF スイッチ 124 は随時 RSSI 測定回路 128 に選択出力 126 を供給する。RSSI 測定回路 128 は RSSI 測定出力 130 と受信信号出力 132 を検出／復調器 134 に供給する。検出／復調器 134 はベースバンド出力 136 を順次提供する。RSSI 測定出力 130 は比較器 138 に供給される。この比較器 138 は、アンテナ 122 の 1 つから出力 126 へ選択的に信号を供給するため RF スイッチ 124 を制御する出力 140 を有する。

10

【0007】

一般的に、動作中では、選択されたアンテナからの信号が閾値信号強度以下である場合、回路は別のアンテナに切換える。しかしながら、単純な回路では、別のアンテナの信号強度の監視が行われないのでこの切替はむやみに行われる。信号切替による途切れの数を減少するために、例えば切替閾値を修正するなど幾つかの履歴が処理に組み込まれても良い。

【0008】

図 1 (b) を再び参照すると、切換のための RSSI 閾値は、固定または所定の閾値 142 であっても良く、または適応閾値 144 が使用されても良い。例えば、適応閾値切替において、その閾値が以前の RSSI 測定から時間平均化されても良く、それによりその閾値は RF 環境に従って変化する。そのような適応閾値は、フェーディングが生じる前に、より高い RSSI を与えるアンテナへ切り換えようとする効果がある。

20

【0009】

多数の異なる切換方法が、図 1 (b) の回路 120 を用いて実装されている。ある一つの方法によれば、選択されたアンテナからの信号が、スイッチの閾値を下まわったとき、最も強度のある他の信号へ回路（又はシステム）は切り替わる。これはフェーディングから急速に戻る。他の方法によれば、選択された信号の強度が閾値を下回るとき、閾値レベルを上回る、少なくとも一つのアンテナからの信号があれば、他のアンテナに切り替わる。この方法は、切換とぎれが少なくなるが、フェーディングから戻るのが遅くなる。

30

【0010】

上述のスイッチ及び選択ダイバーシティ配置は、より低コスト、低パワーの実現に良く適合し、故にブルートゥース（商標）のような消費者指向の用途に有効である。しかしながら、ブルートゥースは比較的高いデータレートシステムであるので、ビットエラーの主因が固有の低受信信号強度によるよりもむしろ符号間干渉である。従って、RSSI に基づいた上述のダイバーシティ技術は限定した条件かのみ有効である。

【発明の開示】

【課題を解決するための手段】

【0011】

40

第 1 発明の第 1 の局面によれば、個々の受信アンテナに接続され、受信信号を搬送する複数のアンテナブランチの少なくとも 1 つを選択するアンテナブランチ選択器が提供される。アンテナブランチ選択器は、複数のアンテナブランチから受信する複数の信号入力と処理のため選択された信号を出力する出力とを有する信号選択器と、アンテナブランチのそれぞれからタイムドメイン信号を受信し、周波数ドメイン出力信号を出力するように構成された時間／周波数ドメイン変換器と、時間／周波数ドメイン変換器及び信号選択器に接続され、周波数ドメインに応答して 1 つのアンテナブランチを選択するために信号選択器を制御する制御器で構成される。

【0012】

時間帯域におけるよりも周波数ドメインにおける動作は、受信信号強度だけに基づくよ

50

りもマルチパスフェーディング及び符号間干渉に基づいた選択を可能にし、即ち、これが特に高データレートシステムにおいてビット（又はシンボル）エラー数を減少する助けとなる。時間／周波数ドメイン変換器は、選択ダイバーシティシステムのように各アンテナからの入力、即ち、各アンテナからの信号チェーン（signal chain）からの入力を持ってよく、または信号変換器が切換ダイバーシティのラインに沿って複数のアンテナブランチ間で共有されてもよく、またはハイブリッド装置が採用されてもよい。好ましくは、時間／周波数ドメイン変換器はフーリエ変換器で構成し、より好ましくは高速フーリエ変換器（FFT）で構成する。周波数ドメイン出力信号は例えば、周波数範囲またはビン（bin）に亘る受信信号のパワーまたはエネルギーを示す信号により形成されてもよい。しかしながら、他の実施形態において、比較的粗い周波数解像度が必要となるだけであるので、時間・周波数ドメイン変換器は単に複数のバンドパスフィルタにより構成されてもよい。

10

【0013】

好ましくは、制御部は、受信信号レベルを受信信号の2つの周波数で比較し、周波数選択フェーディングの程度の表示または同時にマルチパス歪み或いは符号間干渉を決定し、それからアンテナブランチの1つの信号を選択する。このように、例えば、フェーディングの少ない信号が選択されてもよく、或いはフェーディング程度が閾値より大きい場合には選択されていたアンテナブランチが除外されてもよい。多くの切換方式が可能であることは好ましいことであり、大まかに言えば、幾つかの従来技術がRSSI型切換方式であったが、選択（又は非選択）基準として大きなRSSIの代わりに少ないフェーディングを採用してもよい。

20

【0014】

好ましい実施形態として、周波数ドメインにおいて受信信号レベルが比較される2つの周波数は、受信信号内の2つのトーンを構成する。これは、例えば、受信信号がプリアンブル部分を含むパケットデータにより構成されるときに生じてもよい。そのようなプリアンブルは、一般的に所定のビットまたはシンボルパターンにより構成され、故に周波数ドメインでは期待されるセットのトーンを生じる。しかしながら、パケットデータ信号の他の部分は、特にこれらが再び既知の周波数でトーンを生じると期待できる場合に採用されてもよい。

【0015】

特に好ましい実施形態では、パケットデータ信号は、ブルートゥース（商標）パケットデータ信号で構成され、このブルートゥースパケットデータ信号は、ブルートゥースバージョン1.0、バージョン1.2、バージョン2.0（あるいはより最新バージョン）のようなブルートゥース仕様の1以上のバージョン、又は高速ブルートゥース（或いは時にはブルートゥース高速）として知られている標準セット、或いはIEEE 802.15.3シリーズの標準規格のような互換性のある米国定義標準規格に合う信号である。

30

【0016】

受信信号の2つのトーンに対応する2つの周波数での信号レベルの差が、アンテナブランチを選択するために（固定又は能動）閾値レベルと直接比較してもよいが、好ましくはアンテナブランチは一方のアンテナに対して測定された差と他のアンテナに対しての差との比較に応じて選択する。一般的にアンテナを互いに比較することによって（パケットデータシステムにおいて）良好なパケットは僅かしか破棄されず、不良パケットは多く破棄されるようになる。

40

【0017】

どのアンテナブランチを選択するかについての決定は受信信号内の2つのトーンの信号レベルにおける差だけに基づく必要がない。例えば、2以上の周波数での（予想）レベルの差は、2対以上のトーンの相対信号レベルを決定するため、又はRSSIに類似する全体の受信レベルを測定するため、及び／又はアンテナの信号対雑音／干渉の大きさを決定するために使用されることもある。故に、例えば、受信信号内のトーンの周波数での信号レベルの和がアンテナに対する全体の受信パワーの表示を決定するために用いられてもよい。同様に、受信信号内の1以上のトーン周波数での信号レベルと、低トーンが予想され

50

る1以上の周波数との比がS N Rの表示を与えるために用いられてもよい。合計受信パワー及び／又はS N Rはアンテナを選択するときにマルチパスフェーディング量を推定するのに採用されてもよい。或いは、例えばアンテナブランチの選択は最小受信信号レベル及び／又は最小S N Rに依存して条件付けてもよい。当業者はこれらラインに沿った多くの変形が可能であることを評価するであろう。好適な実施形態では、信号強度及びS N R値は周波数ドメイン信号から得ることができるが、他の実施形態では、普通に取得されたS N R及び／又はR S S I値が使用できる、例えば、アンテナブランチ選択器を含むR F段受信機システムの出力から取得できる。

