

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5123205号
(P5123205)

(45) 発行日 平成25年1月23日(2013.1.23)

(24) 登録日 平成24年11月2日(2012.11.2)

(51) Int.Cl. F I
H04B 1/707 (2011.01) H04J 13/00 400

請求項の数 26 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2008-545961 (P2008-545961)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成18年12月13日(2006.12.13)		クアアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2009-519689 (P2009-519689A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成21年5月14日(2009.5.14)		ED
(86) 国際出願番号	PCT/US2006/062033		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(87) 国際公開番号	W02007/120331		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開日	平成19年10月25日(2007.10.25)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成20年8月12日(2008.8.12)	(74) 代理人	100108855
(31) 優先権主張番号	60/750,183		弁理士 蔵田 昌俊
(32) 優先日	平成17年12月13日(2005.12.13)	(74) 代理人	100091351
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100109830
			弁理士 福原 淑弘

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ワイヤレスローカルエリアネットワークのための範囲拡張技術

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

装置において、

複数の周波数仮定からの、少なくとも1つの周波数仮定により、ワイヤレスローカルエリアネットワーク(WLAN)中で、第1の局から第2の局に送られる少なくとも1つの最初のパケット送信の検出を実行し、前記少なくとも1つの最初のパケット送信に基づいて、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を決定し、前記周波数誤差を補正した状態で、前記第1の局からの少なくとも1つの後続のパケット送信に対する検出を実行するように構成された少なくとも1つのプロセッサと、

前記少なくとも1つのプロセッサに結合されたメモリとを具備し、

前記複数の周波数仮定のそれぞれは、前記第1および第2の局の間の、仮定された異なる周波数誤差に対応する装置。

【請求項 2】

前記少なくとも1つのプロセッサは、異なる周波数仮定により、前記少なくとも1つの最初のパケット送信のそれぞれに対する検出を実行するように構成されている請求項1記載の装置。

【請求項 3】

前記少なくとも1つのプロセッサは、11個より多いチップにわたってコヒーレントな累算を実行して、前記少なくとも1つの最初のパケット送信を検出するように構成されている請求項1記載の装置。

【請求項 4】

前記少なくとも1つのプロセッサは、デジタル回転をサンプルに実行して、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を補正するように構成されている請求項1記載の装置。

【請求項 5】

ダウンコンバート信号により、無線周波数(RF)入力信号のダウンコンバートを実行するように構成された受信機をさらに具備し、前記ダウンコンバート信号の周波数は、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を補正するように調整される請求項1記載の装置。

【請求項 6】

前記少なくとも1つの後続の packets 送信が、スケジュールされる請求項1記載の装置

10

【請求項 7】

前記少なくとも1つの最初の packets 送信と前記少なくとも1つの後続の packets 送信は、1メガビット/秒(Mbps)よりも低いデータレートで送られる請求項1記載の装置。

【請求項 8】

前記最初の packets 送信に対して必要とされる信号対ノイズおよび干渉比(SNR)に対して選択された間隔にわたってコヒーレントな累算を実行してもよいように、前記少なくとも1つの周波数仮定が選択される請求項1記載の装置。

【請求項 9】

前記最初の packets 送信に対して必要とされるSNRは、範囲拡張モードに対応する請求項8記載の装置。

20

【請求項 10】

方法において、

複数の周波数仮定からの、少なくとも1つの周波数仮定により、ワイヤレスローカルエリアネットワーク(WLAN)中で、第1の局から第2の局に送られる少なくとも1つの最初の packets 送信に対する検出を実行することと、

前記少なくとも1つの最初の packets 送信に基づいて、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を決定することと、

前記周波数誤差を補正した状態で、前記第1の局からの少なくとも1つの後続の packets 送信に対する検出を実行することとを含み、

前記複数の周波数仮定のそれぞれは、前記第1および第2の局の間の、仮定された異なる周波数誤差に対応する方法。

30

【請求項 11】

デジタル回転を入力サンプルに実行して、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を補正することをさらに含む請求項10記載の方法。

【請求項 12】

前記少なくとも1つの後続の packets 送信が、スケジュールされる請求項10記載の方法。

【請求項 13】

前記最初の packets 送信に対して必要とされる信号対ノイズおよび干渉比(SNR)に対して選択された間隔にわたってコヒーレントな累算を実行してもよいように、前記少なくとも1つの周波数仮定が選択される請求項10記載の方法。

40

【請求項 14】

前記最初の packets 送信に対して必要とされるSNRは、範囲拡張モードに対応する請求項13記載の方法。

【請求項 15】

装置において、

複数の周波数仮定からの、少なくとも1つの周波数仮定により、ワイヤレスローカルエリアネットワーク(WLAN)中で、第1の局から第2の局に送られる少なくとも1つの

50

最初のパケット送信に対する検出を実行する手段と、

前記少なくとも1つの最初のパケット送信に基づいて、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を決定する手段と、

前記周波数誤差を補正した状態で、前記第1の局からの少なくとも1つの後続のパケット送信に対する検出を実行する手段とを具備し、

前記複数の周波数仮定のそれぞれは、前記第1および第2の局の間の、仮定された異なる周波数誤差に対応する装置。

【請求項16】

デジタル回転を入力サンプルに実行して、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を補正する手段をさらに具備する請求項15記載の装置。

10

【請求項17】

前記最初のパケット送信に対して必要とされる信号対ノイズおよび干渉比(SNR)に対して選択された間隔にわたってコヒーレントな累算を実行してもよいように、前記少なくとも1つの周波数仮定が選択される請求項15記載の装置。

【請求項18】

前記最初のパケット送信に対して必要とされるSNRは、範囲拡張モードに対応する請求項17記載の装置。

【請求項19】

コンピュータプログラムにおいて、

複数の周波数仮定からの、少なくとも1つの周波数仮定により、ワイヤレスローカルエリアネットワーク(WLAN)中で、少なくとも1つのプロセッサに、第1の局から第2の局に送られる少なくとも1つの最初のパケット送信を検出させるコードと、

20

前記少なくとも1つの最初のパケット送信に基づいて、少なくとも1つのプロセッサに、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を決定させるコードと、

前記周波数誤差を補正した状態で、少なくとも1つのプロセッサに、前記第1の局からの少なくとも1つの後続のパケット送信を検出させるコードとを含み、

前記複数の周波数仮定のそれぞれは、前記第1および第2の局の間の、仮定された異なる周波数誤差に対応するコンピュータプログラム。

【請求項20】

少なくとも1つのプロセッサに、デジタル回転を入力サンプルに実行して前記第1および第2の局の間の周波数誤差を補正させるコードをさらに含む請求項19記載のコンピュータプログラム。

30

【請求項21】

前記最初のパケット送信に対して必要とされる信号対ノイズおよび干渉比(SNR)に対して選択された間隔にわたってコヒーレントな累算を実行してもよいように、前記少なくとも1つの周波数仮定が選択される請求項19記載のコンピュータプログラム。

【請求項22】

前記最初のパケット送信に対して必要とされるSNRは、範囲拡張モードに対応する請求項21記載のコンピュータプログラム。

【請求項23】

40

コンピュータ読み取り可能記憶媒体において、

複数の周波数仮定からの、少なくとも1つの周波数仮定により、ワイヤレスローカルエリアネットワーク(WLAN)中で、少なくとも1つのプロセッサに、第1の局から第2の局に送られる少なくとも1つの最初のパケット送信を検出させるコードと、

前記少なくとも1つの最初のパケット送信に基づいて、少なくとも1つのプロセッサに、前記第1および第2の局の間の周波数誤差を決定させるコードと、

前記周波数誤差を補正した状態で、少なくとも1つのプロセッサに、前記第1の局からの少なくとも1つの後続のパケット送信を検出させるコードとを含み、

前記複数の周波数仮定のそれぞれは、前記第1および第2の局の間の、仮定された異なる周波数誤差に対応するコンピュータ読み取り可能記憶媒体。

50

【請求項 2 4】

少なくとも1つのプロセッサに、デジタル回転を入力サンプルに実行して前記第1および第2の局の間の周波数誤差を補正させるコードをさらに含む請求項23記載のコンピュータ読み取り可能記憶媒体。

【請求項 2 5】

前記最初のパケット送信に対して必要とされる信号対ノイズおよび干渉比(SNR)に対して選択された間隔にわたってコヒーレントな累算を実行してもよいように、前記少なくとも1つの周波数仮定が選択される請求項23記載のコンピュータ読み取り可能記憶媒体。

