

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-236336

(P2004-236336A)

(43) 公開日 平成16年8月19日(2004.8.19)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>

H04J 1/00

H04J 11/00

F I

H04J 1/00

H04J 11/00

テーマコード (参考)

5K022

Z

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2004-23377 (P2004-23377)  
 (22) 出願日 平成16年1月30日(2004.1.30)  
 (31) 優先権主張番号 10/354601  
 (32) 優先日 平成15年1月30日(2003.1.30)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 500587067  
 アギア システムズ インコーポレーテッド  
 アメリカ合衆国, 18109 ペンシルヴァニア, アレンタウン, アメリカー パークウェイ エヌイー 1110

(74) 代理人 100064447  
 弁理士 岡部 正夫  
 (74) 代理人 100085176  
 弁理士 加藤 伸晃  
 (74) 代理人 100106703  
 弁理士 産形 和央  
 (74) 代理人 100096943  
 弁理士 臼井 伸一

最終頁に続く

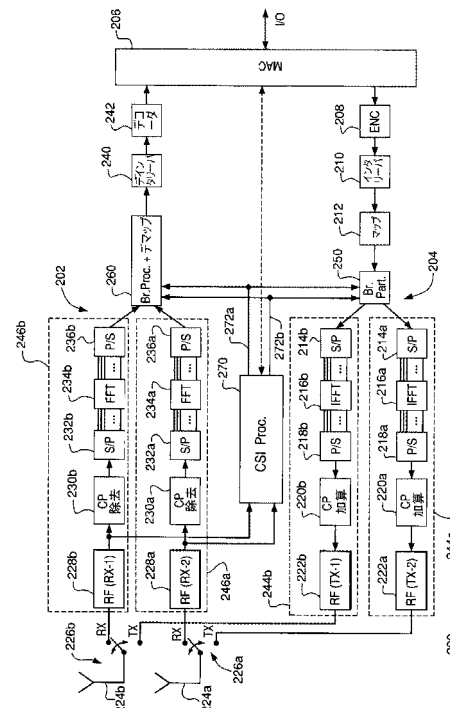
(54) 【発明の名称】 OFDMトランシーバのチャネル推定

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 OFDMトランシーバのチャネル推定方法を提供する。

【解決手段】 OFDMトランシーバは、受信したOFDMパケットのプリアンプルを処理することによって、通信チャネルのチャネル状態情報(CSI)を導出するように構成される。次いで、通信チャネル上で送信される重み付きOFDMパケットを生成するために、導出されたCSI情報を適用することができる。その結果、このOFDMトランシーバと他のトランシーバとの間に、改善された有効な通信チャネルを確立することが可能である。改善された通信チャネルを使用して、たとえば、選択した送信ビット・レートに対応する距離を拡大する、および/またはAPとCLTとの間の送信ビット・レートを増大させることができる。さらに、または代替として、改善された通信チャネルを使用して、電力消費を低減することができる。

【選択図】 図2



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

WLANシステムの信号処理の方法であって、

前記WLANシステムの第1ノードの第1アンテナおよび第2アンテナにおいて、前記WLANシステムの第2ノードから送信された入信号を受信すること、

前記入信号に基づいて、前記第1アンテナおよび前記第2アンテナにそれぞれ対応する第1サブチャネルおよび第2サブチャネルの減衰情報を決定すること、および、

各トーンについて、相対減衰がより低いサブチャネルにほぼすべてのRF電力が加えられる複数のトーンに基づく多搬送波変調方式を使用して、前記第1アンテナおよび前記第2アンテナから前記第2ノードへ送信する出信号を生成することを含む方法。

10

## 【請求項 2】

前記WLANシステムが、IEEE 802.11規格に準拠するコンテンション・ベースWLANシステムであり、

前記第1ノードが、前記WLANシステムのアクセス・ポイントであり、

前記第2ノードが、前記WLANシステムのクライアント端末である、請求項1に記載の発明。

## 【請求項 3】

前記第1ノードが、前記減衰情報の年齢を特徴付け、前記減衰情報の年齢に基づいて前記出信号を生成する際に、前記減衰情報を使用するかを決定し、

前記減衰情報が古過ぎる場合、前記第1ノードが、前記減衰情報とは関係なく前記出信号を生成する、請求項1に記載の発明。

20

## 【請求項 4】

前記第1ノードが、前記第2ノードに送信するデータを有するとき、前記第2ノードに前記入信号を前記第1ノードへ送信させるために第1ノードが第1パケットを前記第2ノードに送信し、前記第1ノードが、前記データに基づいて前記出信号を生成するために前記減衰情報を導出することを可能にする、請求項1に記載の発明。

## 【請求項 5】

前記出信号のデータ・レートが、前記第1パケットのデータ・レートより大きい、請求項4に記載の発明。

## 【請求項 6】

前記第1パケットが、送信要求(RTS)パケットに対応し、前記入信号が、送信可(CTS)パケットに対応する、請求項4に記載の発明。

30

## 【請求項 7】

前記第1パケットが、送信される前記データの第1データ断片に対応し、前記入信号が、前記第1パケットの肯定応答パケットに対応し、前記出信号が、送信される前記データの第2データ断片に対応する、請求項4に記載の発明。

## 【請求項 8】

前記第1データ断片が空である、請求項7に記載の発明。

## 【請求項 9】

前記第1パケットが、コンテンションのない(CF)ポーリング・パケットに対応し、前記入信号が、CFポーリング・パケットの肯定応答パケットに対応する、請求項4に記載の発明。

40

## 【請求項 10】

WLANシステムの第1ノードの装置であって、

(i)前記第1ノードの第1アンテナおよび第2アンテナにおいて、前記WLANシステムの第2ノードから送信された入信号を受信し、(ii)前記入信号に基づいて、前記第1アンテナおよび前記第2アンテナにそれぞれ対応する第1サブチャネルおよび第2サブチャネルの減衰情報を決定するように適合された受信経路と、

各トーンについて、相対減衰がより低い前記サブチャネルにほぼすべてのRF電力が加えられる複数のトーンに基づく多搬送波変調方式を使用して、前記第1アンテナおよび前

50

記第2アンテナから前記第2ノードに送信する出信号を生成するように適合された送信経路とを備える装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、通信機器に関し、より具体的には、無線ローカル・エリア・ネットワーク（WLAN）の機器に関する。

【背景技術】

【0002】

情報信号を不完全な通信チャネル上で確実にかつ効率的に伝送することは、無線通信システムでは必須である。そのような伝送を達成するのに成功した1つの手法は、多搬送波変調（MCM）である。MCMの原理は、それぞれが独立して変調されたいくつかの副搬送波（トーンまたはピンとも呼ばれる）に通信チャネルを分割することである。情報は、トーンの位相、振幅、または両方を変更することによって、トーンの上に変調される。

【0003】

直交周波数分割多重（OFDM）は、MCMの形式であり、この場合、トーン間隔は、各トーンが、他のすべてのトーンに直交するように選択される。OFDM WLANシステムは、通常、IEEE 802.11などのコンテンツン・ベースの無線媒体アクセス規格、またはETSI HIPERLAN/2などの計画型時分割二重（TDD）無線媒体アクセス規格に準拠するように設計される。コンテンツン・ベース規格に準拠するWLANシステムでは、OFDM局は、規格に規定された「公正なコンテンツン」媒体共有機構を使用して、無線媒体へのアクセスを競う。対照的に、計画型TDD準拠のWLANシステムにおける媒体アクセスは、他のすべての参加トランシーバについて媒体アクセスを計画する単一指定局によって制御される。

【0004】

IEEE規格802.11およびその拡張版802.11a/b/gは、OFDM WLANシステムについて物理層および媒体アクセス制御手続きを規定する。たとえば、802.11aに準拠するシステムは、5GHzの無線周波数帯において動作し、6、9、12、18、24、36、48、および54Mbit/sのデータ通信能力を提供する。このシステムは、2位相または4位相偏移変調（BPSK/QPSK）、16直交振幅変調（QAM）、または64-QAMを使用して変調された52のトーン（0を除いて、-26から26まで番号付けされている）を使用する。さらに、このシステムは、1/2、2/3、または3/4の符号速度の順方向誤り訂正（たたみ込み）符号化を使用する。

【0005】

図1は、たとえばWLANシステムのアクセス・ポイント（AP）またはクライアント端末（CLT）として構成することができる、従来の技術の代表的なOFDMトランシーバ100のブロック図である。通常のWLANシステムは、バックボーン有線ネットワークへのアクセスを1つまたは複数の無線CLTに提供するAPを有する。トランシーバ100は、受信経路102および送信経路104を有し、これらは両方とも、一端において媒体アクセス制御装置（MAC）106に結合され、他端においてスイッチ126を介してアンテナ124に結合される。動作モードに応じて、スイッチ126は、アンテナ124を送信経路104または受信経路102に接続する。

【0006】

送信経路104において、MAC106を介して受信された情報ビットは、たたみ込みエンコーダ108によって符号化され、インタリーバ110によってインタリーブされる。次いで、インタリーブされたデータは、マッピング変換器112を使用して、バイナリ・フォーマットからQAM値などに変換される。首尾一貫した受信を容易にするために、4つの指針値が、52のQAM値を有するOFDM記号を形成するように、各48のデータ値に追加される。QAM値は、シリアル・パラレル（S/P）変換器114において逆多重化され、逆高速フーリエ変換（IFFT）要素116を使用して52のトーンに変調