【0018】

パケットデータ通信システムでは、一般的に、パケットペイロードの残りを受信する間の不連続を避けるためにパケットのプリアンプル部の間にアンテナブランチを選択するのが好ましい（ここでの「ペイロード」は一般的にヘッダ自体だけでなくヘッダ及び他のデータ含めて使用される）。しかしながら、マルチパスが特定に問題である場合、例えば送信機及び受信機的一方が敏速に移動している場合、ビットエラー率はパケットペイロードの受信中にアンテナの切換を正当化するに十分に高いかもしれない。それ故にそのような切換は、受信信号に対する最小周波数オフセット又はドップラー周波数の観察に依存すればよく、又は閾値未満である信号品質度量に依存してもよい。好適実施形態では、上述した周波数ドメインアンテナブランチ選択器がそのような手順でアンテナブランチの初期決定をするために使用されるのだが、上記周波数ドメイン技術を採用することは本質的でない。

【0019】

従って、本発明の他の局面では、複数のアンテナで構成されるアンテナシステムの中から1つのアンテナからの受信信号を選択するためのシステムを提供する。受信信号は、プレアンプル及びペイロード信号部分を含むパケットデータ信号により構成される。前記システムは、プレアンプル信号中に測定される受信信号パラメータの測定手段と、受信信号のドップラー周波数変化を測定する手段と、測定された周波数変化が閾値周波数変化よりも大きい場合に条件付ペイロード信号中に受信信号を再選択する手段とにより構成される。

【0020】

そのようなシステムでは、アンテナブランチの再選択をトリガするための閾値周波数変換は可変であり、データパケットの長さ又は期間に依存してもよい。これは、ドップラーシフトの比較的大きい、即ち比較的チャンネルが早く変化するとき、パケットが短期間であってもパケットの受信中にアンテナ選択を変える必要があるという理由による。チャンネルイコライゼーションが適用される場合、パケットペイロードの受信中に1つのアンテナから他のアンテナに切り換えるときにチャンネルイコライゼーションをリセットする、又は予め決める、或いは中止するのが好ましい。

【0021】

他の局面において、本発明は、複数のアンテナにより構成されるアンテナシステムのアンテナからの受信信号を選択する方法を提供する。この方法は、各アンテナからの受信信号を時間ドメインから周波数ドメインに変換し、各アンテナからの信号に対するマルチパスフェーディング量を周波数ドメイン変換信号に基づき決定し、決定されたマルチパスフェーディング量に応じて受信信号を選択することを含む。

【0022】

本発明は、複数のアンテナにより構成されるアンテナシステムのアンテナからの受信信号を選択する方法を提供する。受信信号はプレアンプル及びペイロード信号部分を含むパケットデータ信号により形成される。前記方法はプレアンプル信号中に測定される受信信号パラメータと、受信信号のドップラー周波数変化を決定すること、決定された周波数変化が閾値周波数変化より大きい場合に条件付ペイロード信号中に受信信号を再選択する手段とを含む。

【0023】

当業者は、上記の装置と方法がアナログ又はデジタル回路の一方又は両方を用いて可能となることを評価する。特に、デジタル信号処理装置のような処理装置を用いて実行されることは多くの受信信号処理装置機能にとって一般的であり、故に、本発明は更に上記装置及び方法を、例えばディスク、CD又はDVD ROMのような記録媒体、又はリードオンリーメモリのようなプログラムメモリに、或いは光学又は電気信号キャリアにて実行するように構成されるプロセッサ制御コードを提供する。また、本発明の実施形態は特定用途向け集積回路（ASIC）又はフィールド・プログラマブル・ゲート・アレイ（FPGA）を用いて実装されてもよい。それ故に、そのようなコードはそのような装置をセットアップ又は制御するコードで構成されてもよい。同様に、コードはベリログ（Verilog）（商標）、VHDL（Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language）又はシステムCのようなハードウェア記述言語用コードで構成されてもよい。当業者が評価しているように、プロセッサ制御コードを用いて実行又は部分的実行される場合にそのようなコードは互いに通信する複数の結合要素間に割り当てられる。

10

【0024】

本発明のこれら及び他の局面を、添付図面を参照して一例として説明する。

【発明を実施するための最良の形態】**【0025】**

便宜上、本発明の実施形態が、高速のブルートゥースを参照として記載されているが、本発明の適用はこの標準に限定されることなく、他のパケットデータシステム、より一般的にはRFデータ通信システムに採用されてもよいことは当業者には理解できるであろう。

20

【0026】

ブルートゥース1.0、1.2及び2.0のような標準のブルートゥースグループは、例えば、パーソナルエリアネットワーク（PANs）において、ケーブルの代わりに短い範囲（約10メートル内）のRF送信に関するものである。基本的な標準は、0.7Mbps（V1.1）又は10Mbps（V1.2）で動作する周波数ホッピングスペクトラム拡散（FHSS）を提供する。高速ブルートゥースは、>10Mbpsの速度で動作し、IEEE802.15標準グループ、特にIEEE802.15.3と関連している。

【0027】

図2（a）は、コンピュータ10、プリンター12及びカメラ14が全て双方向ブルートゥース無線リンク16によって互いに通信するブルートゥース概念を示している。

30

【0028】

図2（b）は、模範的なブルートゥース受信機20のブロック図の概要を示している。受信機は、前置増幅器24に接続された送信／受信アンテナ22及びAGC（自動ゲイン制御）及びアナログデジタル変換（ADC）ブロック28にIF（中間周波数）出力を供給するダウンコンバータ26により構成される。このとき、さらなる処理がデジタルドメインで行われ、破線30の右側では、ADC28からの出力がデジタル復調器32に供給され、このデジタル復調器32はブルートゥースベースバンド制御部（図示せず）による更なる処理のためのベースバンド出力34を出力する。受信信号がどこからデジタル化されるかは、ある程度の他の要因、例えばコスト及びパワー要求に依存して選択できる問題であることは当業者が理解するであろう。

40

【0029】

復調器32は、代表的には、（シンボル間隔以下でサンプル化されてもよい）受信データシンボルに同期するための同期手段、例えば、最尤度系列推定(Maximum Likelihood Sequence Estimation)を用いる順次推定に基づいた等化器及びエラーチェッカー／コレクタにより構成される。ブルートゥース受信機20は主にブルートゥーストランシーバの部分であり、送信機及び送信／受信スイッチ（図2（b）には示されず）は一般にはアンテナ22に結合され、データの送信又は受信のいずれかを可能にする。

【0030】

図3（a）は、高速ブルートゥースデータパケット50の一般的なフォーマットを示し

50

ている。パケットは五つのフィールド、9バイトのプリアンプルフィールド52、2バイトの同期ワード54、11バイトのヘッダ56、最大4095バイトのユーザデータで構成されるペイロード58及び2、4又は6ビットのトレーラフィールド60を有する。ヘッダフィールド56はパケット用の全てのアドレス情報及び幾つかの負荷制御情報を含んでいる。ペイロード58はユーザ情報で構成され、ペイロードが十分に大きいときに、セグメント58 a - dに再分割されてもよい。

【0031】

全てのセグメントとヘッダはエラー検出のために誤り検出コード(CRCs)を有する。プリアンプル52、同期語54とヘッダ56は全てDBPSK(差動二値位相シフトキーイング)を使用して変調され、ペイロードの変調フォーマットはヘッダに示され、DBPSK、DQPSK(差動直交位相シフトキーイング(Differential Quadrature Phase Shift Keying))、及び8-DPSKの中の1つである。これらの変調方式は、新たなシンボルが送信されるとき $\pi/2$ 、 $\pi/4$ 及び $\pi/8$ の回転を与える。終端部はペイロードと同じ変調方式で変調され、ペイロードが無いときには、終端部はDBPSKであるヘッダと同じ変調方式で変調される。プリアンプル52、同期54、ヘッダ56及びペイロード58フィールドを以下により詳細に記載する。