【請求項 2 6】

前記最初のパケット送信に対して必要とされるSNRは、範囲拡張モードに対応する請求項25記載のコンピュータ読み取り可能記憶媒体。

【発明の詳細な説明】

【合衆国法典第35部第119条に基づく優先権の主張】

【0001】

本出願は、2005年12月13日に本願され、この出願の譲受人に譲渡され、参照によりここに組み込まれている、“ワイヤレスローカルエリアネットワークのための範囲拡張技術”と題する仮米出願第60/750,183号の優先権を主張する。

【背景】

【0002】

I. 分野

本開示は、一般に通信に関し、より詳細には、ワイヤレスローカルエリアネットワーク(WLAN)のための送信範囲を拡張する技術に関する。

【0003】

II. 背景

ワイヤレス通信ネットワークは、データ、音声、ビデオなどのような、さまざまな通信サービスを提供するために、広く展開されている。これらのワイヤレスネットワークは、通信カバレッジを大きな地理的エリア(例えば、都市)に提供するワイヤレスワイドエリアネットワーク(WWAN)、通信カバレッジを中間サイズの地理的エリア(例えば、建物)に提供するワイヤレスローカルエリアネットワーク(WLAN)、および通信カバレッジを小さい地理的エリア(例えば、家)に提供するワイヤレスパーソナルエリアネットワーク(WPAN)を含む。

【0004】

IEEE 802.11は、WLANのために米国電気電子技術者協会(IEEE)により開発された一群の規格である。これらの規格は、中距離の無線技術をカバーする。IEEE Std 802.11 1999エディション(または単に、“802.11”)は、周波数ホッピングスペクトラム拡散方式(FHSS)およびダイレクトスペクトラム拡散方式(DSSS)を使用して、2.4ギガヘルツ(GHz)周波数帯域において、1および2メガビット/秒(Mbps)のデータレートをサポートする。IEEE Std 802.11a-1999(または単に、“802.11a”)は、直交周波数分割多重化(OFDM)を使用して、5GHz周波数帯域において、6ないし54Mbpsのデータレートをサポートする。IEEE Std 802.11b-1999(または単に、“802.11b”)は、DSSSを使用して、2.4GHz帯域において、1ないし11Mbpsのデータレートをサポートする。IEEE Std 802.11g-2003(または単に、“802.11g”)は、DSSSおよびOFDMを使用して、2.4GHz帯域において、1ないし54Mbpsのデータレートをサポートする。これらのさまざまなIEEE 802.11規格は、技術的に知られており、公に利用可能である。

【0005】

IEEE 802.11規格によりサポートされる最も低いデータレートは、1Mbps

10

20

30

40

50

sである。1Mbpsの最も低いデータレートで送られる送信の信頼できる受信のためには、ある最小の信号対ノイズおよび干渉比(SNR)が必要とされる。必要とされるSNRまたはより良いSNRを受信局が達成できる地理的エリアにより、送信の範囲が決定される。いくつかの例において、IEEE 802.11規格によりサポートされる最も低いデータレートに対する範囲よりも大きい範囲で送信を送ることが望ましい。さらに、送信および受信局の両方において、ハードウェアの複雑性の増加を最小にして、より大きい送信範囲を達成することが望ましい。

【0006】

それ故に、WLANに対して送信範囲を拡張する、費用対効果が大きい技術に対する技術的必要性がある。

【概要】

【0007】

WLANにおいて送信範囲を拡張する技術をここで記述する。1つの観点において、受信局は、1つ以上の最初のパケット送信に基づいて、送信局と受信局との間の周波数誤差を決定し、送信局から受信される後続のパケット送信のために、この周波数誤差を補正する。パケット送信は、ある時間量内のあるデータ量の送信である。周波数誤差に対する補正後は、残留周波数誤差は小さく、受信局は、より長い時間間隔にわたってコヒーレントな累算/集積を実行して、パケット送信を検出することが可能になる。より長いコヒーレントな累算間隔は、特に、拡張された送信範囲に対して直面するかもしれない低いSNRにおいて、検出性能を向上させる。受信局が送信局の身元を知っているときはいつでも、周波数補正技術を使用でき、それは、例えば、後続のパケット送信がスケジューリングされている場合である。

【0008】

別の観点において、プリアンプルが、より長い拡散シーケンスとともに発生され、各パケット送信とともに送られる。受信局は、より長い拡散シーケンスの長さによってコヒーレントな累算を実行して、低いSNRにおいて、プリアンプルのより信頼できる検出を達成できる。

【0009】

本発明のさまざまな観点および実施形態を、以下でさらに詳細に記述する。

【詳細な説明】

【0010】

ここで記述した範囲拡張技術は、IEEE 802.11のような、さまざまな無線技術および規格に対して使用できる。明瞭にするために、以下の記述の多くは、802.11bおよび802.11gに対するものであり、802.11bおよび802.11gは、802.11b/gとして一般に呼ばれる。

【0011】

図1は、アクセスポイント110と複数のユーザ端末120とを有するWLAN100を示す。アクセスポイントは、ユーザ端末と通信する局である。アクセスポイントはまた、基地局、ベーストランシーバサブシステム(BTS)、ノードB、および/または他のいくつかのネットワークエンティティと呼ばれてもよく、それらの機能のいくつかまたはすべてを含んでいてもよい。ユーザ端末120は、WLAN100全体にわたって分散していてもよく、各ユーザ端末は、固定されたもの、または移動性を持ったものであってもよい。ユーザ端末はまた、移動局、ユーザ機器(UE)、および/または他のいくつかのデバイスと呼ばれてもよく、それらの機能のいくつかまたはすべてを含んでいてもよい。ユーザ端末は、ワイヤレスデバイス、セルラ電話機、ラップトップコンピュータ、パーソナルデジタルアシスタント(PDA)、ワイヤレスモデムカードなどであってもよい。ユーザ端末は、アクセスポイントまたは別のユーザ端末と通信できる。

【0012】

集中化されたネットワークアーキテクチャのために、ネットワーク制御装置130がアクセスポイントに結合し、協調および制御をこれらのアクセスポイントに提供する。ネッ

10

20

30

40

50

トワーク制御装置 130 は、単一のネットワークエンティティまたはネットワークエンティティの集合であってもよい。分散化されたアーキテクチャのために、アクセスポイントは、ネットワーク制御装置 130 を使用することなく、必要に応じて互いに通信できる。

【0013】

一般に、WLAN は、任意の数の局を含むことができ、局 (STA) は、アクセスポイントまたはユーザ端末とすることができる。局は、例えば、802.11b および / または 802.11g のような、IEEE 802.11 規格のいずれか 1 つまたは任意の組み合わせを実現できる。局はまた、1Mbps よりも低い少なくとも 1 つのデータレートをサポートする範囲拡張モードを実現できる。例えば、範囲拡張モードは、500 キロビット / 秒 (Kbps)、250 Kbps、125 Kbps などのデータレート、またはこれらのより低いデータレートの組み合わせをサポートできる。一般に、プログレッシブにより低いデータレートでのパケット送信は、プログレッシブにより低い SNR で受信され、プログレッシブにより大きい地理的エリアに対して達成される。これは、一般的に、パケット送信の信頼できる受信のために、ある最小のビットエネルギー対ノイズ密度 (Eb/No) が必要とされるからである。したがって、データレートが低下するにつれて、データビットは、より長い継続時間にわたって送信され、受信局において必要とされる信号レベルは低下し、送信範囲は増加する。例えば、125 Kbps でのパケット送信は、1Mbps に対して必要とされる SNR よりもはるかに低い SNR で、確実に受信できる。したがって、125 Kbps の送信は、1Mbps の送信よりも、より長い送信範囲およびより大きいカバレッジエリアを有する。

【0014】

図 2 は、WLAN 100 に対する例示的な送信タイムライン 200 を示す。アクセスポイント 110 は、アクセスポイントによりカバーされるすべての送信に対してタイムラインを維持する。アクセスポイント 110 は、(1) 捕捉のために他の局により使用されるプリアンプル、と、(2) アクセスポイントとの通信をサポートするために使用されるさまざまなタイプの情報、とを搬送するビーコンを定期的に送信する。ビーコン中の情報は、(1) ユーザ端末がアクセスポイントを検出および識別することを可能にするアクセスポイント識別子 (AP ID)、と、(2) 連続的なビーコン送信間の期間を示すビーコン間隔とを含む。ビーコン間隔だけ間を空けて離れているターゲットビーコン送信時間 (TBTT) において、ビーコンは送信される。

【0015】

TBTT の間の期間は、コンテンションフリー期間 (CFP) とコンテンション期間 (CP) とに分割される。コンテンションフリー期間は、ビーコンだけでなく、他の送信もカバーし、他の送信は、アクセスポイントにより、制御され、またはスケジュールされる。したがって、コンテンションフリー期間の間の任意の所定の時に、1 つの局だけが、ワイヤレス媒体上で送信し、この期間の間は、ワイヤレス媒体に対して、局の間でコンテンションはない。コンテンション期間は、アクセスポイントによりスケジュールされる送信だけでなく、アクセスポイントによりスケジュールされない送信もカバーする。したがって、1 つよりも多い局が、コンテンション期間の間に、ワイヤレス媒体上で同時に送信するかもしれない。