される。次いで、このトーンは、並列直列（P / S）変換器 118 において組み合わされる。通信チャネルにおける多重経路遅延拡散（信号分散）による記号間干渉を低減するために、循環接頭辞（CP）が、CP 加算器 120 において追加される。結果として得られる OFDM 記号は、無線周波数（RF）送信器 122 に加えられ、そこで、アナログ信号に変換され、5 GHz 帯に上方変換され、アンテナ 124 を経て送信される。

#### 【0007】

受信経路 102 は、送信経路 104 の逆動作ならびに追加のトレーニング機能を実施するように設計される。具体的には、RF 信号が、RF 受信器 128 によってアンテナ 125 を経て受信される。RF 受信器は、まず、各 OFDM データ・パケットのプリアンブルにある特別なトレーニング記号を使用して、周波数のオフセットおよび記号のタイミングを推定する。受信器 128 は、受信 RF 信号を OFDM 記号に分割し、次いで、この記号は、周波数下方シフトされ、デジタル化される。CP 除去回路 130 が、各記号から循環接頭辞を取り除き、その結果を S / P 変換器 132 に加える。次いで、高速フーリエ変換（FFT）要素 134 が、52 のトーンに対応する QAM 値を回復する。トレーニング記号およびパイロット・トーンを使用して、通信チャネル応答ならびに位相ドリフトを補正する。次いで、回復された QAM 値を、P / S 変換器 136、デマッピング変換器 138、デインタリーバ 140 をそれぞれ使用して、多重化、デマッピング、デインタリーブし、対応するバイナリ・データを回復する。情報ビットは、たたみ込み（たとえばビタビ）デコーダ 142 においてバイナリ・データから復号され、次いで MAC 106 を介してトランシーバ 100 から出力される。

#### 【0008】

トランシーバ 100 に付随する 1 つの問題は、家庭、事務所、および / または生産設備など、比較的高度に散乱する環境における動作の確実性に関する。具体的には、高速送信 / 受信（たとえば 20 Mbit / s を超える速度における）は、通信チャネルの品質に非常に敏感である。さらに、そのような高速送信 / 受信を意図した 5 GHz 帯の RF 信号は、たとえば 2.4 GHz 帯の場合よりも高い伝播損失を受ける。その結果、高速での動作は、比較的短距離に限定される可能性がある。その距離外では、より低いフォールバック速度（たとえば 6 Mbit / s）を使用しなければならない可能性がある。これにより、情報のスループットが制限され、たとえば、トランシーバ 100 をアクセス・ポイントとして使用する WLAN システムを、潜在的な能力の一部で動作させる可能性がある。

#### 【発明の開示】

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0009】

従来の技術の問題は、本発明の原理に従って、OFDM トランシーバのチャネル推定方法によって対処される。OFDM トランシーバは、受信 OFDM パケットのプリアンブルを処理することによって、通信チャネルのチャネル状態情報（CSI）を導出するように構成される。受信パケットは、たとえば、非送信請求データ・パケット、または肯定応答パケットなどの送信請求サービス・パケットとすることができる。次いで、導出された CSI 情報を適用して、通信チャネル上で送信する重み付き OFDM パケットを生成することができる。その結果、この OFDM トランシーバと他の（たとえば単一アンテナの）OFDM トランシーバとの間に、改善された有効な通信チャネルを確立することが可能である。本発明のチャネル推定方法は、WLAN システムのアクセス・ポイント（AP）またはクライアント端末（CLT）において実施することが可能である。いずれの場合でも、改善された通信チャネルを使用して、たとえば、選択した送信ビット・レートに対応する距離を拡大する、および / または AP と CLT との間の送信ビット・レートを増大させることができる。さらに、または別法として、改善された通信チャネルを使用して、発生する RF 電力を低減し、したがって電力消費を低減することができる。

#### 【0010】

一実施形態によれば、本発明は、WLAN システムの信号処理の方法であり、本方法は、WLAN システムの第 1 ノードの第 1 アンテナおよび第 2 アンテナにおいて WLAN シ

10

20

30

40

50

ステムの第2ノードから送信された入信号を受信すること、入信号に基づいて、第1アンテナおよび第2アンテナにそれぞれ対応する第1サブチャネルおよび第2サブチャネルの減衰情報を決定すること、各トーンについて相対減衰がより低いサブチャネルにほぼすべてのRF電力が加えられる複数のトーンに基づく多搬送波変調方式を使用して、第1アンテナおよび第2アンテナから第2ノードに送信する出信号を生成することを備える。

【0011】

他の実施形態によれば、本発明は、WLANシステムにおける第1ノードの装置であって、本装置は、(i)第1ノードの第2アンテナおよび第2アンテナにおいて、WLANシステムの第2ノードから送信された入信号を受信し、(ii)入信号に基づいて、第1アンテナおよび第2アンテナにそれぞれ対応する第1サブチャネルおよび第2サブチャネルの減衰情報を決定するように適合された受信経路と、各トーンについて相対減衰がより低いサブチャネルにほぼすべてのRF電力が加えられる複数のトーンに基づく多搬送波変調方式を使用して、第1アンテナおよび第2アンテナから第2ノードに送信する出信号を生成するように適合された送信経路とを備える。

10

本発明の他の態様、特徴、および利点は、以下の詳細な記述と、添付の特許請求の範囲と、付随する図とからより完全に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】

【0012】

本明細書における「一実施形態」または「実施形態」という言及は、その実施形態に関連して記述される特定の特徵、構造、または特性を本発明の少なくとも1つの実施形態において含むことができることを意味する。本明細書の様々な箇所の「一実施形態における」という句の出現は、必ずしも、すべて同じ実施形態を指すとは限らず、また他の実施形態と互いに排他的な別々の実施形態または代替実施形態でもない。

20

【0013】

多ブランチ・トランシーバ

図2は、本発明の一実施形態によるOFDMトランシーバ200のブロック図を示す。実施態様に応じて、トランシーバ200は、1つのAPおよび1つまたは複数の無線CLTを有するコンテンツン・ベースWLANシステムまたは計画型TDDベースWLANシステムに展開することができる。本発明の好ましいWLAN構成では、APは、トランシーバ200を有し、各CLTは、単一アンテナ・トランシーバ(たとえば図1のトランシーバ100)を有する。本発明の代替WLAN構成では、APは、単一アンテナ・トランシーバを有し、少なくとも1つのCLTは、トランシーバ200を有する。

30

【0014】

図1のトランシーバ100と同様に、トランシーバ200は、受信経路202および送信経路204を有し、両方とも、一端においてMAC206に結合される。しかし、トランシーバ100とは対照的に、トランシーバ200の各経路202および204は、2つのブランチ、すなわち2つの受信器ブランチ246a~bおよび2つの送信器ブランチ244a~bをそれぞれ有する。受信経路202のブランチ246a~bのそれぞれは、RF受信器228、CP除去回路230、S/P変換器232、FFT要素234と、および/またはP/S変換器236を含み、これらは、受信経路102(図1)の同様に符号を付けられた(すなわち最後の2つの数字が同じである)要素と同様である。同様に、送信経路204のブランチ244a~bのそれぞれは、S/P変換器214、IFFT要素216、P/S変換器218、CP加算器220、およびRF送信器222を含み、これらは、送信経路104(図1)の同様に名称付けされた要素と同様である。ブランチ244aおよび246aは、スイッチ226aを介して第1アンテナ224aに結合され、ブランチ244bおよび246bは、スイッチ226bを介して第2アンテナ224bに結合される。アンテナ224a~bは、空間的に離れており、スイッチ226a~bの状態に応じて、RF信号の送信または受信を送信器ブランチ244a~bおよび受信器ブランチ246a~bにそれぞれ提供する。代替実施形態では、本発明のトランシーバは、3つ以上のアンテナに選択的に結合された3つ以上のブランチをそれぞれが有する受信経路お

40

50

よび送信経路を有することが可能である。

【0015】

ブランチ244a~bの他に、送信経路204は、たたみ込みエンコーダ208と、インタリーバ210と、マッピング変換器212と、ブランチ重み付けおよび分割回路250とを含む。ブランチ246a~bの他に、受信経路202は、ブランチ処理およびデマッピング回路260と、デインタリーバ240と、たたみ込み(ビタビなど)デコーダ242とを含む。以下でより詳細に記述する回路250および260を除いて、経路202および204の他の上記に列挙した要素は、経路102および104(図1)の同様に名称付けされた要素と同様である。

【0016】

一実施形態では、回路250および260は、RF受信器228a~bおよびMAC206から信号を受信するために結合されたチャネル状態情報(CSI)プロセッサ270によって制御される。プロセッサ270は、アンテナ224a~bに対応する通信サブチャネルのCSI情報を導出および記憶するように構成される。本明細書で使用する際に、「サブチャネル」という用語は、アンテナ224a~bの1つと他のトランシーバのアンテナとの間の信号伝播を支持する無線媒体を指す。具体的には、一構成では、アンテナ224a~bに関連付けられた2つのサブチャネルのCSIセットは、各サブチャネルについて、そのサブチャネルを介した各トーンの伝送に関連する減衰および/または位相シフトを含むことが可能である。異なる構成では、各トーンについて、CSIセットは、相対減衰がより低いサブチャネルを示す数(たとえば0または1)を含むことが可能である。一実施形態では、プロセッサ270は、現行CSIセットに基づいて生成された信号272a~bを介して回路250および260を制御する。一構成では、プロセッサ270は、新しいOFDMパケットがトランシーバ200に到達するたびに、CSIセットを更新する。