10

【0032】

プリアンプル52は、8ビットシーケンス:00001111を9回繰り返すことにより得られる72ビットシーケンスで構成される。プリアンプルは、アンテナダイバーシティ補助やAGC(自動利得制御)トレーニングで使用することを意図としている。

20

【0033】

同期語54は、フレーム同期に使用され、高自己相関係数を有する16ビットシーケンスで構成される。そのシーケンスは、0000001001110101である。

【0034】

ヘッダフィールド56はアドレス及び制御情報を含み、それ自身24ビットCRCを有し、ヘッダの全長は88ビットでCRCを含む。ヘッダフィールドのそれらのサイズ(ビット数)と、それらの意味が以下の表1に与えられている。

【表 1】

表 1

フィールド	サイズ	意味
HR_ID	8	高速チャンネルID
DP_ADDR	8	目的地点アドレス
SP_ADDR	8	発信地点アドレス
MOD_TYPE	2	変調方式
XTD_HDR	2	拡張ヘッダ
P_L	12	バイトでのペイロード長
FEC_ON	1	前方エラー訂正
Reserved	1	将来の使用のため
Flow	1	フロー制御
PKT_SAR	2	パケット分割及び再構成
PLD_MN	1	ペイロードメッセージ番号
ARQ_MN	1	Arq メッセージ番号
ACK_REQ	1	確認応答要求
RN	8	要求番号
SN_BM	8	セグメントエラービットマップ
H_CRC	24	ヘッダ CRC

【0035】

フィールドHR_ID（8ビット）は高速RFチャンネルを占める異なる高速ネットワークの送信間を識別するために使用される高速チャンネル識別フィールドである。トランシーバは1つの高速ネットワークだけに属することができるので、それは同じフィールドHR_IDを持つパケットのみを受けることになる。ブルートゥース装置は各々が異なるHRリンクと関連する幾つかのトランシーバにより構成できる。

【0036】

DP_ADDRフィールド（8ビット）は目的地点アドレスを規定する。ブルートゥース高速リンクに加わる各装置は、多数の“論理ポイント”を有するかもしれない。1つのブルートゥース高速装置は、基本物理媒体を介して他の装置の特定“論理ポイント”に情報を送ることができる。パケットヘッダのDP_ADDRフィールドは、パケットが受信装置のどの論理ポイントを探しているかを示す。一般的に、単一高速ユニットは複数の論理ポイントアドレスが割り当てられることになる。それ故に、高速ユニットは複数の目的地点アドレスを対象とする受信パケットを受けることができる。

【0037】

H_CRC領域（24ビット）はヘッダCRC、即ちヘッダのエラーを検出するための周期的冗長検査である。

【0038】

ペイロードフィールド58を参照すると、単一パケットで送信できるユーザペイロードデータの量は0～4095バイトの間である。パケット内で送信されるデータ量は128バイト以上であり、このとき、データはパケットのペイロード部内で順次送信される1以上のセグメントに分けられる。

【0039】

図3（b）は、セグメント58a～dの1つのようなブルートゥースパケットセグメントのフォーマットを示す。各セグメントは1バイト（8ビット）連続番号SN62で番号付けされ、エラーを検出するために3バイト（24ビット）CRC64を有する。連続番

10

20

30

40

50

号62及びCRC64は、セグメント当たり128バイト(1024ビット)を含むユーザデータフィールド66を挿入している。図示サンプルセグメント58dのペイロード58の最後のセグメントがユーザ情報により部分的に満たされてもよく、これは1と128バイトの間に保持されてもよい。

【0040】

上記記切換選択ダイバーシティ回路を再度参照すると、ブルートゥースハイレート(商標)通信システムの状況では、送信機と受信機との間のチャンネルが関心のある期間、即ちパケットの期間に亘り比較的同じ状態を保っていれば、及び上述のように測定を行うために何処かにプレアンブルがあれば、そのとき、プレアンブルに基づく切換又は選択ダイバーシティが実施されてもよい。この方法では、データパケットのプレアンブル部分の期間に全てのアンテナが1つの測定ユニットで順次切換ダイバーシティ回路において測定される。故に、切換ダイバーシティでは、1つのアンテナから次のアンテナに切り換える時間及びその時間の測定はプレアンブル期間中に監視される全てのアンテナに対して充分短くなければならない。チャンネルはパケットの期間に亘り同じ状態になりそうであるので、プレアンブルシーケンスの期間に選択されたアンテナでデータパケットの残部を受信するのに適しているようである。

10

【0041】

RSSI測定結果を用いてのプレアンブルベース切換選択ダイバーシティでは、RSSI測定結果は各パケットのプレアンブルの期間に測定された各アンテナブランチからの受信包絡の平均パワーレベルに基づいてもよい。一般的に、最高平均パワーレベルを持つブランチが選択され、パケットがパケット期間を通して変化しないままであれば、性能はパケット全体に渡る測定に基づいたものと等しくなることが分かる。ブランチはペイロードが最適アンテナを用いて受信できるようにプレアンブルの直後に選択されてもよい。

20

【0042】

図4は、RSSIベース二重ブランチ選択ダイバーシティの意志決定プロセスの一例を示す。この例では、最大曲線は選択回路の出力を示し、2つの低曲線はそこから選択される2つのブランチの受信パワーレベルを示す。図に示すように異なる時間では1つのブランチは他のアンテナブランチより高い受信信号強度を持つ可能性がある。(RSSIベースの方式での)受信プレアンブルの測定平均パワーに基づいた選択ダイバーシティ回路は最高受信パワーのブランチに切り換える。しかし、この方法は、干渉の影響を適正に考慮していなく、実際には悪いのに受信信号強度を増加してブランチをよく見せてしまうことがあり、更に、上述のように符号間干渉(ISI)の影響を含めない。

30

【0043】

ブルートゥースハイレートプレアンブルの例をより詳しくみると、プレアンブルは、各々が1ビット又はシンボル(BPSKの場合シンボル当たり1ビット)を表す、4つのゼロ(0000)、次いで4つの1(1111)の繰り返し列により最高72シンボルまで構成される。DBPSKの例では、プレアンブルは $\pi/2$ だけ変調され、例えば“1”はプラス $\pi/2$ 回転となり、“0”はマイナス $\pi/2$ 回転となる。図5(a)はそのような入力シーケンスの変調IQ群を示しており、この入力シーケンスの一部および対応するI, Q値が図5(b)に示されている。

40

【0044】

図6は、そのようなブルートゥース高速プリアンブルのための32(コンテキスト)変調符号の一組、及び1024FFTを用いた、それらに対応する高速フーリエ変換(FFT)エネルギースペクトルを示している。図6から明らかなように、送信されたシンボルの位相回転はキャリア周波数に対して正負周波数変換として現れる。

【0045】

図6のスペクトラムをより詳細に参照すると、2つの主トーン400、402はキャリアに対して $f_b/4$ の正周波数増加及び $f_b/4$ の同様な負増加に対応して観察できる。但し、 f_b はMHzに対する高速ブルートゥースの符号率である。交互になっている4つのゼロ(0000)、4つの1(1111)のシーケンスの追加変調に対応する4つの補