【0016】

IEEE 802.11 は、3 つのチャネルアクセス機能を規定し、3 つのチャネルアクセス機能は、分散調整機能 (DCF)、ポイント調整機能 (PCF)、およびハイブリッド制御機能 (HCF) である。DCF は、搬送波感知多元接続衝突回避 (CSMA/CA) プロトコルにより、コンテンションベースのチャネルアクセスをサポートする。DCF に対して、パケット送信はスケジュールされず、ワイヤレス媒体が使用中でないことを局が感知した場合に、局は送信する。DCF は、コンテンション期間の間に動作可能である。

【0017】

PCF は、アクセスポイントにおいて実現される集中ポイントコーディネータにより、

10

20

30

40

50

コンテンツフリーのチャネルアクセスをサポートする。PCFに対して、ポイントコーディネータは、送信に対して特定の局をポーリングし、局は、ポーリングされる場合のみ、送信できる。ポイントコーディネータもまた、特定の局に対してデータを送信できる。PCFは、コンテンツフリー期間の間に動作可能である。

【0018】

HCFは、(1)コンテンツベースのチャネルアクセススキームである、エンハンスド分散チャネルアクセス(EDCA)、と、(2)ハイブリッドコーディネータにより制御されるコンテンツフリーのチャネルアクセススキームである、HCF制御されたチャネルアクセス(HCCA)、とをサポートする。パケット送信は、EDCAに対してスケジュールされず、HCCAに対してスケジュールされる。EDCAは、コンテンツ

10

【0019】

一般に、WLANにおけるパケット送信は、スケジュールされてもよく、またはスケジュールされなくてもよい。局は、コンテンツ期間の間に、別の局からいつでも、スケジュールされないパケット送信を受信でき、通常、パケットが検出されるまで、送信局の身元を知らない。局は、特定の時点において、または時間窓内に、別の局からスケジュールされたパケット送信を受信でき、通常、パケット送信を受信する前に、送信局の身元を知っている。

20

【0020】

WLANは、通常、スケジュールされないパケット送信を受信するように設計されている。WLAN内の局は、通常、それらのクロックを共通の基準周波数にロックせずに動作するので、各局は一般に、それぞれの受信されるパケット送信に対して、独自に捕捉を実行する。捕捉は一般に、パケット送信の存在を検出し、検出されたパケット送信のタイミングおよび周波数を決定することを必要とする。捕捉は、IEEE 802.11において各パケットとともに送られるプリアンプルに基づいて達成されることが多い。

【0021】

IEEE 802.11に対して、トラフィックデータは、媒体アクセス制御(MAC)層により、MACプロトコルデータユニット(MPDU)として処理される。各MPDUは、物理層コンバージェンスプロトコル(PLCP)により処理され、PLCPプロトコルデータユニット(PPDU)にカプセル化される。各PPDUは、物理層によりさらに処理され、ワイヤレス媒体を介して送信される。PPDUは、パケットと呼ばれることが多い。

30

【0022】

図3は、802.11b/gに対するPPDUフォーマットを示す。PPDUは、PLCPプリアンプル、PLCPヘッダ、およびMPDUを含む。PLCPプリアンプルは、PLCP同期(SYNC)フィールドと開始フレームデリミタ(SFD)フィールドとを含む。SYNCフィールドは、プリアンプルと呼ばれることが多い、固定された128ビットのシーケンスを搬送する。SFDフィールドは、PLCPヘッダの開始を示す、固定された16ビットのシーケンスを搬送する。PLCPヘッダは、MPDUに対する、データレート、継続時間、および他の情報を伝達するさまざまなフィールドを含む。MPDUは、トラフィックデータを搬送し、可変長を有する。PLCPプリアンプルとPLCPヘッダは、1Mbpsで送信される。PLCPプリアンプルは、総計144個のビットを含み、144個のビットは、144個のBPSKシンボルを発生させるために処理される。これらの144個のBPSKシンボルは、144個のシンボル期間で送信され、各シンボル期間は、1マイクロ秒(μs)の継続時間を有する。

40

【0023】

図3はまた、802.11bに対するプリアンプルを示す。このプリアンプルは、擬似乱数(PN)発生器に基づいて発生される、既知の128個のパイロットビットのシーケ

50

ンスによって構成される。128個のパイロットビットは、 d_0 ないし d_{127} として表示されている。各パイロットビットは、パーカーシーケンスと呼ばれる、 $\{+1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, -1, -1, -1\}$ の11個のチップの拡散シーケンスにより拡散される。このプリアンブルは、128 μ sの長さを有する。

【0024】

受信局は、受信信号に対する入力サンプルを発生させ、入力サンプルを128ビットのパイロットシーケンスおよび11チップのパーカーシーケンスと関連させて、プリアンブルの存在を検出する。受信局は、プリアンブル検出のために、コヒーレントな累算および非コヒーレントな累算を実行できる。コヒーレントな累算は、複素数値の、累算、集積または合計を指し、複素数値の位相は、累算結果に影響を与える。非コヒーレントな累算は、実数値、例えば、振幅の、累算、集積または合計を指す。プリアンブルの検出は、以下で詳細に記述する。

10

【0025】

検出性能は、SNRおよび周波数誤差/オフセットのような、さまざまな要素に依存する。高いSNRで受信されたパケットに対しては、少量のチップのプリアンブルにわたってコヒーレントに累算することにより、プリアンブルは、容易に検出できる。低いSNRで受信されたパケットに対しては、より多いチップにわたるコヒーレントな累算が、プリアンブルの信頼できる検出のために必要とされる。

【0026】

送信局と受信局との間の周波数誤差は、著しい結合損失を負うことなしにコヒーレントに累算されるチップの数を決定する。大きな周波數位相誤差は、プリアンブルにわたって大きな位相シフトをもたらす。例えば、5.8 GHzにおける ± 40 parts per million (ppm)の周波数誤差は、11チップのパーカーシーケンスにわたる $\pm 83^\circ$ の位相シフトに相当する。したがって、周波数誤差は、プリアンブルにわたって、より多くプログレッシブに位相から外れる入力サンプルを結果として生じさせ、それ故に、コヒーレントに累算されるチップの数を制限する。

20

【0027】

受信局は、一般に、11チップのパーカーシーケンスにわたるコヒーレントな累算と、128ビットのパイロットシーケンスにわたる非コヒーレントな累算とを実行する。最悪のケースの周波数誤差と、IEEE 802.11によりサポートされる最も低いデータレートである1 Mbpsに対して必要とされるSNRとに対して、このスキームは、良好な検出性能を提供する。

30

【0028】

受信局は、範囲拡張モードにおける低いレート(例えば、125 Kbps)のパケット送信に対して低いSNRを観測する。受信局は、11個より多いチップにわたって(例えば、44個のチップにわたって)コヒーレントな累算を実行して、良好な検出性能を達成できる。パケット送信に対して必要とされるSNRに基づいて、コヒーレントな累算間隔が選択され、これは範囲拡張モードに対してより低いものである。より長いコヒーレントな累算間隔にわたる、より大きな位相シフトに対処するために、受信局は、複数の周波数仮定に対して検出を実行できる。各周波数仮定は、送信局と受信局との間の、異なって仮定された周波数誤差に対応する。必要とされるSNRに対して選択された間隔にわたってコヒーレントな累算が実行されるように、周波数仮定が選択される。一般に、コヒーレントな累算間隔は、周波数オフセットにより制限され、コヒーレントな累算は、より小さい周波数オフセットに対して、より長い間隔にわたって実行される。各周波数仮定に対して、受信局は、コヒーレントな累算を実行する前に、仮定された周波数誤差を取り除くことができる。実際の周波数誤差に最も近くなる正確な周波数仮定は、コヒーレントな累算間隔にわたって最小量の位相シフトを生じさせ、最大の累算結果を提供する。

40

【0029】

受信局は、複数の周波数仮定に対してプリアンブルの検出を実行して、各パケット送信における独立的な捕捉により、低いSNRで良好な検出性能を達成できる。捕捉ハードウ

50

エアを複数回繰り返して、同時に複数の周波数の仮定を評価できる。各捕捉ハードウェアは、異なる周波数の仮定に対してそれぞれ同調でき、選択された間隔にわたってコヒーレントな累算を実行できる。最も大きな偏差統計値を有する捕捉ハードウェアが、最も小さい周波数誤差を有する捕捉ハードウェアであるだろう。しかしながら、繰り返されるハードウェアは、局のコストを著しく増加させ、これは望ましくない。