【0017】

図3A~Bは、規格802.11によるOFDMパケットの構造を示す。より具体的には、図3Aは、1つのトーン(たとえばトーン数20)に対応するOFDMパケットの一部の時間構造を示し、図3Bは、OFDMパケット全体の時間周波数構造を示す。各OFDMパケットは、ヘッダおよびデータ・ペイロード部分が続くプリアンプルを有する。プリアンプルは、それぞれが8μsの長さの2つの部分を有し、ヘッダは、長さが4μsであり、データ・ペイロード部分の長さは、可変である。トーン数-21、-7、7、および21は、4つのパイロット・トーンであり、図3Bのすべてのマーク付けされた(埋められた)矩形は、既知のトレーニング値に対応する。

【0018】

プリアンプルの第1部分は、800nsの継続時間を有するトレーニング記号の10の反復(図3Aではt1からt10まで名称付けされている)を有する。この部分は、図3Bに示すように数が4の整数倍(すなわち、トーン数-24、-20、-16、-12、-8、-4、4、8、12、16、20、および24)であるトーンのサブセットを使用して送信され、自動利得制御(AGC)および粗周波数オフセットに使用される。プリアンプルの第2部分は、2つの正規のOFDM記号スロットを占有する長いトレーニング記号(図3AではT1と名称付けされている)を有する。プリアンプルのこの部分は、52のトーンをすべて使用して送信され(図3B)、タイミング、微細周波数オフセット、およびチャネル推定に使用される。プリアンプルには、ヘッダが続く。ヘッダは、図3Aに示すように、1つの正規のOFDM記号スロットを占有する。ヘッダは、符号化速度、変調のタイプ、およびパケット長に関する情報を含み、ヘッダには、データ・ペイロード部分が続く。

【0019】

一実施形態では、トランシーバ200のプロセッサ270は、プリアンプルの第2部分(図3AのT1)を処理することによって、CSI情報を獲得する。この部分において送信されるすべての値は、既知のトレーニング値であるので、それぞれのアンテナに対応す

10

20

30

40

50

る通信サブチャネルにおける52のトーンのそれぞれの伝播に対応する減衰および位相シフトを獲得することができる。一実施形態では、プロセッサ270は、複素数値 $C_{a,b}(n)$ の形態でCSI情報を導出および記憶する。各複素数値は、振幅および位相を有し、指標aおよびbはアンテナを指し、nはトーン数であり、各振幅 $|C_{a,b}(n)|$ および位相 $\angle C_{a,b}(n)$ は、それぞれの通信サブチャネルにおけるn番目のトーンの減衰および位相シフトにそれぞれ対応する。

#### 【0020】

一構成では、トランシーバ200は、WLANシステムのAPとして動作する。トランシーバ200の他に、WLANシステムは、1つまたは複数の単一アンテナCLTを含む。CLTは、規格802.11aに記述されているように、無線媒体を共有し、それにより、一度に1つのCLTのみが、AP200にデータを送信し（アップリンク）、またはAP200からデータを受信する（ダウンリンク）。一実施形態では、プロセッサ270は、MAC206によって提供されたCLT識別を使用して、各異なるCLTについて異なるCSIセットを導出および記憶する。

10

#### 【0021】

##### 受信動作

このセクションは、本発明の実施形態によるトランシーバ200の受信動作に関する。トランシーバ200が、WLANシステムのAPとして構成された場合、受信動作は、アップリンク（UL）伝送に対応する。好ましい構成では、WLANシステムは、(i)トランシーバ200を有するAPと、(ii)それぞれが図1のトランシーバ100などの単一アンテナ・トランシーバを有する1つまたは複数のCLTとを含む。

20

#### 【0022】

UL伝送中、トランシーバ200は、2つのアンテナ224a~bを介してCLTからRF信号を受信する。2つ以上のアンテナを使用することにより、(i)アレイ利得および(ii)空間多様性の効果のために、信号受信が改善される。「アレイ利得」という用語は、2つのアンテナが、単一アンテナに対応するエネルギー量の2倍を平均して獲得するという事に関する。「空間多様性」という用語は、異なるアンテナでの信号受信が、異なる（相関のない）フェーディング効果を通常受けるということに関する。したがって、1つのサブチャネルに対応する信号が、深いフェードにある場合、第2サブチャネルに対応する信号が同様に深いフェードにある確率は、相対的に低い。その結果、獲得されたRF電力の時間的な揺らぎの大きさは低減され、これにより、APとCLTとの間により確実な有効通信チャネルが生成される。

30

#### 【0023】

図4は、本発明の一実施形態によるトランシーバ200（図2）の回路260として使用することができる回路400を示す。すでに上記で指摘したように、回路260は、2つのアンテナ224a~bに結合された2つの受信器ブランチ246a~bの出力を処理する。図4の回路400は、2つのデマッピング変換器138a~bを備え、各変換器は、対応する受信器ブランチ246に結合される。各変換器138は、対応するFFT要素234によって生成された周波数領域の同相（I）値および直角位相（Q）値に基づいて、各情報ビットについてソフト高信頼値を生成する。情報ビットに対応する2つのソフト値は、ソフト加算器402に加えられ、そこで、値は、その情報ビットについて新しいソフト高信頼値を生成するために、当技術分野において既知であるように最尤（ML）組み合わせられる。この新しいソフト高信頼値は、回路400から出力されて、図2のデインタリーバ240に加えられる。

40

#### 【0024】

図5は、本発明の他の実施形態によるトランシーバ200の回路260（図2）として使用することができる回路500を示す。回路500は、I/Qプロセッサ502およびデマッピング変換器138を備える。各OFDMトーンについて、プロセッサ502は、 $I'/Q'$ と表記される新しいI/Q対を生成するために、FFT要素234aおよび234bによってそれぞれ生成された2つのI/Q対を処理する。次いで、 $I'/Q'$ 対が

50

1つのトーンから発せられたかのように、 $I' / Q'$  対を変換器 138 によって処理する。一実施形態では、プロセッサ 502 は、当技術分野において一般に最大比率組合せ (MRC) と呼ばれる技法を実施する。

#### 【0025】

一実施形態では、プロセッサ 502 は、 $I / Q$  対を以下のように処理する。各トーンについて、以下の式により複素数値  $Z(n)$  を計算する。

$$Z(n) = W_a(n) (I_a(n) + i Q_a(n)) + W_b(n) (I_b(n) + i Q_b(n)) \quad (1)$$

上式で、指標  $a$  および  $b$  はアンテナを指し、 $n$  はトーン数であり、 $I_a(n) / Q_a(n)$  および  $I_b(n) / Q_b(n)$  は、 $n$  番目のトーンに対応する  $I / Q$  対であり、それぞれブランチ 246<sub>a</sub> および 246<sub>b</sub> によってプロセッサ 502 に加えられ、 $W_a(n)$  および  $W_b(n)$  は、重み付け係数である。次いで、 $n$  番目のトーンに対応する  $I' / Q'$  対を以下のように  $Z(n)$  から決定することができる。

$$I'(n) = \operatorname{Re} Z(n) \quad (2A)$$

$$Q'(n) = \operatorname{Im} Z(n) \quad (2B)$$

#### 【0026】

一実施形態では、重み付け係数は、以下のように CSI セットから導出される。

#### 【数 1】

$$W_{a,b}(n) = \frac{C_{a,b}^*(n)}{\sqrt{|C_a(n)|^2 + |C_b(n)|^2}} \quad (3)$$

上式で  $C_a, b(n)$  は、CSI 情報に対応し、先行セクションで説明した複素数であり、アスタリスクは、複素共役を表す。

#### 【0027】

一実施形態では、式 (3) による重み付け係数  $W_{a,b}(n)$  の導出は、プロセッサ 270 において実施される。他の実施形態では、信号 272<sub>a~b</sub> は、 $C_{a,b}(n)$  の値をプロセッサ 260 に提供し、そこで、式 (3) に対応する処理が実施され、重み付け係数  $W_{a,b}(n)$  が生成される。異なる実施形態では、式 (3) に対応する処理とは異なる処理をプロセッサ 260 またはプロセッサ 270 において実施して、重み付け係数を生成することが可能である。

#### 【0028】

一実施形態では、プロセッサ 502 は、2つの複素数乗算器 504<sub>a~b</sub> および複素数加算器 508 を含む。各乗算器 504 は、2つの入力を受信する。たとえば、乗算器 504<sub>a</sub> は、受信器ブランチ 246<sub>a</sub> から信号 506<sub>a</sub> を受信し、CSI プロセッサ 270 から信号 272<sub>a</sub> を受信する (図 2)。同様に、乗算器 504<sub>b</sub> は、受信器ブランチ 246<sub>b</sub> から信号 506<sub>b</sub> を受信し、CSI プロセッサ 270 から信号 272<sub>b</sub> を受信する。信号 506<sub>a</sub> および 506<sub>b</sub> は、それぞれ、 $I_a(n) / Q_a(n)$  対および  $I_b(n) / Q_b(n)$  対を提供し、信号 272<sub>a</sub> および 272<sub>b</sub> は、それぞれ、重み付け係数  $W_a(n)$  および  $W_b(n)$  を提供する。各乗算器 504 は、複素数乗算を実施して、各トーンについて重み付き  $I / Q$  対を生成する。その結果は、加算器 508 に加えられ、そこで、各トーンについて、2つの重み付き  $I / Q$  対を組み合わせ、 $I' / Q'$  対を生成する。次いで、この対は、変換器 138 に加えられて、変換器 138 によって処理され、その出力は、図 2 のデインタリーバ 240 に加えられる。