50

助トーン404, 406, 408, 410が存在する。

【0046】

図7を参照すると、これは更に以下に記述するように周波数ドメインで動作する二つの受信アンテナ切換ダイバーシティ受信機の概略図を示す。送信アンテナ500は二重アンテナ受信機508の第1, 第2受信アンテナ504, 506によって観察される単一プレアンプルシーケンス502を送信する。受信機508は受信信号処理のためアンテナ504, 506の一方又は他方から信号を選択的に得るためのスイッチを含む。プレアンプルシーケンスは3つの部分、即ち初期時間部T1 502a、切換時間部(網掛け部)502b、及び第2時間部T2 502cに分けられる。受信機508ではアンテナRX1 504によって部分502aが受信され、それから受信機はT2の期間にプレアンプル502cの部分を受信するために受信機RX2 506に切り換える。このように全部のプレアンプルが受信され、プレアンプルの各部の受信中に測定及び解析が周波数ドメインで行われ、それからアンテナブランチがこの解析の出力に基づいて選択される。所望なら、測定処理に次いで信号に亘り又は複数のパケットに亘り平均化が行われてもよい。

10

【0047】

ここでは、受信復号高速ブルートゥースプレアンプルシーケンスに高速フーリエ変換を行い、周波数ドメインの情報に基づいて最良アンテナブランチを決定できる方法を記述している。特に、最良アンテナブランチを選択するための決定は、好ましくはプレアンプルの主(補助)トーンに対応するピークの大きさの差に基づいて行われ、故に、周波数選択フェーディングの効果を取り込める。この周波数選択フェーディングとはマルチパスタイム分散(multi path time dispersion)の周波数ドメイン表記である。必要なら、ノイズ、干渉及び絶対信号レベルのような他の要因が決定基準に含められてもよい。故に、基本的には、受信機はチャンネルプロファイルが変化した時これらピーク間のギャップに追従する。パケット期間のチャンネル変化が大きいとき、切換ダイバーシティをサポートする技術まで拡張して説明する。

20

【0048】

図8(a)と(b)を参照すると、これらはチャンネルノイズ及びフェーディングの存在下での二重アンテナブランチダイバーシティの2つの異なるアンテナブランチで受信される信号のエネルギースペクトルを示す。図8(a)及び(b)は受信機検波器/変調器より前にアンテナブランチ信号の1024点FFTを取ることで生成された。図8(a)の2つの主トーンは600a, 602aで表記され、図8(b)のそれらは600b及び602bと表記される。主及び補助トーンの相関強度はチャンネルフェーディングによって変えられ、更に第1-第2アンテナによって受信機に受信される信号に対して異なっていることが図6と比較して見ることができる。(主トーン又は補助トーンのいずれかに対する)キャリア周波数上下のピークのレベル差がマルチパス歪みの程度の表記として使用できる。故に、図8(a)及び(b)において、差d1は主トーン600a, 602a間の信号レベルの差に対応し、差d2は600b, 602b間の信号レベルの差に対応する。差d2が差d1より大きいことを知ることで図8(b)のスペクトルを有する信号が図8(a)の信号より多くのマルチパス歪みを受けていたことを暗示している。故に、図8の例では、図8(a)に対応するFFTスペクトルを持つ信号はこれが最小フェーディングを示しているので選択されるべきであり、従って最小ISIとなっている。

30

40

【0049】

図9(a)及び(b)は、フェーディングしない効果を示す図8(a)及び(b)のスペクトルをそれぞれ有する信号に対応するコンスタレーション図を示す。特に、高速ブルートゥースプリアンプルに対する図9のコンスタレーションはチャンネルフェーディングにより時計方向及び反時計方向に回転している。

【0050】

図の説明のため図8(a)及び(b)は1024ポイントFFTを示しているが、実際には不必要に複雑であり、必要な情報、例えば、若干のポイントの有するFFTから導き出されてもよい。特に、下記表1に8ポイントFFTが高速ブルートゥースプレアンプル

50

のためのアンテナ選択ダイバーシティシステムに適用できる方法が示され、どのFFTビンがどのトーン又は他の周波数に割り当てられるかを示している。

【表 2】

表 2

FFT ポイント	記述	使用例
0	最低／最高 周波数($\pm 4\text{MHz}$)	雑音及び干渉をこのビンに信号が存在 しないとして示す。
1	下位補助トーン	
2	下位主トーン	ビン6からの差はチャンネルの周波数 選択の指示を与える(アンテナ1及び2 に対してそれぞれd 1及びd 2)。
3	下位補助トーン	
4	中心周波数	雑音及び干渉をこのビンに信号が存在 しないとして示す。
5	上位補助トーン	
6	上位主トーン Upper main tone	ビン2からの差はチャンネルの周波数 選択の指示を与える(アンテナ1及び2 に対してそれぞれd 1及びd 2)。
7	上位補助トーン	

【0051】

これら周波数では、存在すると予想される信号が存在しないので、FFTポイント即ちビン0及び4はノイズ及び干渉レベルを示していることが分かる。更に、ビン2及び6の和、又はビン1, 2, 5, 6及び7での和はアンテナの受信パワーの相関表示を示す。ノイズ及び干渉レベルに対するこの受信パワー値の比が信号対雑音比を決めるために使用できる。このようにチャンネルフェーディングの測定は、例えば、決定基準を重み付けするため、又は最小受信パワー又はSNRにより切換条件を作るために、信号強度及び／又はFFTデータから得られるSNR値と組み合わせてもよい。(例えば、ブルートゥースの場合に $\pi/2$ BPSK用に9.2dB、DQPSK用に13.9dB及び8PSK用13.9dB)。

【0052】

ここで図10(a)と(b)を参照すると、これらは、上述した技術を実施するために採用できる受信機アンテナブランチ選択器システム800の一例を示す。複数の受信アンテナ802はプレアンプ及び／又はフィルタリング回路(図示せず)を随意的に介してRFスイッチ804へ個々の入力を与える。RFスイッチ804はライン808の入力信号に応じライン806に出力する信号の1つを選択する。ライン806の出力はN-FFT装置810に供給される。このN-FFT装置810は周波数ドメインFFT変換されたデータを出力812に与え、また、入力時間ドメインデータのための検波器／復調器816へのスルーコネクション814も提供する。検波器／復調器は次にパケット認識及び合成のようなベースバンド処理のために出力818を提供する。FFT装置810は専用ハードウェア又は適当なプログラムコード制御下のデジタル信号プロセッサのいずれか、

或いはソフトウェア制御下の専用ハードウェアで構成するハイブリッドにより構成できる。当業者は多くの適当なFFTアルゴリズムを知っているだろうし、ハードウェア装置は利用できる、これは一般にDSPの標準機能である。

【0053】

FFTデータ出力812は、ピーク比較器820に供給され、ピーク比較器820は受信された信号のFFTスペクトル内の二つ（又はそれ以上）のトーンのレベルを比較し、例えば、図8を参照して上述したように主トーンの信号レベルでの差dの値を決定する。実際には、ピーク比較器820はDSP上でプログラムコードで実行されてもよいが、これは図面では独立したブロックとして描かれていることが好ましい。図10(b)は、RFスイッチ804bの一実施形態をより詳しく示しており、この例では、入力の1つを出力ライン806に選択的に接続するためFETスイッチのような複数のスイッチ804bを制御するコントローラ804aにより構成される。切換方式の複雑さに応じて、コントローラ804aは、最小ピーク差でアンテナブランチを選択するためピーク比較器820からのピーク差の値を記憶し比較する回路により構成してもよい。或いは、コントローラ804aはより複雑なアルゴリズムにより実現してもよく、より複雑な専用ロジック又は不揮発性メモリに記憶される制御コードの制御下で動作するプロセッサにより構成してもよい。コントローラ804aによって実行される任意の機能はピーク比較器820及びFFT810機能と組み合わせられてもよく、共通プロセッサにより実行されてもよい。