【 0 0 3 0 】

1つの観点において、受信局は、1つ以上の最初のパケット送信に基づいて、送信局と受信局との間の周波数誤差を決定し、送信局から受信される後続のパケット送信のために、この周波数誤差を補正する。受信局が送信局の身元を知っているときはいつでも、周波数補正技術を使用できる。例えば、音声を用いた（VoIP）通話、大規模ファイルの転送などのような、さまざまな動作シナリオの下で、受信局は、同一の送信局から多数のパケット送信を予期する。一般に、予期されるパケット送信は、スケジュールされるかもしれず、スケジュールされないかもしれない。送信局に対する既知の周波数誤差を補正し、または取り除いた後で、受信局は、予期されるパケット送信に対して捕捉を実行できる。既知の周波数誤差を補正した後は、残留周波数誤差は小さく、受信局がより長い間隔にわたってコヒーレントな累算を実行することを可能にし、検出性能を向上させる。本質的に、受信局は、単一の正確な周波数仮定により、それぞれの予期されるパケット送信に対して捕捉を実行できる。

【 0 0 3 1 】

受信局は、制限された捕捉ハードウェアを使用して、最初の捕捉を実行するかもしれない。例えば、捕捉ハードウェアは、それぞれのパケット送信に対して、たった1つの周波数仮定を評価できるかもしれない。このケースにおいて、受信局は、それぞれのパケット送信に対して、異なる周波数仮定により捕捉を実行するかもしれない。正確な周波数仮定が選択されるとき、受信局は、高い確率でパケット送信を検出できる。プリアンプルが検出される前に、受信局は、1つ以上のパケット送信を見逃すかもしれない。見逃されたパケット送信は、単に通話セットアップのためのものであるかもしれず、および/または再送信されるかもしれないので、これらのパケット送信が全体の性能に与える影響は小さいかもしれない。

【 0 0 3 2 】

図4は、周波数補正とともにデータを受信する受信局により実行されるプロセス400の実施形態を示す。受信局は、WLANにおいて、送信局から少なくとも1つの最初のパケット送信を受信する（ブロック412）。受信局は、少なくとも1つの最初のパケット送信に対する検出を実行する（ブロック414）。受信局のハードウェアの性能にもよるが、受信局は、1つまたは複数の周波数仮定により、それぞれのパケット送信に対する検出を実行する。通常、最新の最初のパケット送信である、検出されたパケット送信に基づいて、受信局は、送信局と受信局との間の周波数誤差を決定する（ブロック416）。受信局は次に、周波数誤差を補正した状態で、送信局からの少なくとも1つの後続のパケット送信に対する検出を実行する（ブロック418）。以下で記述するように、周波数誤差補正は、（1）受信局においてダウンコンバート局部発振器（LO）信号の周波数を調整し、および/または（2）入力サンプルをデジタルに回転させる、ことにより達成できる。

【 0 0 3 3 】

最初および後続のパケット送信は、範囲拡張モードに対して1Mbpsよりも低いデータレートで送られるかもしれない。パケット送信はまた、IEEE 802.11によりサポートされるデータレートで送られるかもしれない。後続のパケット送信は、スケジュールされるかもしれず、またはスケジュールされないかもしれない。

【 0 0 3 4 】

受信局は、11個よりも多いチップにわたってコヒーレントな累算を実行して、パケット送信を検出できる。受信局は、最初および後続のパケット送信に対して、同一または異なるコヒーレントな累算間隔を使用するかもしれない。例えば、受信局は、（1）送信局

10

20

30

40

50

の身元が知られていないときの、最初の捕捉に対する第1の間隔、と、(2)送信局の身元が知られているときの、後続の捕捉に対する、第1の間隔よりも長い第2の間隔、とにわたってコヒーレントな累算を実行できる。チャンネルフェード、知られていない周波数誤差などに対処するために、短い間隔が最初の捕捉に対して使用される。より信頼できる検出のために、より長い間隔が後続の捕捉に対して使用される。

【0035】

図5は、周波数補正とともにデータを受信するための装置500の実施形態を示す。装置500は、WLANにおいて送信局から少なくとも1つの最初のパケット送信を受信する少なくとも1つのプロセッサ512、少なくとも1つの最初のパケット送信に対する検出を実行する少なくとも1つのプロセッサ514、検出されたパケット送信に基づいて、送信局と受信局との間の周波数誤差を決定する少なくとも1つのプロセッサ516、および周波数誤差を補正した状態で、送信局からの少なくとも1つの後続のパケット送信に対する検出を実行する少なくとも1つのプロセッサ518を含む。

10

【0036】

別の観点において、11個のチップよりも長い拡散シーケンスによりプリアンブルが生成される。受信局は、より長い拡散シーケンスの長さにわたってコヒーレントな累算を実行して、範囲拡張モードで直面するかもしれない低いSNRで、プリアンブルのより信頼できる検出を達成できる。プリアンブルはまた、検出性能をさらに向上させるために、より長く拡張できる。

【0037】

図6は、範囲拡張モードに対して使用できるプリアンブル600の実施形態を示す。この実施形態に対して、プリアンブルは、64個のパイロットビットのシーケンスによって構成され、64個のパイロットビットは、PN発生器に基づいて発生される。64個のパイロットビットは、 d_0 ないし d_{63} として表示されている。この実施形態に対して、 $i = 0, \dots, 63$ に対する各パイロットビット d_i は、4つのバイナリ値 $\{+1, +1, -1$ および $+1\}$ の中間シーケンスにより拡散され、各バイナリ値は、11チップのパーカーシーケンスによりさらに拡散される。各パイロットビットは、こうして、11チップのパーカーシーケンスの4つのインスタンスによって構成される、44チップの拡散シーケンスにより拡散される。パーカーシーケンスの3番目のインスタンスは、パーカーシーケンスの他の3つのインスタンスと比較して極性が反転している。このプリアンブルは、 $256 \mu s$ の長さを有し、 125 Kbps まで下がったデータレートに対して信頼できる検出を提供できる。

20

30

【0038】

図6中で示した実施形態に対して、受信局は、44チップの拡散シーケンスにわたってコヒーレントな累算を実行でき、64ビットのパイロットシーケンスにわたって非コヒーレントな累算を実行できる。IEEE 802.11に対して、最大周波数誤差は、 $\pm 40 \text{ ppm}$ であり、それは、 5.8 GHz の中心周波数において $\pm 232 \text{ KHz}$ に相当する。 $\pm 232 \text{ KHz}$ の最大周波数誤差は、44のチップの拡散シーケンスにわたる $\pm 334^\circ$ の位相シフトに相当する。受信局は、3つの周波数仮定を評価して、最悪のケースの位相シフトを、1.4デシベル(dB)までの結合損失に相当する、 $\pm 111^\circ$ に減少させることができる。これらの3つの周波数仮定は、公称周波数、公称周波数から $+26.7 \text{ ppm}$ 、そして、公称周波数から -26.7 ppm に対するものである。

40

【0039】

図6中で示した実施形態に対して、受信局は、例えば、通話セットアップの間に、3つの周波数仮定に対して検出を実行する。捕捉ハードウェアが、各パケット送信に対して、1つの周波数仮定だけを評価できる場合、受信局は、3つの周波数仮定を通して循環し、各パケット送信に対して異なる周波数仮定を評価できる。受信局は、せいぜい3つのパケット送信においてプリアンブルを検出できればよい。パケット送信を検出する際に、受信局は、周波数誤差を決定し、後続のパケット送信のために、この周波数誤差を補正する。受信局は、高い確率で、それぞれの後続のパケット送信を検出できるはずである。

50

【 0 0 4 0 】

図 6 は、範囲拡張モードに対するプリアンプルの特定の実施形態を示す。この実施形態に対して、プリアンプルは、3つのシーケンスによって構成され、3つのシーケンスは、(1)長い/外部の64ビットのパイロットシーケンス、(2)各パイロットビットに対する4つのバイナリ値の中間シーケンス、(3)各バイナリ値に対する短い/内部の、11チップのバーカーシーケンスである。このプリアンプルの設計は、基本的なビルディングブロックとして11チップのバーカーシーケンスを使用するので有利である。それ故に、11チップのバーカーシーケンスにわたってコヒーレントな累算を実行する他の局もまた、このプリアンプルを検出し、ワイヤレス媒体が使用中であることを認識できる。