#### 【0029】

本発明者自身の研究は、上記で記述した実施形態による 2つのアンテナを介して信号を受信して、信号を処理するトランシーバ 200 が、単一アンテナ・トランシーバ (たとえばトランシーバ 100) と比較して信号対雑音比 (SNR) を、約 1% と 10% との間のパケット誤り率 (PER) について約 5 から 8 dB 改善することを実証した。この改善を



使用して、たとえば、選択した送信ビット・レートに対応する距離を拡大する、および／またはたとえばＡＰとＣＬＴとの間の送信ビット・レートを増大させることができる。さらに、または代替として、この改善を使用して、発生するＲＦ電力を低減することが可能である。そのような電力の低減は、無線ＣＬＴの電池寿命を延長するのに役立つ可能性がある。

#### 【００３０】

##### 送信動作

このセクションは、トランシーバ２００の送信動作に関する。トランシーバ２００が、ＷＬＡＮシステムのＡＰとして構成された場合、送信動作は、ダウンリンク（ＤＬ）伝送に対応する。

10

#### 【００３１】

ＤＬ伝送中、ＡＰトランシーバ２００は、２つのアンテナ２２４ａ～ｂを介してＲＦ信号をＣＬＴに送信する。一実施形態では、トランシーバ２００は、各トーンに対応する信号を処理することによって、２つのアンテナ上で送信する重み付きＯＦＤＭパケットを生成する。処理は、各トーンについて、（ｉ）トーンに対応するＲＦ電力をアンテナ間において分割すること、（ｉｉ）異なる送信器ブランチにおいて、異なる位相シフトをトーンに対応する信号に加えることを含むことが可能である。そのような処理は、個々のトーンの強い減衰（フェーディング）など、通信チャネルの望ましくない影響を大きく低減する。たとえば、各トーンについて、異なるアンテナを介して送信された信号は、単一アンテナＣＬＴなどの宛先受信器にほぼ同相で到着して、強め合って干渉するように位相シフトされる。その結果、改善された有効な通信チャネルが、ＡＰとＣＬＴとの間に確立される。

20

#### 【００３２】

図６は、本発明の一実施形態によるトランシーバ２００の回路２５０（図２）として使用することができる回路６００を示す。回路６００は、２つのアンテナ２２４ａ～ｂ上で送信されたＲＦ電力の分配を制御するように設計される。各ＯＦＤＭトーンについて、回路６００は、マッピング変換器２１２によって生成されたＩ／Ｑ対を処理して、送信器ブランチあたり１つの対で、２つの重み付き $I_{a,b}$ ／ $Q_{a,b}$ 対を生成する。次いで、各重み付き対は、対応する送信器ブランチ２４４に加えられ、それぞれのアンテナ２２６を介して対応するＲＦ信号を送信するために、独立して処理される。

30

#### 【００３３】

一実施形態では、回路６００は、以下のようにＩ／Ｑ対を処理する。

$$I_{a,b}(n) = \text{Re}\{W_{a,b}(n)(I(n) + iQ(n))\} \quad (4A)$$

$$Q_{a,b}(n) = \text{Im}\{W_{a,b}(n)(I(n) + iQ(n))\} \quad (4B)$$

上式で、 $I_{a,b}(n)$ ／ $Q_{a,b}(n)$ および $I_b(n)$ ／ $Q_b(n)$ は、 $n$ 番目のトーンに対応する重み付きＩ／Ｑ対であり、それぞれブランチ２４４ａおよび２４４ｂに加えられる。 $W_{a,b}(n)$ は、重み付け係数である。

#### 【００３４】

一実施形態では、回路６００は、回路５００の乗算器５０４ａ～ｂ（図５）と同様の２つの複素数乗算器６０４ａ～ｂを含む。各乗算器６０４は、２つの入力を受信し、第１は、変換器２１２の出力のコピーであり、第２は、ＣＳＩプロセッサ（図２）からの対応する信号２７２である。各乗算器６０４は、複素数の乗算を実施し、たとえば式４Ａ～Ｂにより、各トーンについて重み付きＩ／Ｑ対を生成する。次いで、この対は、対応する送信器ブランチ２４４に加えられる。

40

#### 【００３５】

図７Ａ～Ｂは、本発明の一実施形態によるトランシーバ２００において実施することができる分割方式を示す。これ以後、この方式を最大比率送信（ＭＲＴ）方式と呼ぶ。より具体的には、図７Ａおよび７Ｂは、トランシーバ２００のブランチ２４４ａおよび２４４ｂにそれぞれ対応する代表的なＯＦＤＭトーンを示す。 $H_{a,b}(f)$ と名称付けされた２つの曲線は、対応する通信サブチャネルの空間特性を表す。関数 $H_{a,b}(f)$ は、周

50

波数  $f$  の複素関数であり、振幅  $|H_{a,b}(f)|$  および下記のように表わされる位相  
【数 2】

$$\varphi_{a,b}(f) = \arctan \frac{\text{Im } H_{a,b}(f)}{\text{Re } H_{a,b}(f)}$$

に関して表すことができる。関数  $H_{a,b}(f)$  の大きさのみを図 7 A ~ B に示す。一実施形態では、CSI 情報は、以下の式によって表される関数  $H_{a,b}(f)$  の離散サンプルに関する複素数値  $C_{a,b}(n)$  を備える。

$$C_{a,b}(n) = H_{a,b}(f_n) \quad (5)$$

上式で、 $f_n$  は、 $n$  番目のトーンに対応する周波数である。パケットのプリアンプルを使用して  $C_{a,b}(n)$  を導出することができる受信動作とは対照的に、送信動作では、 $C_{a,b}(n)$  の値は、直接には利用可能でなく、たとえば次のセクションにおいてより詳細に記述するチャネル推定方式の 1 つを使用して、別々に獲得する必要がある。

【0036】

一実施態様では、MRT 方式において使用される重み付け係数  $W_{a,b}(n)$  は、式 (3) により計算される。したがって、各トーンについて、各通信サブチャネルは、送信係数  $T_{a,b} |H_{a,b}(f_n)|$  に比例する RF エネルギーの部分を受信する。この場合、サブチャネルにおけるトーンの減衰は、 $1 / |H_{a,b}(f_n)|$  に比例する。たとえば、図 7 A ~ B に示したサブチャネルの状態では  $|H_a(f_n)| > |H_b(f_n)|$  なので、アンテナ 224a は、アンテナ 224b より、 $n$  番目のトーンに対応する RF エネルギーを多く送信する。

【0037】

RF 電力分配の他に、各トーンについて、MRT 方式は、それぞれの通信サブチャネルにおいて獲得される位相シフトを事前補償する。たとえば、 $n$  番目のトーンについて、式 (3) によって与えられた重み付け係数  $W_{a,b}(n)$  を適用することにより、図 7 A ~ B のそれぞれの位相サークル図によって例示的に示すように、送信前に  $\varphi_{a,b}(n)$  の位相シフトが分与される。この位相シフトは、送信後に、通信サブチャネルの位相シフトによってほぼ消去される。その結果、各トーンについて、異なるアンテナを介して送信された信号は、CLT などの宛先受信器にほぼ同相で到着して、強め合う干渉をする。

【0038】

図 8 A ~ B は、本発明の他の実施形態によるトランシーバ 200 において実施することができる分割方式を示す。これ以後、この方式を等価利得送信 (EGT) 方式と呼ぶ。図 8 A ~ B は、図 7 A ~ B と同様であり、それぞれブランチ 244a および 244b に対応する OFDM トーンを表す。

【0039】

一実施態様では、EGT 方式において使用される重み付け係数  $W_{a,b}(n)$  は、以下のように式 (6) により計算される。

【数 3】

$$W_{a,b}(n) = \frac{C_{a,b}^*(n)}{\sqrt{2}|C_{a,b}(n)|} \equiv \frac{1}{\sqrt{2}} \exp(-i\varphi_{a,b}(n)) \quad (6)$$

したがって、MRT 方式とは異なり、ほぼ等しい RF 電力が、各トーンについて 2 つの通信サブチャネルに加えられる。しかし、MRT 方式と同様に、EGT 方式は、それぞれの通信サブチャネルにおいて獲得される位相シフトを事前補償する。たとえば、 $n$  番目のトーンについて、式 (6) によって与えられた重み付け係数  $W_{a,b}(n)$  を適用することにより、送信前に  $\varphi_{a,b}(n)$  の位相シフトが分与される。したがって、MRT 方式と同様に、EGT 方式は、宛先受信器において強め合う干渉を生成する。

## 【 0 0 4 0 】

図 9 A ~ B は、本発明の他の実施形態によるトランシーバ 2 0 0 において実施することができる分割方式を示す。これ以後、この方式をサブチャネル選択送信 ( S S T ) 方式と呼ぶ。図 9 A ~ B は、図 7 A ~ B および図 8 A ~ B と同様であり、ブランチ 2 4 4 a ( 図 9 A ) および 2 4 4 b ( 図 9 b ) に対応する O F D M トーンを表す。

## 【 0 0 4 1 】

一実施態様では、 S S T 方式において使用される各重み付け係数  $W_a, b(n)$  は、1 または 0 であり、たとえば以下のように決定される。

$W_a(n) = 1$  および  $W_b(n) = 0$  ,  $|C_a(n)| \geq |C_b(n)|$  の場合 ( 7 A )