10

【0054】

簡略のため、図10(a)はタイミング信号を省略しているが、当業者はこれらタイミング信号が一般の方法で存在することは理解できるであろう。故に一般的には、アナログ／デジタル変換ステージは妥当なクロックレートで動作するFFT装置810の前に組み入れられる。同様に（図10(a)には示されていない）ベースバンド処理がパケットプレアンプル及びパケットの他の部分を特定するよう構成される受信パケットプロセッサを含む。しかし、プレアンプルシーケンスは受信信号チェーンの早い段階で比較的簡単な構成により特定できる。プレアンプルシーケンスの特定は、図12を参照して後ほど概略説明するようにFFTの窓を規定するためと、そしてアンテナブランチ毎のFFT計算のトリガをかけるために使用される。

20

【0055】

図11は、図10の回路が動作できる方法の一つの例を示すフロー図を示している。このようにステップS900では、プリアンプルシーケンスの開始が確認され、プリアンプルタイミング信号が、周波数ドメイン解析のために次々に各アンテナブランチ（S902）の切換順次選択を開始するために提供される。従って、各ブランチが選択されるので、入力信号のシーケンスが確保され（ステップS904）、FFTが行われ（S906）、そして切換メトリックが決定される（S908）。先に述べたように切換メトリックはプレアンプルシーケンスのトーンの2つの間の信号の差又は信号強度及び／又は信号対雑音及び干渉比のような他の測定とフェーディング測定との組み合わせにより構成できる。メトリックがアンテナブランチ毎に決定されると、比較がステップS910及びステップS912で行われ、最適アンテナブランチがパケットを受信するために選択される。このとき、この処理がステップS900に戻り、次のパケットのプレアンプルが開始するのを待つ。

30

40

【0056】

図12(a)と(b)は、2つと3つのアンテナブランチのためのアンテナブランチの切換方法それぞれを示している。両図は、72(9×8シンボル)で構成されるプリアンプルシーケンスを示している。図12(a)では、第1の32シンボル1000が、第1アンテナブランチに供給され、4つのシンボル1002のギャップが第2アンテナブランチへの切換を可能にし、次の32シンボル1004が第2アンテナブランチに供給され、4つのシンボル1006のさらなる間隔が、必要なら第1アンテナブランチに切換戻すことを可能にするために与えられる。図12(b)において、3つのアンテナブランチの各々から16シンボル1010、1014、1018のセットが次々に処理され、各セット

50

は切換を可能にするため8シンボル1012、1016及び1020の間隔で分割される。高速ブルートゥースシステムでは、切換切換間隔が図12(a)では1マイクロ秒であり、図12(b)では2マイクロ秒である。当業者は、これらの一般方針に沿った多くの他の変形が利用できることを理解するだろう。しかしながら、アンテナの数が2以上に増加するので収益の漸減がある。

【0057】

図13は、図1(a)のRSSIベースダイバーシティ受信機に類似するFFTベースダイバーシティ受信機の代替実施形態の一例を示している。従って、図13では各アンテナブランチに対するFFTの動作が、アンテナブランチを選択する前に行われる(FFTブロックからの出力はFFTデータと受信信号データの系列の両方である)。図13の装置はFFT回路の二重化、又は少なくとも時分割多重或いは処理を必要とするが、所望なら、パケットの持続期間を通して受信パラメータをモニタリングすることを容易にする長いFFT期間を与える。当業者は、多くのアプリケーションに対して図10によって一般的に示される装置がその簡単さのために好ましいであろうけれども周知のRSSIベースの装置に類似する装置でも可能であることが大まかに言って理解できるであろう。2以上の受信アンテナが上述したダイバーシティ受信機で採用できることは理解されるであろう。

【0058】

上述のシステムにおいて、アンテナ選択決定はパケットの受信の開始時に行われ、パケットの持続時間有効であると仮定する。この仮定はパケット持続期間がチャンネル変動周期に対して小さければ有効である。チャンネル変動周期はドップラースプレッドの逆数から計算できる。2.4GHzでISM(工業・科学・医療)にて動作する通信システムの歩行者ユーザに関して、代表的ドップラー周波数はほぼ6Hzであり、これは数百ミリ秒のオーダの変動周期となる。故に、パケット長が数十ミリ秒のオーダであると仮定すると、パケット持続期間に亘る相関チャンネルの仮定が有効となる。しかしながら、高速ブルートゥースの幾つかのアプリケーションに対してこの仮定は、特に送信機及び/又は受信機が走行中の車に有る場合には当てはまらない。そのようなアプリケーションの一例が自動車と定置料金所との通信のためにブルートゥースハイレートの使用である。そのような通信チャンネルは変動周期が速いことを示す。

【0059】

そのような状況では、チャンネル変化が十分に大きければ、初期パケットプレアンプル期間に選択されたアンテナがパケットの受信中に再選択されてもよい。アンテナの初期選択は好ましくは上述のFFTベースの方法に従って行われるが、他の装置では、RSSIベースの方法を図1(a)及び(b)を参照して先に記述したようにアンテナの初期選択のために採用してもよい。パケットの受信中に1つのアンテナから他のアンテナへの切り換えは、むやみに或いは先に記述したむやみでないがより複雑な方法の一つに従ったいずれかで行われてもよい。

【0060】

図14(a)は、データパケットの受信中のアンテナ選択のために構成されるブルートゥースハイレートダイバーシティ受信機1200の概要ブロック図を示している。2つの無線通信周波数アンテナ前端部1202a、1202bは、信号選択部1204へ個別の受信信号出力を与え、そして各アンテナ前端部は周波数オフセット信号1206a、1206bを出力する。各オフセット信号は、例えば前端部1202a、b内の周波数オフセット補正回路(図示せず)と関連するシンボル当たりの位相増加を監視することによって得られる。周波数オフセット信号はコントローラ1208の一入力に送られる。コントローラ1208は前端部1202a、bの一方から受信信号を選択する制御を行うために選択器1204に出力信号を供給する。選択出力信号はデコーダ1210並びにMLSE推定器のようなチャンネル推定器1212に供給される。チャンネル推定器はチャンネル等化用デコーダ1210への入力を生成する。コントローラ1208は好ましくは、パケット中間でのアンテナ切換時にチャンネル推定をリセットするために、チャンネル推定器1

212及びオプション的にデコーダ1210への出力を与える。デコーダ1210は変調出力信号をパケットハンドラ(packet handler)1214に供給する。パケットハンドラは図3(a)のパケット構造を認識し、ペイロードデータを抽出する。図示の受信機例では、パケットハンドラ1214はプレアンプルシーケンスの開始も認識し、プレアンプルタイミング出力1216を発生する。このプレアンプルタイミング出力は例えば上述したようなアンテナの初期選択のためのコントローラ1208への入力となる。

【0061】

図14(a)の回路の動作の一つのモードが、図14(b)のフローチャートに示されている。このようにステップS1200で、受信機が上述したようにデータパケットのプリアンプルデータを用いてアンテナブランチを選択し、それから受信機は選択されたアンテナでパケットデータを受信し始める(ステップS1202)。パケットデータの受信中に受信機、又は図14(a)の実施形態ではコントローラ1208は、受信機の前端部から供給される周波数オフセットデータに基づいてチャンネルのドップラー周波数を決定し、ステップS1206で周波数が閾値周波数より大きいかな否かをチェックする。閾値周波数は、例えばドップラー周波数の逆数がパケット期間と比較できるように選択される。ドップラー周波数が閾値より大きくなければ、処理はステップS1202に戻り、選択アンテナでデータを受信し続ける。ドップラー周波数が閾値より大きければ、処理はステップ1208に進み、受信機はある期間に亘る受信データの品質を測度する。妥当な質の測度は受信信号強度及びビット又はセグメントエラーレートの測定を含む。ステップS1210では、品質が許容閾値未満であるかな否かに関して決定される。未満でなければ、処理は再びステップ1202に戻る。しかしながら、品質メトリックの持続的低下がステップS1212に続く処理となり、受信機がアンテナを切り換え、図14(a)の実施形態ではブラインド(無差別)アンテナ切換を行う。このとき、処理はステップS1208に戻り、信号品質が改良されていたかな否かを決定するために新たなアンテナの性能をモニタし、改良されていなければ受信機が切り換え復帰する。代替実施形態では、受信機フロントエンド回路及び周波数オフセット補正装置は受信信号チェーンの選択器1204の前よりもむしろ後に位置づけられてもよい。これは、両受信アンテナのドップラー周波数が通常殆ど同じであるので受信機の簡単化を達成する。