【 0 0 4 1 】

範囲拡張モードに対して、さまざまな他のプリアンプルの設計を使用してもよい。一般に、プリアンプルは、何らかの数のシーケンスとともに発生され、各シーケンスは、何らかの長さを有することができる。1つの実施形態において、プリアンプルは、1048個またはより多いチップの単一のシーケンスによって構成され、ここで $1048 = 128 \times 11$ である。別の実施形態において、プリアンプルは、2つのシーケンス、パイロットシーケンスおよび11個のチップより長い拡散シーケンスによって構成される。例えば、良好な相関特性を有する44の擬似乱数チップの拡散シーケンスをプリアンプルに対して使用してもよい。さらに別の実施形態において、プリアンプルは、2つより多いシーケンスによって構成される。

【 0 0 4 2 】

図 7 は、WLAN 100における送信局710および受信局750のブロック図を示す。局710および750はそれぞれ、アクセスポイントまたはユーザ端末とすることができる。簡単にするために、図7中で示した実施形態に対して、各局は、単一のアンテナを備えている。

【 0 0 4 3 】

送信局710において、送信プロセッサ730は、データ源720からトラフィックデータを受け取り、選択されたデータレートにしたがってトラフィックデータを処理する(例えば、エンコードし、インターリーブし、シンボルマッピングし、拡散する)。送信プロセッサ730はまた、(例えば、図3または図6中で示したような)プリアンプルを発生させ、トラフィックデータに対して発生されたチップと、プリアンプルに対して発生されたチップとを多重化し、出力チップを提供する。送信機(TMTX)732は、出力チップを処理し(例えば、アナログに変換し、増幅し、フィルタリングし、アップコンバートする)、アンテナ734を介して送信される変調信号を発生させる。

【 0 0 4 4 】

受信局750において、アンテナ752は、送信された信号を受信し、受信信号を受信機(RCVX)754に提供する。受信機754は、受信信号を処理およびデジタル化し、入力サンプルを捕捉プロセッサ760に提供する。捕捉プロセッサ760は、捕捉を実行し、パケット送信を検出し、周波数誤差を決定および補正し、以下で記述するように、逆拡散シンボルを提供する。受信プロセッサ770は、送信プロセッサ730により実行される処理と相補的な方法で、逆拡散シンボルを処理し、デコードされたデータをデータシンク772に提供する。

【 0 0 4 5 】

制御装置/プロセッサ740および780は、それぞれ、送信局710および受信局750で動作を命令する。メモリ742および782は、それぞれ、局710および750に対して、データおよび/またはプログラムコードを記憶する。

【 0 0 4 6 】

受信機754は、チップレートと等しいまたはチップレートよりも高いサンプルレートで複素数値の入力サンプルを提供する。簡単にするために、以下の記述は、入力サンプルがチップレートで提供されると仮定する。802.11bに対して、チップレートは、11 Mcpsであり、ビットレートとシンボルレートは、プリアンプルに対して1 Mbps

10

20

30

40

50

である。それ故に、シンボル期間 (T_s) は $1 \mu s$ であり、チップ期間 (T_c) は、 $802.11 b$ のプリアンブルに対して 90.9 ナノ秒 (ns) である。図 6 中で示したプリアンブルに対して、ビットレートとシンボルレートは、 $250 Kbps$ であり、シンボル期間 (T_s) は $4 \mu s$ であり、 44 個のチップをカバーする。以下の記述において、“ n ” は、チップ期間に対するインデックスであり、“ k ” は、周波数ビンに対するインデックスであり、“ i ” は、プリアンブル中のパイロットビットに対するインデックスである。

【0047】

図 8 は、捕捉プロセッサ 760 a のブロック図を示し、捕捉プロセッサ 760 a は、図 7 中の捕捉プロセッサ 760 の実施形態である。プロセッサ 760 a 内で、乗算器 810 は、入力サンプルを複素正弦信号と乗算し、回転されたサンプルを提供する。ここで複素正弦信号は、次のように表される。

【数 1】

$$e^{j2\pi f \cdot n}$$

【0048】

送信局の身元が知られていない場合、正弦信号の周波数は、評価されている周波数仮定により決定される。送信局の身元が知られている場合、正弦信号の周波数は、送信局と受信局との間の周波数誤差により決定される。

【0049】

逆拡散器 820 は、回転サンプルを逆拡散し、逆拡散シンボルを提供する。捕捉の間、逆拡散器 820 は、 L 個のチップにわたる回転サンプルを逆拡散し、チップレートで逆拡散シンボルを提供する。ここで、 L は、 11 、 22 、 44 、または他のいくつかの値に等しい。各チップ期間 n に対して、逆拡散器 820 は、チップ期間 n ないし $n - L + 1$ に対する L 個の入力サンプルを L チップの拡散シーケンスの L 個のチップと乗算し、 L 個の乗算結果を累算し、そのチップ期間に対して逆拡散シンボル $x(n)$ を提供する。1つの実施形態において、 L は 11 に等しく、 L チップの拡散シーケンスは、 11 チップのバーカーシーケンスであり、逆拡散器 820 は、 11 チップのバーカーシーケンスの長さにならって逆拡散を実行する。別の実施形態において、 L は 44 に等しく、 L チップの拡散シーケンスは、図 6 中で示した 44 チップの拡散シーケンスであり、逆拡散器 820 は、 44 チップの拡散シーケンスの長さにならって逆拡散を実行する。他の実施形態に対して、 L は、他の値に等しく、他の L チップの拡散シーケンスが、逆拡散に対して使用される。いずれのケースでも、逆拡散器 820 は、 L チップの拡散シーケンスとの、入力サンプルのスライディング相関を実行して、(各シンボル期間の代わりに) 各チップ期間に対して逆拡散シンボル取得し、それぞれの L のチップ間隔に対して L 個の逆拡散シンボルを提供する。これらの L 個の逆拡散シンボルは、正確なタイミングに対して、 L 個の異なる可能性があるチップオフセット (すなわち L 個のタイミング仮定) に対応する。

【0050】

図 8 中で示した実施形態に対して、ユニット 840 は、逆拡散器 820 からの各逆拡散シンボルの振幅の平方を計算する。図 8 中で示していない別の実施形態において、複数の逆拡散シンボルは、コヒーレントに累算され、ユニット 840 は、それぞれのコヒーレントに累算された結果の振幅の平方を計算する。両方の実施形態に対して、累算器 850 は、それぞれの異なるチップオフセットに対して非コヒーレントな累算を実行する。 $L = 11$ 、例えば、図 3 中で示したプリアンブルに対する場合、 11 個の異なるチップオフセットがあり、累算器 850 は、各チップオフセットに対して、 128 個までの逆拡散シンボルの振幅の平方を累算する。 $L = 44$ 、例えば、図 6 中で示したプリアンブルに対する場合、 44 個の異なるチップオフセットがあり、累算器 850 は、各チップオフセットに対して、 64 個までの逆拡散シンボルの振幅の平方を累算する。累算器 850 は、スライディング非コヒーレント累算を実行し、それぞれの L のチップ間隔に対して、 L の異なるチップオフセットの L 個の累算された結果を提供する。

【0051】

10

20

30

40

50

信号ノプリアンブル検出器 870 は、それぞれの L のチップ間隔に対する L 個の累算結果を受け取り、それぞれの累算結果をしきい値 S_{th} と比較し、累算結果がしきい値を超える場合、プリアンブルの存在を宣言する。信号ノプリアンブル検出器 870 は、ピーク値をサーチするため累算結果を監視し続け、このピーク値に対するチップオフセットを、検出されたプリアンブルに対するタイミング (タウ) として提供する。

【0052】

シンボルバッファ 830 は、逆拡散器 820 からの逆拡散シンボルを記憶する。プリアンブルの検出の際に、周波数誤差推定器 880 は、シンボルバッファ 830 から逆拡散シンボルと、信号ノプリアンブル検出器 870 からタイミング (タウ) とを受け取る。周波数誤差推定器 880 は、検出されたプリアンブル中の周波数誤差を決定し、周波数誤差推定を提供する。

10

【0053】

図 9A は、捕捉プロセッサ 760b のブロック図を示し、捕捉プロセッサ 760b は、図 7 中の捕捉プロセッサ 760 の別の実施形態である。プロセッサ 760b 内で、乗算器 910 は、入力サンプルを複素シヌソイド信号と乗算し、回転されたサンプルを提供する。逆拡散器 920 は、L チップの拡散シーケンスにより、回転サンプルを逆拡散し、それぞれの L のチップ間隔に対する、L 個の逆拡散シンボルを提供する。乗算器 910 および逆拡散器 920 は、図 8 中の、それぞれ乗算器 810 および逆拡散器 820 と同じ方法で動作する。