$W_a(n) = 0$  および  $W_b(n) = 1$  ,  $|C_a(n)| < |C_b(n)|$  の場合 ( 7 B )

したがって、各トーンについて、最低の減衰を有する通信サブチャネルは、そのトーンに対応する全 R F 電力を受信する。たとえば、図 9 A ~ B に示すように、アンテナ 2 2 4 a は、 $n$  番目および  $(n + 1)$  番目のトーンに対応する R F 信号を送信し、一方、アンテナ 2 2 4 b は、 $(n - 1)$  番目のトーンに対応する R F 信号を送信する。M R T 方式および E G T 方式とは対照的に、 S S T 方式は、位相シフト事前補償を実施しない。しかし、各トーンに対応する R F 電力が、唯一のサブチャネルに加えられ、それにより、宛先受信器における異なるサブチャネルからの R F 信号の弱め合う干渉の問題に対処する。

## 【 0 0 4 2 】

図 1 0 は、トランシーバ 1 0 0 など、6、18、および 54 M b i t / s で動作するトランシーバ 2 0 0 の送信性能と、同様に動作する単一アンテナ・トランシーバの送信性能とを比較する。より具体的には、各トランシーバについて、パケット誤り率 ( P E R ) 対 S N R 曲線が、100 n s の特徴的な崩壊定数を有する代表的な通信チャネルについて示されている。トランシーバ 2 0 0 では、M R T 方式、E G T 方式、および S S T 方式に対応する P E R 対 S N R 曲線が、各ビット・レートについて示されている。図 1 0 からわかるように、 $P E R = 5\%$  ( 水平点線によって示す ) において、トランシーバ 2 0 0 は、3 つのビット・レートのそれぞれについて、トランシーバ 1 0 0 に対し、約 5 . 5 d B と 7 . 5 d B の間の性能の改善を実現する。すなわち、所与の送信電力レベルについて、トランシーバ 2 0 0 は、トランシーバ 1 0 0 より長い距離にわたって送信することができ、かつ依然として同じまたはより良好な P E R を達成することができる。M R T 方式は、最大の性能の改善を提供し、この場合、M R T 方式と E G T 方式および S S T 方式との S N R の差は、それぞれ、約 0 . 5 ~ 1 . 0 d B および 1 . 0 ~ 1 . 5 d B である。受信動作と同様に、これらの性能の改善を使用して、たとえば、選択した送信ビット・レートに対応する距離を拡大する、通信トランシーバ間の送信ビット・レートを増大させる、および / または電力消費を低減することができる。

## 【 0 0 4 3 】

## チャネル推定

上記で記述したように、トランシーバ 2 0 0 は、他のトランシーバから受信したアップリンク ( U L ) パケットから C S I 情報を導出して、( 1 ) それらの受信 U L パケットの処理、および ( 2 ) 他のトランシーバに再び送信されるその後の D L パケットの処理の両方に使用する。一般に、以下で記述するチャネル推定方法を、コンテンツン・ベース W L A N システムおよび計画 T D D ベース W L A N システムの両方について実施することができる。しかし、適切であれば指摘するように、以下で考慮する通信のいくつかのシナリオは、コンテンツン・ベース W L A N システムのみに特有である。

## 【 0 0 4 4 】

図 1 1 は、本発明の一実施形態による、特定の ( 単一アンテナ ) C L T トランシーバから A P トランシーバ 2 0 0 において受信した U L パケットを使用して、トランシーバ 2 0 0 からその特定の C L T に送信するその後の D L パケットを生成するために使用することが可能である C S I 情報を導出する方法を一般的に示す。

## 【 0 0 4 5 】

具体的には、U L 伝送中、C L T は、パケット 1 1 0 2 を A P 2 0 0 に送信し、このパケットは、アンテナ 2 2 4 a および 2 2 4 b を介してパケット 1 1 0 2 ' および 1 1 0 2 " としてそれぞれ受信される。各パケット 1 1 0 2 ' および 1 1 0 2 " のプリアンブル（図 1 1 では P と名称付けされている）を使用して、プロセッサ 2 7 0 は、たとえば図 2、4、および 5 の文脈において上記で記述したように、この U L 伝送中に対応する通信サブチャネルの状態について C S I 情報を導出する。2 つのサブチャネルの C S I 情報は、トランシーバ 2 0 0 と特定の C L T との間のチャネルについて現行の C S I セットを形成する。プロセッサ 2 7 0 は、現行 C S I セットが生成された時間を追跡する。その後の D L 伝送中、A P 2 0 0 は、アンテナ 2 2 4 a および 2 2 4 b を介して重み付きパケット 1 1 0 4 ' および 1 1 0 4 " をそれぞれ送信し、これらのパケットは、パケット 1 1 0 4 を生成するために、C L T において重ね合わされる。2 つのトランシーバ間のチャネルの特性は、時間の経過と共に変化するので、C S I 情報の所与のセットの精度は、通常、その情報の年齢に依拠することになる（すなわち、C S I 情報が導出された最近の U L パケットの受信と、その後の D L パケットの送信との間の時間）。

10

## 【 0 0 4 6 】

図 1 1 に示すシナリオは、2 つの異なる状況に対応すると考えられる。一方の状況では、C L T は、トランシーバ 2 0 0 で前後に送信されているパケットの現行シーケンスを開始し、一方他の状況では、トランシーバ 2 0 0 は、現行通信シーケンスを開始する。前者の状況では、パケット 1 1 0 2 は、通信シーケンスの第 1 パケットを表すと考えられ、パケット 1 1 0 4 は、第 2 パケットを表すと考えられる。その場合、C S I 情報は、比較的最近 U L パケット 1 1 0 2 から導出されており、D L パケット 1 1 0 4 を正確に処理するために安全に使用することが可能である。

20

## 【 0 0 4 7 】

しかし、トランシーバ 2 0 0 が通信シーケンスを開始する他の状況では、パケット 1 1 0 4 は、現行通信シーケンスの第 1 パケットを表し、一方パケット 1 1 0 2 は、（たとえば、以前の通信シーケンス中に）同じ C L T からトランシーバ 2 0 0 において受信した最後のパケットを表す可能性がある。その場合、U L パケット 1 1 0 2 から導出された C S I 情報は、比較的古い可能性があり、したがって、D L パケット 1 1 0 4 を処理するためにその C S I 情報を使用するかの問題に対処する必要がある。1 つの可能な実施態様では、トランシーバ 2 0 0 は、C S I セットが指定時間期間内に生成された場合のみ、現行 C S I セットを D L パケット 1 1 0 4 の処理に使用する。C S I セットが古過ぎる場合、トランシーバ 2 0 0 は、「ブラインド」分割方式を適用する。この時間ベースの閾値処理を、C S I セットの年齢  $t_p$  を現行閾値  $t_0$  と比較することによって図 1 1 に示す。閾値  $t_0$  は、たとえば通信チャネルの現行崩壊定数の関数として時間の経過と共に変化する可能性があり、または定数である可能性があることに留意されたい。

30

## 【 0 0 4 8 】

現行 C S I セットが古過ぎる場合、以下のブラインド分割方式の 1 つを使用することができる。すなわち（1）1 つのアンテナのみを介して信号を送信する、（2）位相を調節せずに、アンテナ間で R F 電力を分割する（たとえば 5 0 / 5 0 ）、および（3）2 つの信号コピーをそれぞれ異なるアンテナを介して送信し、第 2 コピーが、第 1 コピーより時間が遅れている。一実施形態では、時間遅延ブラインド分割方式を実施するために、送信器ブランチ 2 4 4 b は、C P 加算器 2 2 0 b と R F 送信器 2 2 2 b との間に随意選択の遅延回路（図 2 には示さず）を含む。

40

## 【 0 0 4 9 】

現行 C S I セットを使用する場合、プロセッサ 2 7 0 は、たとえば上記で記述した M R T、E G T、および S S T の分割方式の 1 つとすることができる選択した分割方式に基づいて決定された重み付け係数を適用するように、回路 2 5 0 を構成する。分割方式を適用することにより、A P と C L T との間に改善された有効な通信チャネルが生成されるので、たとえば通常のダウンリンク中よりも高いビット・レートを使用して、改良されたダウ

50

ンリンクを実施することができる。改良ダウンリンクに対応するより高いビット・レートを、図 11 のアスタリスクによって例示的に示す。

#### 【0050】

図 12 ~ 15 は、AP トランシーバ 200 と CLT (単一アンテナ) トランシーバとの間における通信シーケンスの異なるシナリオについて、チャンネル推定処理の適用を示す。

#### 【0051】

より具体的には、図 12 A ~ B は、AP 200 と単一アンテナ CLT との間における 2 つの代表的な通信シーケンスを示し、各送信パケットを実線で示し、各受信パケットを点線で示す。図 12 A ~ B に示した両方の通信シーケンスとも、2 つのデータ・パケットを有し、それぞれには肯定応答 (ACK) が続く。肯定応答は、サービス OFDM パケットであり、これは、対応するデータ・パケットが宛先パーティによって受信された発信パーティを確認する。ACK パケットが受信されない場合、発信パーティは、データ・パケットを再送信する。