【0062】

アンテナ切換がパケットの途中で行われると、チャンネルは変更され、その後チャンネル推定器1212によって決定されたチャンネル推定情報はもはや正確な推定ではない(精度のロスは受信機アンテナ間の間隔とチャンネルの相対相関関係に依存する)。故に、チャンネル等化が適用された場合(それはこの方法で適用しないかもしれない)、チャンネルメモリはアンテナを切り換えるときに消去する必要がある。これは疑似干渉性決定有向切換技術(pseudo-coherent decision directed switching technique)と称してもよい。新アンテナ信号は好ましくは性能が改良されたかな否かを決定するためにモニタされ、改良されていなければ切換復帰する。

【0063】

図15は、実施形態において図10の切換ダイバーシティ受信機の性能を示す一連の曲線を示している。この実施形態ではFFT810の出力でアンテナブランチ毎に(周波数ドメインにおいて)2つの主ピーク間の大きさの差に基づいて決定される。故に、図15の結果は“FFTのみによる差”装置の簡単な例に関するものである。より詳しくは、図15はFFTベースダイバーシティ受信機のエラーレート性能を、理論的最適ビットエラー(BER)ベース切換ダイバーシティ方法と比較したものである。グラフ1302a及びbは二重ブランチダイバーシティ受信機に関し、曲線1304a、bは三重ブランチダイバーシティを表し、曲線1302a、1304a FFTベースダイバーシティ受信機の性能を示し、曲線1302b、1304bは理論的最適受信機の性能を示している。FFTベース受信機が理論的最適性能にかなり近づいていることが分かる。完全のため曲線1304は付加的ホワイトガウスノイズ(AWGN)(8PSK用)下において単一アンテナ受信機の予想ビットエラーレートを示す。即ち、図15はFFTベース周波数領域切換

法が二重及び三重ブランチダイバーシティにおいて 10^{-4} の誤り率で最適BERベース切替方法より約1dB劣っている。ところで、上記のように最適技術は全ての環境下で最低BERであるアンテナに切り換えることを示している。そのような図の普通の仕様によると、ビットエラーレート（BER）はY軸の対数目盛を用いて示され、信号対雑音比（dBで eb/n_o ）がX軸に示される。

【0064】

図16(a)を参照すると、これはブルートゥースハイレートプレアンプルシーケンスのトーンに対する信号レベル差に対する瞬間ビットレートのプロットを両方とも対数目盛で示す。図16(a)のプロットは指数関数的減衰インパルス応答に関してノイズフリー環境のシミュレーションから得られた。図16(a)の検査は1以上でトーン信号レベル差とビットエラーレートとの間に直接的な相関関係が殆どないので、1（絶対値）以下のトーン間の相対差でエラー無しが示されている。これは図16(b)のプロットと比較できる。図16(b)はチャンネルゲインが1に正規化された状態で同じチャンネルで（対数目盛で）受信信号強度に対するビットエラーレートを示す。図16(b)の場合には、エラーが生じない識別可能RSSI閾値はない。このことは、トーン信号レベル差と比べるとRSSIをビットエラーの指表として使用できないと言える。

10

【0065】

図17は、良好、即ちエラーフリー及び不良（エラー有り）データパケットを特定する確率に関し、Y軸に確率を、X軸に（dBで）2つのトーン間の信号レベルの差を正しく示している。2つの曲線は良好即ちエラーフリーパケットに関する曲線1500及び不良、即ちエラーを有するパケットに関する曲線1502が示されている。図17の曲線はシミュレーション結果に基づいており、エラーフリーパケット及びエラーを含むパケットの数を数えることによって得られた曲線である。

20

【0066】

特に、図17の曲線は、不良パケットの不正確決定の累積確率を示す。例えば、-10dB以上のトーン間の差は必ずエラーとなると仮定すれば、システムは全てのエラーパケットを正しく決定し（消去としてマーク付けする）ことになる。しかしながら、エラーフリーパケットをエラーとして間違って認識する確率が非常に高くなる（図17から64%）。閾値のより現実的な値で、良好（エラーフリー）及び不良（エラー）パケットを正しく認識する妥当な機会があることを知ることができる。例えば、14dBを越える差を有する全てのパケットは“不良”であったと仮定するのであれば、基準は事例の17%悪いだけである（トーンレベルの差は例えば屋内で通常14dB未満である。性能は差の増加に従って悪くなる）。同様に、14dB未満の差を有する全てのパケットは“良好”であると仮定すると、16%不良分類がある。

30

【0067】

実際のシステムでは、（2以上の）アンテナに対してトーン信号レベル差の相対的比較が一般的に行われ、トーンの最小差を持つアンテナ（ブランチ）が選択される。この状況つまり、閾値に対する絶対比較よりも相対比較が行われている場合、図17の示唆よりうまく機能することになる。なぜなら良／不良方法よりむしろより良い／より悪いの方法が採用されているからである。

40

【0068】

発明の実施形態は、特にブルートゥースハイレートを参照して説明してきたが、ここで説明したダイバーシティ技術、システム及び方法は無線LANネットワーク（例えばIEEE802.11）のような他のRFデータ通信システム及びデジタル携帯電話通信システムに適用してもよい。この技術は両移動端末及び（ネットワーク）アクセスポイントに適用できることが評価される。当業者は、より一般的には、それらは特にISI問題がその内容に起きているデジタルRF通信に有効であるけれども任意のRF通信システムに使用できることを更に理解するであろう。

【0069】

おそらく多くの他の有効な代替え技術を当業者は気づくであろう、本発明は記載した実

50

施形態に限定されなく、添付された請求項の精神及び範囲内にある、当業者に明らかな変形例を含む。

【図面の簡単な説明】

【0070】

【図1】選択ダイバーシティ受信機システム、切換ダイバーシティ受信機システムを示す。

【図2】模範的なブルートゥースアプリケーション、概略ブロック図、ブルートゥースの受信機を示す。

【図3】非変調非暗号化高速ブルートゥースデータパケット及びブルートゥースパケットセグメントの構造を示す。

【図4】RSSIベースの2つのアンテナブランチ選択ダイバーシティ回路の決定作成プロセスを示す。

【図5】DBPSK IQ配置及びブルートゥースデータパケットのプレアンブルシーケンスのI及びQ信号を示す。

【図6】フェーディングの無い理想的チャンネルを介して受信されるような、時間ドメイン及び周波数ドメインのブルートゥースデータパケットのプレアンブルシーケンスを示す。

【図7】二重受信アンテナ周波数ドメイン切換ダイバーシティ通信システムの概略図を示す。

【図8】二重受信アンテナダイバーシティ受信機の第1及び第2のアンテナによってそれぞれ受信されるブルートゥースデータパケットプレアンブルシーケンスの大フーリエ変換エネルギースペクトルを示す。