【0054】

20

遅延乗算器 940 は、以下で記述するような、逆拡散シンボルの、1 シンボルおよび 2 シンボル遅延された積を発生させる。1 シンボル遅延された積 $y_1(n)$ は、1 つのシンボル期間だけ隔てられた 2 つの逆拡散シンボル $x(n)$ と $x(n - T_s)$ との間の位相差を示す。2 シンボル遅延された積 $y_2(n)$ は、2 つのシンボル期間だけ隔てられた 2 つの逆拡散シンボル $x(n)$ と $x(n - 2T_s)$ との間の位相差を示す。差分相関器 950a は、1 シンボル遅延の積 $y_1(n)$ を受け取り、1 シンボル遅延の積と、これらの積に対して予期される値との間の相関を実行し、各チップ期間に対する相関結果 $c_1(n)$ を提供する。同様に、差分相関器 950b は、2 シンボル遅延の積 $y_2(n)$ を受け取り、2 シンボル遅延の積と、これらの積に対して予期される値との間の相関を実行し、各チップ期間に対する相関結果 $c_2(n)$ を提供する。

30

【0055】

差分相関器 950b からの相関結果 $c_2(n)$ の位相は、差分相関器 950a からの対応する相関結果 $c_1(n)$ の位相と整列していないかもしれない。乗算器 962 は、差分相関器 950b からの各相関結果 $c_2(n)$ を、Q 個の異なって仮定された位相に対する複素フェーザと乗算し、各チップ期間に対する、Q 個の位相回転された相関結果のセットを提供する。ここで複素フェーザは、次のように表される。

【数 2】

$$e^{-j\theta_q}$$

【0056】

40

例えば、仮定された位相は、 $Q = 3$ に対して、 $\{0, 60^\circ, -60^\circ\}$ 、 $Q = 4$ に対して、 $\{0, 90^\circ, 180^\circ, -90^\circ\}$ などである。相対位相の可能性のある範囲をカバーするために、Q 個の仮定された位相が選択される。例えば、1 シンボルおよび 2 シンボル遅延された相関の間の最大位相差は、 $\pm 232 \text{ KHz}$ の最大周波数誤差に対して、おおよそ 90 度である。したがって、 $0, 60^\circ, \text{ および } -60^\circ$ の 3 つの仮定された位相が使用される場合、最も小さい 1 つの仮定される位相は、 30° 内である。

【0057】

それぞれのチップ期間 n に対して、加算器 964 は、差分相関器 950a からの相関結果を、乗算器 962 からの Q 個の対応する、位相が回転された相関結果のそれぞれと加算し、 $q = 1, \dots, Q$ に対して、Q 個の結合された相関結果 $z_q(n)$ を提供する。各

50

チップ期間 n に対して、ユニット 966 は、 Q 個の結合された相関結果のそれぞれの振幅の平方を計算し、 Q 個の振幅の平方値の中で最も大きい振幅の平方値を識別し、この最も大きい振幅の平方値 $Z(n)$ を提供する。各チップ期間 n に対して、信号/プリアンブル検出器 970 は、最も大きい振幅の平方値 $Z(n)$ をしきい値 Z_{th} と比較し、 $Z(n)$ がしきい値 Z_{th} を超える場合、プリアンブルの存在を宣言する。信号/プリアンブル検出器 970 は、ピーク値をサーチするために振幅の平方値を監視し続け、このピーク値に対するチップオフセットを、検出されたプリアンブルに対するタイミング (タウ) として提供する。

【0058】

シンボルバッファ 930 は、逆拡散器 920 からの逆拡散シンボルを記憶する。周波数誤差推定器 980 は、検出されたプリアンブル中の周波数誤差を決定し、周波数誤差推定を提供する。

【0059】

図 9B は、図 9A 中の遅延乗算器 940 の実施形態を示す。遅延乗算器 940 内で、逆拡散シンボル $x(n)$ は、2つの乗算器 942a および 942b に提供され、さらに2つの直列に結合された遅延ユニット 944a および 944b に提供される。各遅延ユニット 944 は、1つのシンボル期間 T_s の遅延を提供し、1つのシンボル期間 T_s の遅延は、 $L = 11$ に対する 11 個のチップ期間および $L = 44$ に対する 44 個のチップ期間に等しい。ユニット 946a および 946b は、それぞれ、遅延ユニット 944a および 944b からの逆拡散シンボルの複素共役を提供する。乗算器 942a は、各チップ期間 n に対する逆拡散シンボル $x(n)$ をユニット 946b の出力に乗算し、そのチップ期間に対する、1シンボル遅延の積 $y_1(n)$ を提供する。乗算器 942b は、各チップ期間 n に対する逆拡散シンボルをユニット 946a の出力に乗算し、そのチップ期間に対する、2シンボル遅延の積 $y_2(n)$ を提供する。

【0060】

図 9C は、差分相関器 950m の実施形態を示し、差分相関器 950m は、図 9A 中の差分相関器 950a および 950b のそれぞれに対して使用できる。差分相関器 950m 内で、 $m \in \{1, 2\}$ に対して、 m シンボル遅延された積 $y_m(n)$ が、交互遅延ユニット 952 および 954 のシーケンスに提供される。各遅延ユニット 952 は、1つのチップ期間の遅延を提供し、各遅延ユニット 954 は、 $L - 1$ 個のチップ期間の遅延を提供し、遅延ユニット 952 と 954 とのそれぞれの対は、1つのシンボル期間である、 L 個のチップ期間の総遅延を提供する。差分相関器 950m は、 P 個の遅延ユニット 952 と $P - 1$ 個の遅延ユニット 954 とを含む。1シンボル遅延差分相関器 950a に対して、 P は、図 3 中で示した 802.11b プリアンブルに対して 127 に等しく、図 6 中で示したプリアンブルに対して 63 に等しい。2シンボル遅延差分相関器 950b に対して、 P は、図 3 中で示した 802.11b プリアンブルに対して 126 に等しく、図 6 中で示したプリアンブルに対して 62 に等しい。 P はこのように、プリアンブル中のビットの数 (B) と遅延の量 (m) に依存し、すなわち $P = B - m$ である。

【0061】

P 個の加算器 956 が、 P 個の遅延ユニット 952 に結合している。各加算器 956 は、関係付けられた遅延ユニット 952 の入力と出力とを合計し、出力を提供する。 P 個の乗算器 958 が、 P 個の加算器 956 に結合しており、さらに、 P 個の m シンボル遅延の積に対して、 P 個の予期される値 $a_{m,1}$ ないし $a_{m,P}$ を受け取る。 $m \in \{1, 2\}$ かつ $i = 1, \dots, P$ に対して、予期される値 $a_{m,i}$ は、1シンボル遅延差分相関器 950a に対して $a_{1,i} = d_{i-1} \cdot d_i$ として、そして、2シンボル遅延差分相関器 950b に対して $a_{2,i} = d_{i-1} \cdot d_{i+1}$ として計算される。予期される値 $a_{m,i}$ は、 m シンボル遅延の積と同じ方法で計算され、 m シンボル遅延の積は、 $y_m(n) = x(n) \cdot x^*(n - m)$ である。しかしながら、パイロットビットが実数値であるため、複素共役は、予期される値に対して無視され、例えば、 $a_{1,i} = d_{i-1} \cdot d_i^* = d_{i-1} \cdot d_i$ である。各乗算器 958 は、関係付けられた加算器 956 の出力を、その予期される値 $a_{m,i}$ と乗算する。各チップ期間

10

20

30

40

50

n に対して、加算器 960 は、P 個のすべての乗算器 958 からの出力を合計し、そのチップ期間に対する相関結果 $c_m(n)$ を提供する。

【0062】

図 10 は、周波数誤差推定器 880 a のブロック図を示し、周波数誤差推定器 880 a は、図 8 中の周波数誤差推定器 880 および図 9 A 中の周波数誤差推定器 980 の実施形態である。周波数誤差推定器 880 a は、N 個の逆拡散シンボルをシンボルバッファ 830 または 930 から受け取り、N 個の逆拡散シンボルは、信号/プリアンブル検出器 870 または 970 により提供されるタイミングであるタウにおいて開始する L 個のチップ期間（すなわち 1 つのシンボル期間）だけ間を空けて離れている。最初の逆拡散シンボルは、このように、最良のタイミング仮定により時間調整される。N は、プリアンブル中のパイロットビットの数より小さいかまたは等しい何らかの整数値であり、例えば、N は、32、64、または 128 である。周波数誤差推定器 880 a 内で、N 個の乗算器 1012 が、N 個の逆拡散シンボルと、プリアンブル中の N 個の対応するパイロットビットを受け取る。各乗算器 1012 は、逆拡散シンボルをパイロットビット d_i と乗算して、その逆拡散シンボルに関して変調を取り除く。ユニット 1014 は、N 個の乗算器 1012 から N 個の出力を受け取り、N ポイントの高速フーリエ変換 (FFT) または離散フーリエ変換 (DFT) をこれらの N 個の出力に実行し、N 個の周波数ビンに対して N 個の周波数領域の値を提供する。N 個のユニット 1016 は、FFT/DFT ユニット 1014 から N 個の周波数領域の値を受け取る。各ユニット 1016 は、周波数領域の値の振幅の平方を計算し、それぞれの周波数ビン k に対して、検出されたエネルギーを提供する。