10

#### 【0052】

図 12 A の通信シーケンスは、DL データ・パケットが続く UL データ・パケットを有し、それぞれには対応する肯定応答が続く。UL 伝送中、AP 200 は、アンテナ 224 a ~ b を介して、CLT によって送信されたデータ・パケット 1202 に対応するデータ・パケット 1202' および 1202'' を受信する。応答して、AP 200 は、ACK パケット 1204' および 1204'' を送信し、これらは、CLT によって ACK パケット 1204 として受信される。AP 200 のプロセッサ 270 は、パケット 1202' および 1202'' のプリアンブル (P) を使用して CSI セットを導出し、記憶する。CSI セットに基づいて、プロセッサ 270 は、たとえば先行セクションにおいて記述したように、選択した分割方式をその後の DL 伝送の 1 つまたは複数に適用するように回路 250 を構成する。分割方式を適用することにより、AP と CLT との間に改善された有効な通信チャネルが得られる可能性が高いので、たとえば UL パケット 1202 を送信するために使用したビット・レートより高いビット・レートを使用して、改良ダウンリンクを実施することができる。

20

#### 【0053】

改良ダウンリンク中、AP 200 は、重み付きデータ・パケット 1206' および 1206'' を生成して、アンテナ 224 a ~ b を介して送信し、これらのパケットは、CLT によってデータ・パケット 1206 として受信される。パケット 1206 (') (") に対応するより高いビット・レートを図 12 A のアスタリスクによって示す。CLT によるデータ・パケット 1206 の受信は、ACK パケット 1208 を介して肯定応答される。一構成では、重み付きデータ・パケット 1206' および 1206'' を生成するために分割方式を適用することの他に、AP 200 は、重み付き ACK パケット 1204' および 1204'' を生成するためにその方式を適用するようにも構成することが可能である。

30

#### 【0054】

図 12 B の通信シーケンスは、2 つの DL データ・パケットを有し、それぞれには対応する肯定応答が続く。第 1 DL 伝送中、AP 200 は、重み付きデータ・パケット 1212' および 1212'' を生成して、アンテナ 224 a ~ b を介して送信し、これらのパケットは、CLT によってデータ・パケット 1212 として受信される。第 1 ダウンリンクは、(a) たとえば図 12 A の改良ダウンリンクと同様に、対応する CSI セットを使用して実施された改良ダウンリンク、または (b) たとえば、CSI セットが利用可能でない場合、または満了した場合、ブラインド分割方式を使用する通常のダウンリンクとすることが可能である。CLT によるデータ・パケット 1212 の受信は、ACK パケット 1214 を介して肯定応答される。AP 200 は、ACK パケット 1214' および 1214'' として肯定応答を受信し、これらのパケットのプリアンブルを使用して、新しい CSI セットを導出する。新しい CSI セットは、たとえば以前に記憶された CSI セットと交換するために、プロセッサ 270 に記憶される。次いで、図 12 B に示す第 2 ダウンリンク中に、新しい CSI セットを使用する。図 12 A のダウンリンクと同様に、図 12 B

40

50

のダウンリンクは、改良ダウンリンクである。

【 0 0 5 5 】

図 1 2 B の第 2 ダウンリンク中、A P 2 0 0 は、重み付きデータ・パケット 1 2 1 6 ' および 1 2 1 6 " を生成して、アンテナ 2 2 4 a ~ b 上で送信し、これらのパケットは、C L T によってデータ・パケット 1 2 1 6 として受信される。データ・パケット 1 2 1 6 ' および 1 2 1 6 " に対応し、かつアスタリスクによって示したビット・レートは、図 1 2 B のパケット 1 2 1 2 ' および 1 2 1 2 " に対応し、かつ「#」符号によって示したものと異なる（好ましくはより高い）可能性がある。C L T によるデータ・パケット 1 2 1 6 の受信は、A C K パケット 1 2 1 8 を介して肯定応答される。

【 0 0 5 6 】

図 1 2 のシナリオでは、時間軸の断続によって示した比較的長い時間期間（時間遅れ）が、C S I セットの導出とその後の適用との間に経過する可能性がある。時間遅れは、たとえば、コンテンツ・ベース W L A N システムの「公正なコンテンツ」無線媒体共有機構による可能性がある。通常、図 1 2 のシナリオの最良の結果は、以下の条件が当てはまるときに生じる。すなわち、（A）無線媒体が、重度に輻輳していない、（B）通信チャネルが、強い時間変動を受けない、（C）A P と C L T との間の経路に隣接して、移動する R F 波散乱物体が存在しない、（D）A P および C L T 自体が、運動していない。

【 0 0 5 7 】

図 1 3 ~ 1 5 のシナリオでは、A P 2 0 0 は、C L T から能動的に送信請求されたパケットを使用して、C S I 情報を導出する。送信請求された U L パケットは、対応する D L パケットを送信する直前の比較的短い時間間隔内に受信されるので、U L パケットを処理することによって導出された C S I セットは、D L 伝送中の通信チャネルの状態について比較的正確な推定を提供する。

【 0 0 5 8 】

図 1 3 のシナリオは、通信チャネルの確保と、C S I 情報の獲得との両方のために、規格 8 0 2 . 1 1 において規定されたチャネル確保機構を使用することを示す。規格によれば、チャネル確保は、2 つのサービス O F D M パケットを使用して実施される。第 1 サービス・パケットは、データ発信パーティによって送信され、送信要求（R T S）と呼ばれる。第 2 サービス・パケットは、利用可能であり、かつデータを受信する準備ができてい

【 0 0 5 9 】

図 1 3 は、A P 2 0 0 と単一アンテナ C L T との間で交換される R T S パケットおよび C T S パケットを含んでいる代表的な通信シーケンスを示す。図 1 2 と同様に、各送信パケットを実線で示し、各受信パケットを点線で示す。図 1 3 の通信シーケンスは、A P 2 0 0 からの送信要求（R T S パケット 1 3 0 2 ' および 1 3 0 2 "）で開始され、この送信要求は、C L T によって R T S パケット 1 3 0 2 として受信される。R T S パケット 1 3 0 2 ' および 1 3 0 2 " は、ブライント分割方式を使用して送信されることが好ましい。応答して、C L T は、C T S パケット 1 3 0 4 を送信し、このパケットは、パケット 1 3 0 4 ' および 1 3 0 4 " としてアンテナ 2 2 4 a ~ b を介して A P 2 0 0 によって受信される。A P 2 0 0 のプロセッサ 2 7 0 は、パケット 1 3 0 4 ' および 1 3 0 4 " のプリアンブル（P）を使用して C S I セットを導出する。C S I セットに基づいて、プロセッサ 2 7 0 は、重み付きデータ・パケット 1 3 0 6 ' および 1 3 0 6 " を生成して送信するために、選択した（M R T、E G T、または S S T）分割方式を適用するように回路 2 5 0 を構成し、これらのパケットは、C L T によってパケット 1 3 0 6 として受信される。C L T によるパケット 1 3 0 6 の受信は、A C K パケット 1 3 0 8 を介して肯定応答される。

【 0 0 6 0 】

すでに上記で指摘したように、図 1 2 のシナリオでは、A P 2 0 0 は、C S I 情報が導出された後、無線媒体にアクセスするために、他の端末と競合しなければならない可能性

10

20

30

40

50

がある。対照的に、図 1 3 のシナリオでは、パケットのシーケンスは、規格により事前に確定される。具体的には、パケット 1 3 0 4 と 1 3 0 6 との間の時間間隔中に、他の端末が妨害する（パケットを送信する）ことは可能ではない。その結果、それらのパケット間の時間遅れは、比較的小さいはずである；パケット 1 3 0 4 ' および 1 3 0 4 " の処理から導出された C S I セットは、通信サブチャネルの状態の正確な推定を提供するはずである；図 1 3 のアスタリスクによって示すように、パケット 1 3 0 6 ' および 1 3 0 6 " を送信するために、比較的高いビット・レートを使用する改良ダウンリンクを実施することができる。

#### 【 0 0 6 1 】

図 1 4 のシナリオは、規格 8 0 2 . 1 1 において規定された断片モード、または規格 H I P E R I L A N / 2 において規定された同様のモードの使用を示す。そのようなモード中、データ・シーケンスが、2 つ以上のデータ・パケット間において分割（断片化）され、次いで、順次送信される。例示するように、図 1 4 は、2 つの断片 F 0 および F 1 を送信する通信シーケンスを示す。

#### 【 0 0 6 2 】

図 1 4 の通信シーケンスは、短い（ほぼ空であることが好ましい）データ断片 F 0 を送信することで開始される。このデータ断片は、A P 2 0 0 によってパケット 1 4 0 2 ' および 1 4 0 2 " を使用してアンテナ 2 2 4 a ~ b を介して送信され、C L T によってパケット 1 4 0 2 として受信される。パケット 1 4 0 2 ' および 1 4 0 2 " は、ブラインド分割方式を使用して送信されることが好ましい。応答して、C L T は、A C K パケット 1 4 0 4 を送信し、このパケットは、A P 2 0 0 によってパケット 1 4 0 4 ' および 1 4 0 4 " として受信される。A P 2 0 0 のプロセッサ 2 7 0 は、パケット 1 4 0 4 ' および 1 4 0 4 " のプリアンブル（P）を使用して C S I セットを導出し、この C S I セットに基づいて、データ断片 F 1 を有する重み付きデータ・パケット 1 4 0 6 ' および 1 4 0 6 " を生成し、送信するために、選択した（M R T、E G T、または S S T）分割方式を適用するように回路 2 5 0 を構成する。パケット 1 4 0 6 ' および 1 4 0 6 " は、C L T によってパケット 1 4 0 6 として受信され、A C K パケット 1 4 0 8 を介して肯定応答される。