【図9】図8のスペクトルのコンストレーション図を示す。

【図10】FFTベース受信アンテナブランチ選択システム及び同システムのための無線周波数スイッチを示す。

【図11】図10(a)に示すシステムの動作を説明するフローを示す。

【図12】2及び3つの受信アンテナシステムのためのブルートゥースのプレアンブルサンプリング配置を示す。

【図13】FFTベース選択ダイバーシティ受信システムを示す。

【図14】二重アンテナブランチパケットデータダイバーシティ受信システム及び図14(a)に示す受信システムの動作を説明するフローを示す。

【図15】FFTベースアンテナブランチ選択器を含む受信機のビットエラーレート性能を示す。

【図16】ブルートゥースパケットデータを受信する二重ブランチダイバーシティ受信機における周波数ドメインベースで2つのトーンの周波数でのエネルギー差に対するビットエラーレート及び、信号強度ベースで受信信号強度に対するビットエラーレートのグラフを示す。

【図17】ブルートゥースパケットデータのトーン間の信号レベルの差の関数として良好及び不良パケットをそれぞれ識別する累積確率を示す。

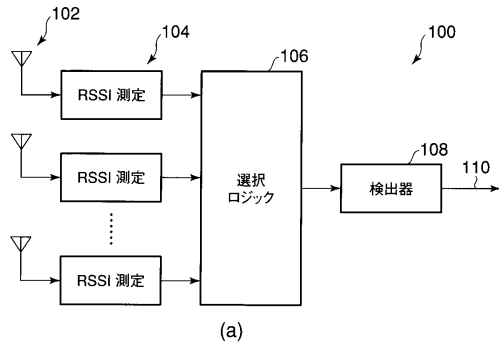
10

20

30

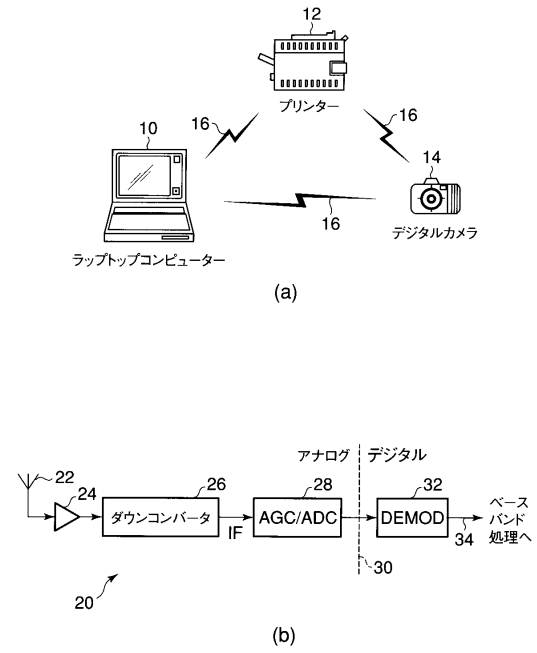
【図 1】

図 1



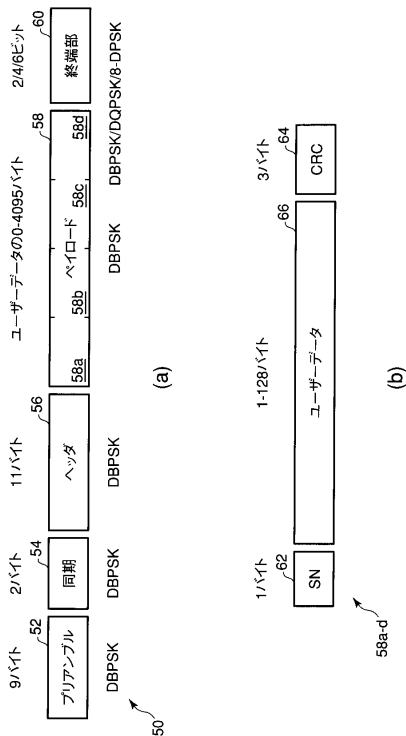
【図 2】

図 2



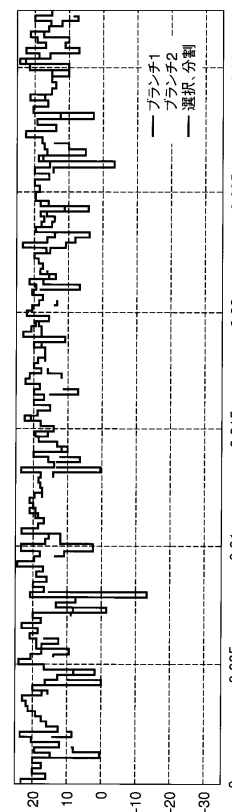
【図 3】

図 3



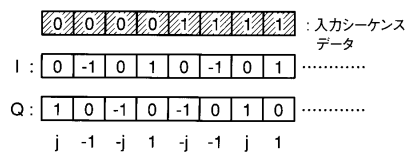
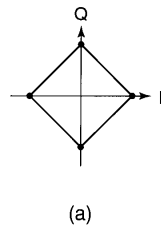
【図 4】

図 4



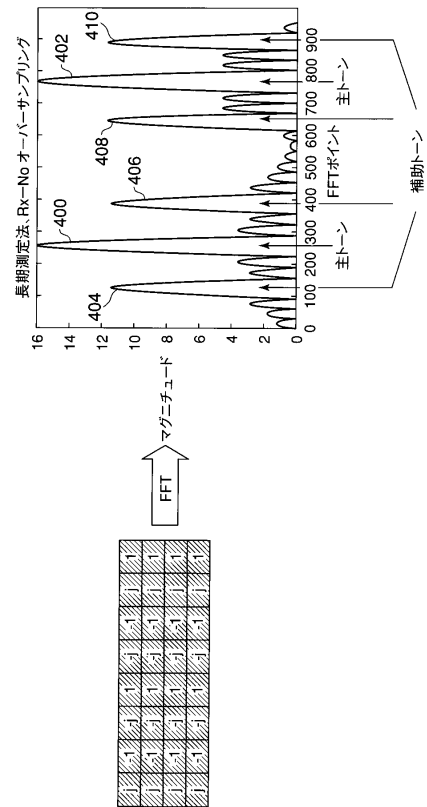
【図 5】

図 5



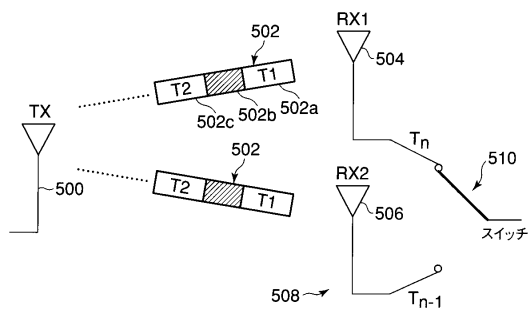
【図 6】

図 6



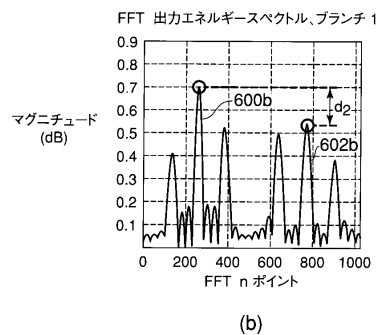
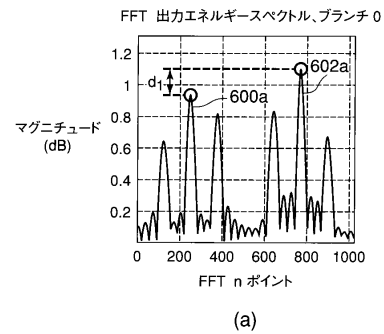
【図 7】