10

20

【0063】

乗算器 1012 により変調を取り除いた後、これらの乗算器からの N 個の出力は、周期的な成分を有しているかもしれない。この周期的な成分は、送信局と受信局との間の周波数誤差により引き起こされる。FFT/DFT ユニット 1014 は、乗算器 1012 からの N 個の出力のスペクトル応答を提供する。最も大きい検出エネルギーを有する周波数ビンは、送信局と受信局との間の周波数誤差を示している。

【0064】

選択器 1018 は、N 個の周波数ビンに対する N 個の検出エネルギーの中で、最も大きい検出エネルギーを選択する。信号/プリアンブル検出器 1020 は、最も大きい検出エネルギーをしきい値 E_{th} と比較し、最も大きい検出エネルギーがしきい値 E_{th} より大きい場合、信号検出を宣言し、最も大きい検出エネルギーを有する周波数ビンを周波数誤差推定として提供する。プリアンブルに対する総受信エネルギーのスケール係数倍に等しくなるように、しきい値 E_{th} を設定してもよい。信号/プリアンブル検出は、(例えば、検出器 870 または 970、および検出器 1020 により) 複数のステージで実行され、検出性能を向上させる。

30

【0065】

プリアンブル検出および周波数誤差推定の別の実施形態において、入力サンプルは、異なって仮定された周波数誤差に対してパイロットシーケンスと相関付けられる。各仮定された周波数誤差に対して、入力サンプルは、その周波数誤差により回転され、回転されたサンプルは、パイロットシーケンスと相関付けられ、相関結果は、しきい値と比較され、相関結果がしきい値を超える場合、信号/プリアンブル検出が宣言される。相関は、有限インパルス応答 (FIR) フィルタ構造により時間領域において、または FFT と IFFT とを乗算する動作により周波数領域において実行されてもよい。周波数誤差推定は、しきい値を超える最も大きい相関結果を生じる、仮定された周波数誤差により与えられる。

40

【0066】

周波数誤差推定のさらに別の実施形態において、入力サンプルは、最初に逆拡散されて、図 8 または 9 A 中で示したように、チップレートで逆拡散シンボルが取得される。逆拡散シンボルは、パイロット変調を取り除くために、対応するパイロットビットに乗算される。結果として生ずるシンボルは、例えば、図 9 B 中の遅延乗算器 940 を使用して、1 シンボルおよび 2 シンボル遅延された積を発生させるために使用される。各遅延に対する

50

遅延積は、その遅延に対する複素数値を発生させるために処理される。 $m = \{ 1, 2 \}$ である各遅延 m に対して、 m シンボル遅延積は、 $L - 1$ 個の直列に結合された、チップの間隔が空けられた遅延ユニットに提供され、 L 個の異なるチップオフセットにおいて m シンボル遅延積が取得される。各チップオフセットに対して、そのチップ誤差に対する m シンボル遅延積は、プリアンプルにわたってコヒーレントに累算される。 L 個のチップオフセットに対する L 個の累算結果は、（例えば、最大比合成を使用して）結合されて、遅延 m に対して複素数値 V_m を発生させる。1シンボルおよび2シンボル遅延に対する複素数値 V_1 および V_2 の間の位相差が計算され、周波数誤差を導出するために使用される。

【 0 0 6 7 】

上述した何らかの技術に基づいて導出される周波数誤差推定は、通常、残留周波数誤差を含んでいる。この残留周波数誤差は、プリアンプルの前半に基づいて、第1の L 個のタップのチャンネル推定を導出することにより、そして、プリアンプルの後半に基づいて、第2の L 個のタップのチャンネル推定を導出することにより、推定される。両方のチャンネル推定は、最初の周波数オフセット推定が取り除かれた状態で導出される。第2のチャンネル推定と第1のチャンネル推定の複素共役との積は、タップ毎のベースで計算される。 L 個の結果として生ずる積は、コヒーレントに合計され、2つのチャンネル推定間の位相差が取得される。しきい値処理は、（1）積を計算する前に各チャンネルタップ、および/または（2）積を合計する前に各積、上で実行される。しきい値処理は、予め定められたしきい値を下回る低いエネルギーを有するチャンネルタップを取り除く。残留周波数誤差は、2つのチャンネル推定間の位相差に基づいて推定してもよく、最初の周波数誤差推定と結合されて最終周波数誤差推定を取得してもよい。

【 0 0 6 8 】

送信局と受信局との間の周波数誤差は、（1）図7中の受信機754内のダウンコンバートLO信号の周波数を調整する、または（2）（周波数誤差推定の反対である）適切な周波数を有する正弦波信号を、図8中の乗算器810または図9A中の乗算器910に適用する、ことにより取り除かれる。逆拡散器820および920は、捕捉の間、11個またはより多いチップにわたって、およびデータ受信の間、11のチップにわたって逆拡散を実行する。

【 0 0 6 9 】

図11は、データを受信する受信局により実行されるプロセス1100の実施形態を示す。受信局は、入力サンプルを正弦波信号により回転させて、回転されたサンプルを取得する（ブロック1112）。送信局の身元に関する知識がない最初の捕捉の間、正弦波信号は、送信局と受信局との間の仮定された周波数誤差に対応する周波数を有する。送信局の身元に関する知識を有する後続の捕捉の間だけでなく、データ受信の間も、正弦波信号は、送信局と受信局との間の推定された周波数誤差に対応する周波数を有する。受信局は次に、回転されたサンプルを、 L チップの拡散シーケンスにより逆拡散して、逆拡散シンボルを取得する。ここで L は、捕捉の間は11よりも大きく（例えば、 $L = 44$ ）、データ受信の間は11に等しい（ブロック1114）。

【 0 0 7 0 】

捕捉に対して、受信局は、逆拡散シンボルに基づいて、WLANにおいて送信されたプリアンプルを検出する（ブロック1116）。受信局は、非コヒーレントな累算を逆拡散シンボルに実行して累算結果を取得することができ、例えば、図8中で示したように、累算結果に基づいて、プリアンプルを検出できる。図9Aないし9C中で示したように、受信局はまた、少なくとも2つの遅延に対して逆拡散シンボルの積を導出し、各遅延に対する積と、遅延に対して予期される値との相関を実行し、少なくとも2つの遅延に対する相関結果を結合し、結合された相関結果に基づいて、プリアンプルを検出できる。検出されたプリアンプルに基づいて、受信局は、送信局と受信局との間の周波数誤差を決定する（ブロック1118）。例えば、図10中で示したように、受信局は、複数の周波数ビンに対する逆拡散シンボルのエネルギーを決定し、最も大きい検出エネルギーを有する周波数ビンを周波数誤差として提供する。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 1 】

図 1 2 は、WLANにおいてデータを受信するための装置 1 2 0 0 の実施形態を示す。装置 1 2 0 0 は、入力サンプルを正弦波信号により回転させて、回転されたサンプルを取得する少なくとも 1 つのプロセッサ 1 2 1 2、捕捉の間は、 $L > 1 1$ である、 L チップの拡散シーケンスにより、回転されたサンプルを逆拡散して逆拡散シンボルを捕捉する少なくとも 1 つのプロセッサ 1 2 1 4、逆拡散シンボルに基づいて、WLANにおいて送信されたプリアンブルを検出する少なくとも 1 つのプロセッサ 1 2 1 6、および検出されたプリアンブルに基づいて、送信局と受信局との間の周波数誤差を決定する少なくとも 1 つのプロセッサ 1 2 1 8 を含む。

【 0 0 7 2 】

明瞭にするために、さまざまな範囲拡張技術を特に 8 0 2 . 1 1 b / g に対して記述した。これらの技術は、他の IEEE 8 0 2 . 1 1 規格に対して使用することもできる。例えば、8 0 2 . 1 1 a において、プリアンブルは、1 0 個の短いトレーニングシンボルと 2 つの長いトレーニングシンボルとによって構成されており、それぞれの短いトレーニングシンボルは、1 6 個の複素数値シンボルによって構成されている。周波数補正技術を使用して、(1) 送信局と受信局との間の周波数誤差を決定および補正でき、(2) 1 6 個よりも多い複素数値シンボルにわたってコヒーレントな累算を実行でき、これらは検出性能を向上させる。