#### 【 0 0 6 3 】

図 1 3 のシナリオと同様に、図 1 4 のシナリオでは、パケットのシーケンスは、規格により事前に確定される。具体的には、他の端末は、パケット 1 4 0 4 と 1 4 0 6 との間の時間間隔中に妨害しない。その結果、図 1 4 のアスタリスクによって示すように、パケット 1 4 0 6 ' および 1 4 0 6 " を送信するために、比較的高いビット・レートを使用する改良ダウンリンクを実施することができる。

#### 【 0 0 6 4 】

図 1 5 のシナリオは、規格 8 0 2 . 1 1 において規定された点座標関数（P C F）モードの使用を示す。そのようなモード中、A P は、コンテンツのない（C F）データ転送を提供するために、無線媒体へのアクセスを一時的に制御し、一方、「公正なコンテンツ」無線媒体共有機構は、一時的に中断される。図 1 5 は、P C F モードに対応する代表的な通信シーケンスを示す図である。

#### 【 0 0 6 5 】

図 1 5 の通信シーケンスは、規格 8 0 2 . 1 1 において規定された 2 つのサービス・パケットで開始される。第 1 サービス・パケット（図 1 5 では B E A C と名称付けされている）は、W L A N システムのタイミングを確定し、かつ同期をすべての C L T に提供するために、A P 2 0 0 によってブロードキャストされた周期的なビーコンである。ビーコンを使用して、ビーコンの後に開始される C F 期間を公表することもできる。第 2 サービス・パケット（図 1 5 では C F ポーリングと名称付けされている）は、C F 期間中に送信する特定の C L T に対する許可である。C F ポーリング・パケットに応答して、C L T は、A C K パケット 1 5 0 4 を送信し、これは、A P 2 0 0 によってパケット 1 5 0 4 ' および 1 5 0 4 " として受信される。A P 2 0 0 のプロセッサ 2 7 0 は、パケット 1 5 0 4 ' および 1 5 0 4 " のプリアンブル（P）を使用して C S I セットを導出し、この C S I セ

10

20

30

40

50

ットに基づいて、重み付きデータ・パケット 1506' および 1506'' を生成し、送信するために、選択した (MRT、EGT、または SST) 分割方式を適用するように回路 250 を構成する。これらのデータ・パケットは、CLT によってパケット 1506 として受信される。CLT によるパケット 1506 の受信は、ACK パケット 1508 を介して肯定応答される。CF 期間の終了は、AP200 によって第 3 サービス・パケット (図 15 では CF 終了と名称付けされている) を介して公表される。BEAC、CF ポーリング、および CF 終了のパケットは、ブラインド分割方式を使用して送信されることが好ましい。

#### 【0066】

図 15 のシナリオは、デフォルトによって、CF 期間中に実施されるので、他の端末は、パケット 1504 と 1506 との間の時間間隔中に妨害することはできない。その結果、図 13 および 14 のシナリオと同様に、図 15 のアスタリスクによって示すように、パケット 1506' および 1506'' を送信するために、比較的高いビット・レートを使用する改良ダウンリンクを実施することができる。

10

#### 【0067】

図 11 ~ 15 のシナリオは、(多ブランチ) トランシーバ 200 に関して記述されているが、それらの方式は、単一アンテナに結合された 1 つの受信器ブランチおよび 1 つの送信器ブランチを有するトランシーバに適用することも可能である。RF 電力を様々なトーンにわたって効率的に分配し、および / または発生する RF 電力全体を低減するために CSI 情報を使用するように、そのようなトランシーバを構成することができる。たとえば、所与のトーンについて、通信チャネルの信号減衰が比較的低くなるように決定された場合、トランシーバは、PER および / またはビット・レートを犠牲にせずに、そのトーンに対応するより少ない RF 電力を発生することが可能である。同様に、異なるトーンの信号減衰が、比較的高い場合、トランシーバは、PER および / またはビット・レートを維持するために、そのトーンについてより多くの RF 電力を発生することが可能である。全発生 RF 電力の正味の減少に対応して、トランシーバの電力消費が減少する。これは、たとえば電力が電池によって供給される携帯式装置では、重要である。その結果、所与の電池のサイズでは、電池動作時間を延長することができ、または代替として、より小さい電池を使用して、同じ時間期間トランシーバに供給することができる。

20

#### 【0068】

二重ブランチ OFDM トランシーバに関して本発明を記述したが、受信経路および送信経路のそれぞれに 3 つ以上のブランチを有する OFDM トランシーバを同様の方式で実施することができる。異なる分割方式を適用して、重み付き OFDM パケットを生成することが可能である。様々なタイプの入 OFDM パケットを使用して、通信サブチャネルに対応する CSI 情報を導出することが可能である。WLAN システムのアクセス・ポイントに関して本発明のある実施形態を記述したが、それらの実施形態は、クライアント端末において実施することも可能である。

30

#### 【0069】

新しい入パケットが到着するたびに、CSI の導出が独立して実施されるように記述したが、代替実施形態では、以前の CSI セットと、新しいパケットから導出された CSI セットとの両方に基づいて、新しい CSI セットを導出することができる。さらに、CSI の導出は、選択的に実施することが可能である。たとえば、新しい入パケットが受信されたとき、最近の CSI セットの年齢が、以前に記述された閾値  $t_0$  とは異なる可能性がある指定閾値を超える場合、新しい入パケットを使用して、新しい CSI セットを導出する。しかし、最近の CSI セットの年齢が指定閾値より小さい場合、CSI の導出は実施されず、現行 CSI セットが依然として使用され、それにより、CSI 情報の導出に関連する全体的な処理のオーバーヘッドが潜在的に低減される。

40

#### 【0070】

例示的な実施形態に関して本発明を記述してきたが、本記述は、限定的に構築されることを意図していない。記述した実施形態ならびに本発明の他の実施形態の様々な修正は、

50



本発明が関係する分野の技術者には明らかであり、以下の特許請求の範囲に表す本発明の原理および範囲内にあると見なされる。

【 0 0 7 1 】

以下の方法請求項における工程は、あるとすれば、対応する名称付けを有する特定の順序で列挙されているが、請求項の列挙が、それらの工程のいくつかまたはすべてを実施する特定の順序を例示しない限り、それらの工程は、必ずしも、その特定の順序で実施されることに限定されることを意図していない。

【 0 0 7 2 】

本発明は、単一集積回路上での可能な実施を含めて、回路ベースのプロセスとして実施することが可能である。当業者には明らかであるように、回路要素の様々な機構は、ソフトウェア・プログラムの処理工程として実施することも可能である。そのようなソフトウェアは、たとえば、デジタル信号プロセッサ、マイクロコントローラ、または汎用コンピュータにおいて使用することが可能である。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 7 3 】

【図 1】従来の技術の代表的な OFDM トランシーバのブロック図である。

【図 2】本発明の一実施形態による OFDM トランシーバのブロック図である。

【図 3 A】図 2 に示したトランシーバの動作において使用することができる OFDM パケットの構造の概略図である。

【図 3 B】図 2 に示したトランシーバの動作において使用することができる OFDM パケットの構造の概略図である。

【図 4】本発明の一実施形態による、図 2 に示したトランシーバのブランチ処理およびデマッピング回路のブロック図である。

【図 5】本発明の他の実施形態による、図 2 に示したトランシーバのブランチ処理およびデマッピング回路の概略図である。

【図 6】本発明の一実施形態による、図 2 に示したトランシーバのブランチ分割回路の概略図である。

【図 7 A】本発明の一実施形態による、図 2 に示したトランシーバにおいて実施することができる分割方式を示すグラフである。

【図 7 B】本発明の一実施形態による、図 2 に示したトランシーバにおいて実施することができる分割方式を示すグラフである。

【図 8 A】本発明の他の実施形態による、図 2 に示したトランシーバにおいて実施することができる分割方式を示すグラフである。

【図 8 B】本発明の他の実施形態による、図 2 に示したトランシーバにおいて実施することができる分割方式を示すグラフである。

【図 9 A】本発明の他の実施形態による、図 2 に示したトランシーバにおいて実施することができる分割方式を示すグラフである。

【図 9 B】本発明の他の実施形態による、図 2 に示したトランシーバにおいて実施することができる分割方式を示すグラフである。

【図 1 0】図 1 のトランシーバに対する、図 2 のトランシーバの性能の向上を示すグラフである。

【図 1 1】本発明の一実施形態による、図 2 のトランシーバにおいてチャネル状態情報 (CSI) を導出するために受信パケットを使用する方式を示すグラフである。