図 7



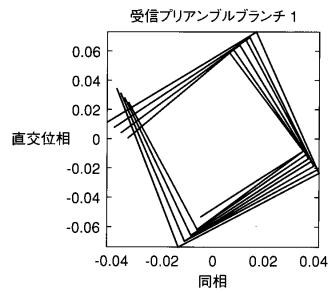
【図 8】

図 8

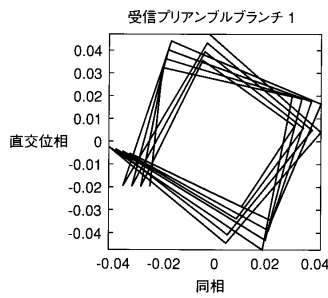


【図 9】

図 9



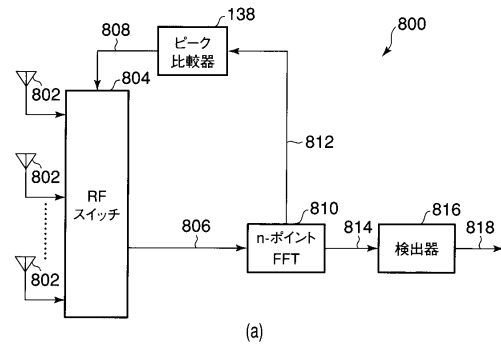
(a)



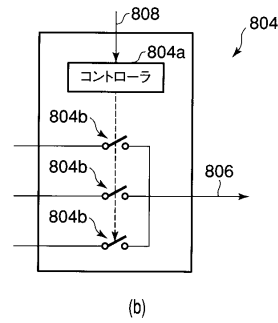
(b)

【図 10】

図 10



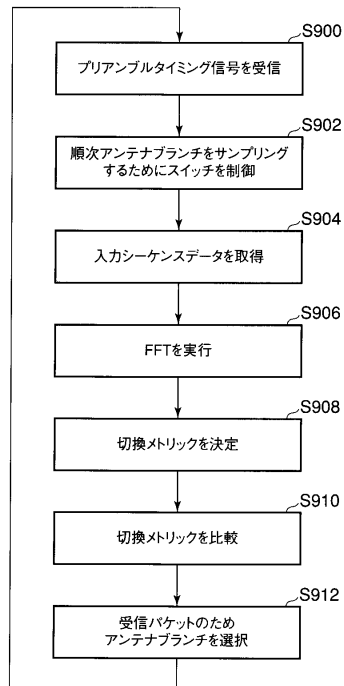
(a)



(b)

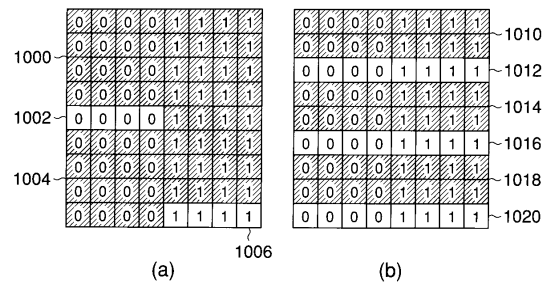
【図 11】

図 11



【図 12】

図 12

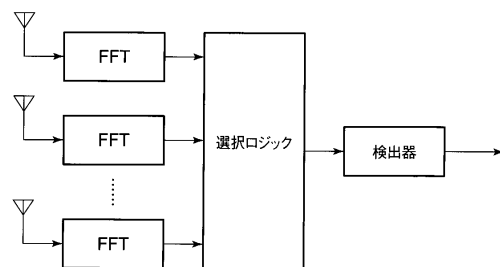


(a)

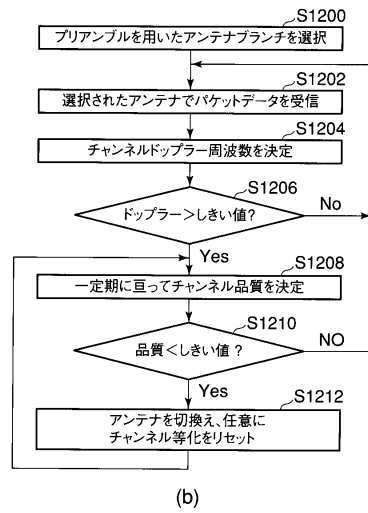
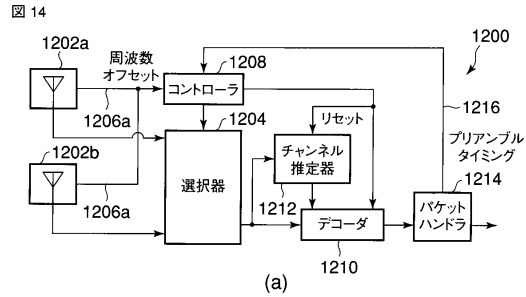
(b)

【図 13】

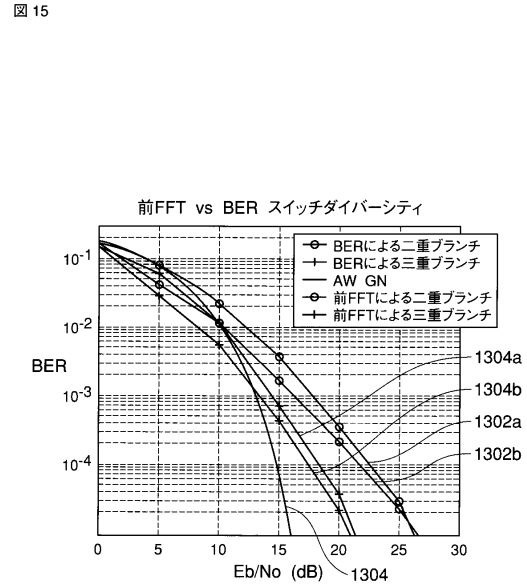
図 13



【図 14】

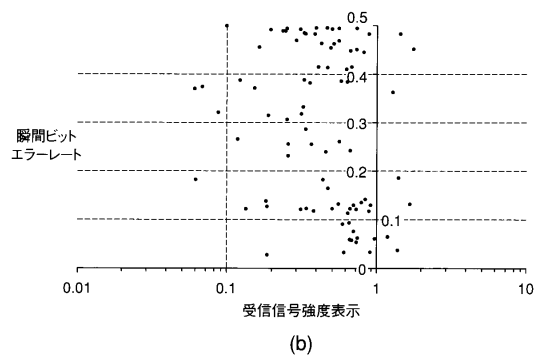
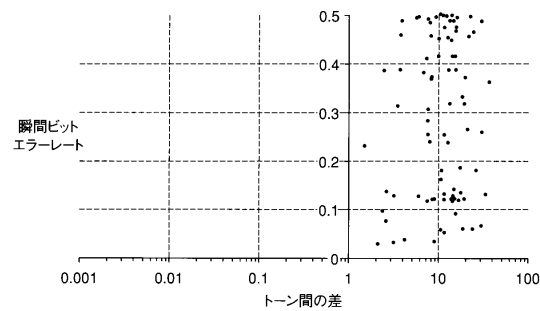


【図 15】



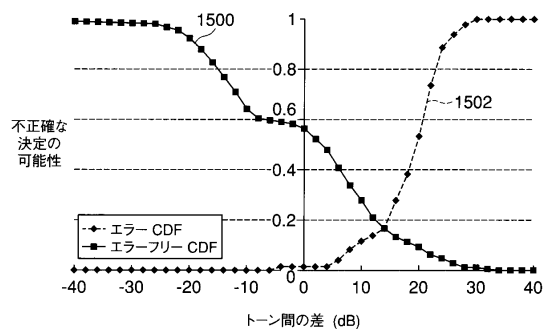
【図 16】

図 16



【図 17】

図 17



フロントページの続き

- (72)発明者 フィットン、マイケル・フィリップ
イギリス国、 ビーエス1・4エヌデー、 ブリストル、 クウィーンスクエア 32
- (72)発明者 レオン、シュール・チュン
イギリス国、 ビーエス1・4エヌデー、 ブリストル、 クウィーンスクエア 32

審査官 丹治 彰

- (56)参考文献 特開2000-174726 (JP, A)
特開2001-148647 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 7/02-7/12