【図 1 2 A】図 2 のトランシーバを含む通信シーケンスの様々なシナリオについてチャネル推定処理を示すグラフである。

【図 1 2 B】図 2 のトランシーバを含む通信シーケンスの様々なシナリオについてチャネル推定処理を示すグラフである。

【図 1 3】図 2 のトランシーバを含む通信シーケンスの様々なシナリオについてチャネル推定処理を示すグラフである。

【図 1 4】図 2 のトランシーバを含む通信シーケンスの様々なシナリオについてチャネル

10

20

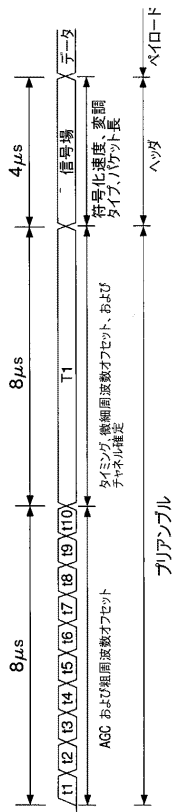
30

40

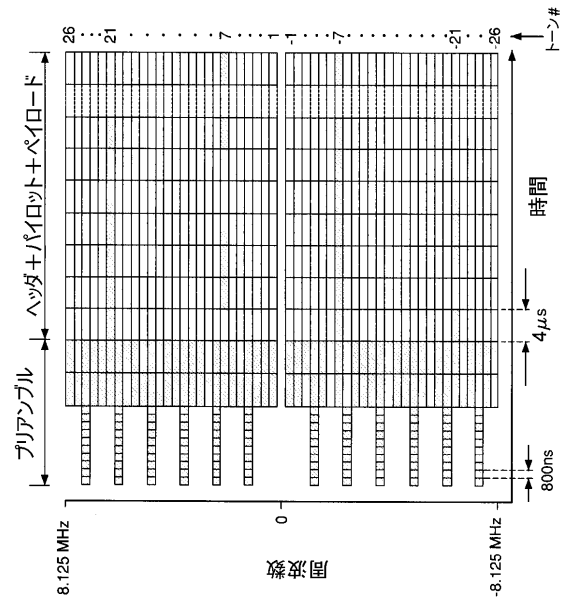
50



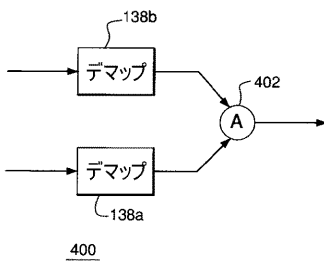
【図 3 A】



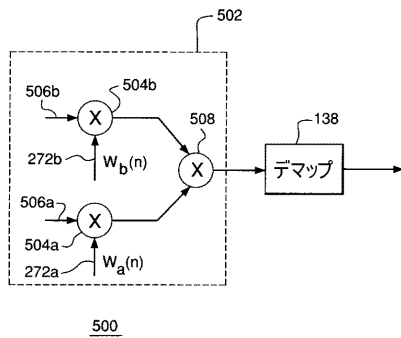
【図 3 B】



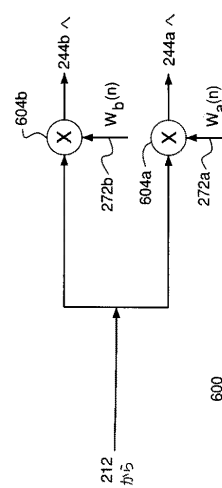
【図 4】



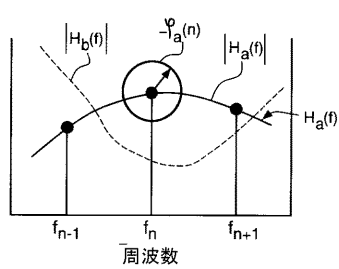
【図 5】



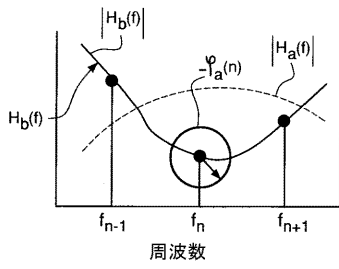
【図 6】



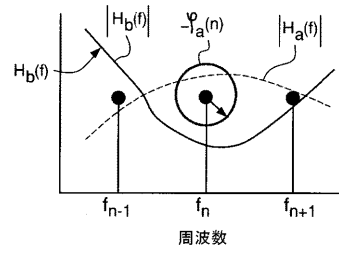
【図 7 A】



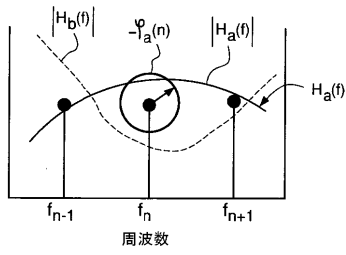
【図 7 B】



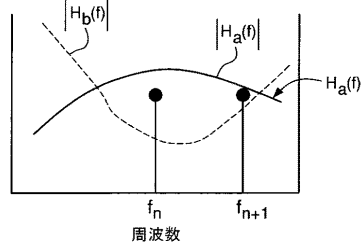
【図 8 B】



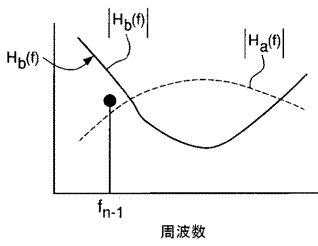
【図 8 A】



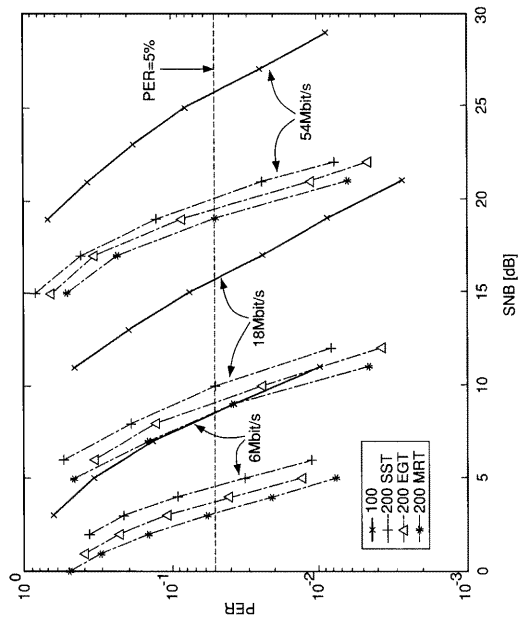
【図 9 A】



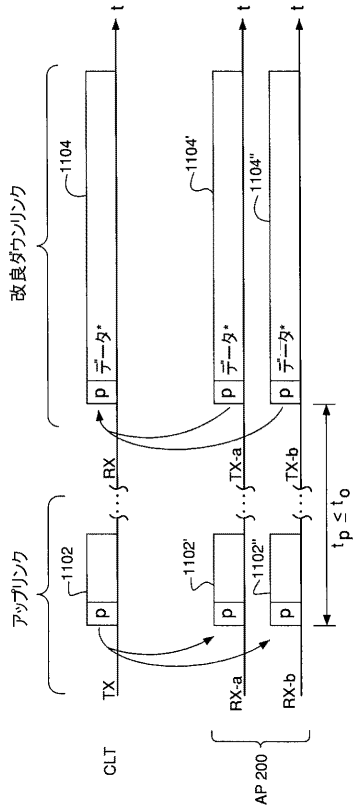
【図 9 B】



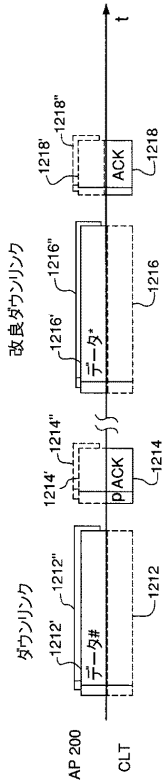
【図 10】



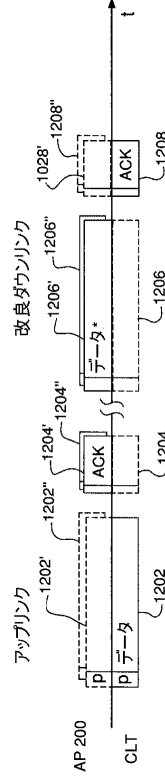
【図 1 1】



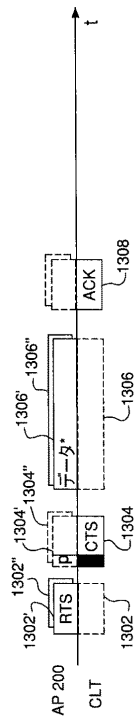
【図 1 2 B】



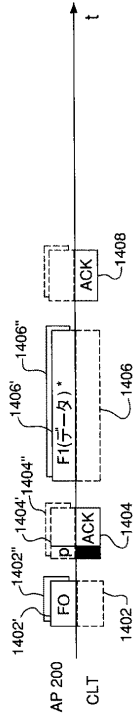
【図 1 2 A】



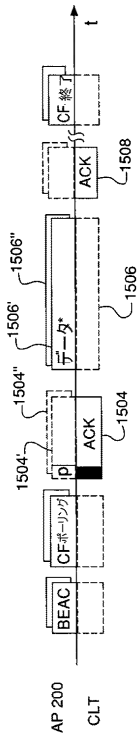
【図 1 3】



【図 1 4】



【図 1 5】



---

フロントページの続き

(74)代理人 100091889  
弁理士 藤野 育男

(74)代理人 100101498  
弁理士 越智 隆夫

(74)代理人 100096688  
弁理士 本宮 照久

(74)代理人 100102808  
弁理士 高梨 憲通

(74)代理人 100104352  
弁理士 朝日 伸光

(74)代理人 100107401  
弁理士 高橋 誠一郎

(74)代理人 100106183  
弁理士 吉澤 弘司

(72)発明者 ヨアキム エス・ハマーシュミット  
アメリカ合衆国 0 7 9 7 4 ニュージャージー, ニュープロヴィデンス, スプリングフィールド  
アヴェニュー 1 1 7 5

F ターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD17 DD19 DD21 DD31