【 0 0 7 3 】

ここで記述した範囲拡張技術を、さまざまな手段により実現してもよい。例えばこれらの技術を、ハードウェア、ファームウェア、ソフトウェア、またはこれらの組み合わせ中で実現してもよい。ハードウェア実施のために、1 つ以上の特定用途向け集積回路 (ASIC)、デジタル信号プロセッサ (DSP)、デジタル信号処理デバイス (DSPD)、プログラム可能論理デバイス (PLD)、フィールドプログラム可能ゲートアレイ (FPGA)、プロセッサ、制御装置、マイクロ制御装置、マイクロプロセッサ、電子デバイス、ここで記述した機能を実行するように設計された他の電子ユニット、またはこれらの組み合わせ内で、受信局における処理ユニットを実現してもよい。1 つ以上の ASIC、DSP、プロセッサなどの内部で、送信局における処理ユニットを実現してもよい。

【 0 0 7 4 】

ファームウェアおよび/またはソフトウェア実現のために、ここで記述した機能を実行する少なくとも 1 つのプロセッサにより使用されるコード (例えば、手続き、関数、命令など) により、技術を実現してもよい。ソフトウェアコードをメモリ (例えば、図 7 中のメモリ 7 4 2 または 7 8 2) 中に記憶させ、プロセッサ (例えば、プロセッサ 7 4 0 または 7 8 0) により実行してもよい。メモリユニットをプロセッサ内部またはプロセッサ外部で実現してもよい。

【 0 0 7 5 】

さらに、ソフトウェア実現のために、コードをコンピュータ読み取り可能媒体上に記憶させてもよく、またはコンピュータ読み取り可能媒体に対して送信してもよい。コンピュータ読み取り可能媒体は、コンピュータ記憶媒体と、ある場所から別の場所へのコンピュータプログラムの転送を容易にする何らかの媒体を含む通信媒体との両方を含む。記憶媒体は、汎用目的のまたは特別目的のコンピュータによりアクセスできる任意の利用可能な媒体である。一例として、限定ではないが、このようなコンピュータ読み取り可能媒体は、RAM、ROM、EEPROM、CD-ROM または他の光学ディスク記憶装置、磁気ディスク記憶装置または他の磁気記憶装置、あるいは、命令またはデータ構造の形態で所望のプログラムコード手段を搬送または記憶するために使用でき、そして、汎用目的のまたは特別目的のコンピュータ、あるいは汎用目的のまたは特別目的のプロセッサ、によりアクセスできる他の任意の媒体を備えることができる。さらに、いくつかの接続は、適切にコンピュータ読み取り可能媒体と呼ばれる。例えば、ソフトウェアが、同軸ケーブル、光ファイバケーブル、ツイストペア線、デジタル加入者線 (DSL)、または、赤外線、無線、およびマイクロ波のようなワイヤレス技術を使用して、ウェブサイト、サーバまた

10

20

30

40

50

は他のリモート情報源から送信される場合、同軸ケーブル、光ファイバケーブル、ツイストペア線、DSL、または、赤外線、無線、およびマイクロ波のようなワイヤレス技術は、媒体の定義に含まれる。ここで使用されるディスク(diskおよびdisc)は、コンパクトディスク(CD)、レーザーディスク(登録商標)、光ディスク、デジタルバーサタイルディスク(DVD)、フロッピー(登録商標)ディスク、およびブルーレイディスクを含み、ディスク(disk)は通常、磁気的にデータを再生し、一方、ディスク(disc)は、レーザにより光学的にデータを再生する。上述の組み合わせもまた、コンピュータ読み取り可能媒体の範囲内に含まれるべきである。

【0076】

いかなる当業者であっても本発明を作成または使用できるように、開示した実施形態の記述をこれまでに提供している。これらの実施形態に対してさまざまな修正が当業者に容易に明らかであり、本発明の精神または範囲から逸脱することなく、ここで規定した一般的な原理を他の実施形態に適用してもよい。したがって、本発明は、ここで示した実施形態に限定されるように意図されていないが、ここで開示した原理および新規な特徴に矛盾しない最も広い範囲に一致すべきである。

【図面の簡単な説明】

【0077】

【図1】図1は、アクセスポイントおよび複数のユーザ端末を有するWLANを示す。

【図2】図2は、WLANに対する送信タイムラインを示す。

【図3】図3は、802.11bに対するパケットおよびプリアンプルを示す。

【図4】図4は、周波数補正とともにデータを受信するプロセスを示す。

【図5】図5は、周波数補正とともにデータを受信する装置を示す。

【図6】図6は、範囲拡張モードに対するプリアンプルを示す。

【図7】図7は、送信局および受信局のブロック図を示す。

【図8】図8は、捕捉プロセッサの実施形態を示す。

【図9A】図9Aは、捕捉プロセッサの別の実施形態を示す。

【図9B】図9Bは、捕捉プロセッサの別の実施形態を示す。

【図9C】図9Cは、捕捉プロセッサの別の実施形態を示す。

【図10】図10は、周波数誤差推定器のブロック図を示す。

【図11】図11は、WLANにおいてデータを受信するプロセスを示す。

【図12】図12は、WLANにおいてデータを受信する装置を示す。

10

20

30

【 図 1 】

図 1

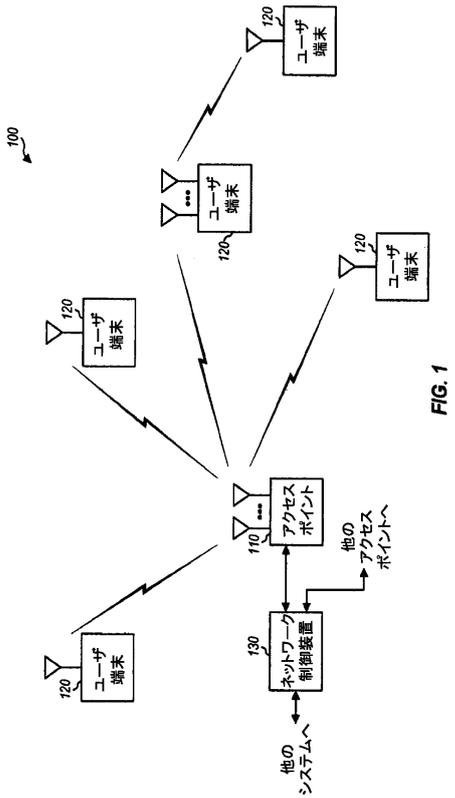


FIG. 1

【 図 2 】

図 2

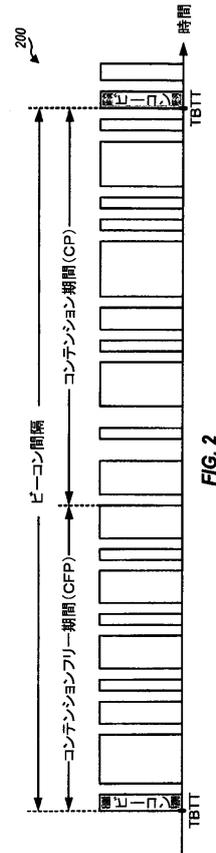


FIG. 2

【 図 3 】

図 3

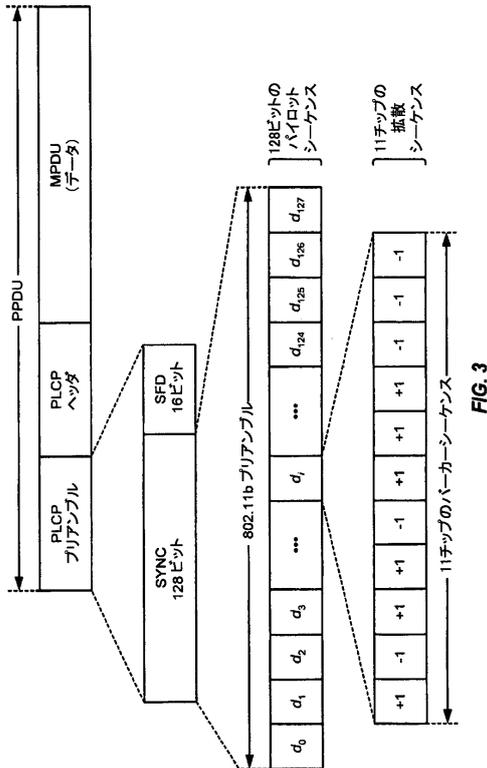


FIG. 3

【 図 4 】

図 4

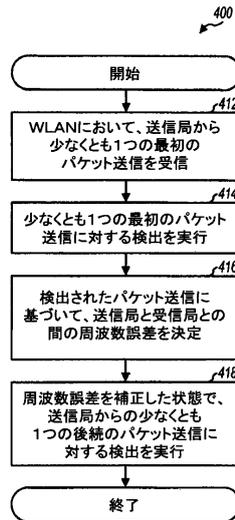


FIG. 4

【図5】

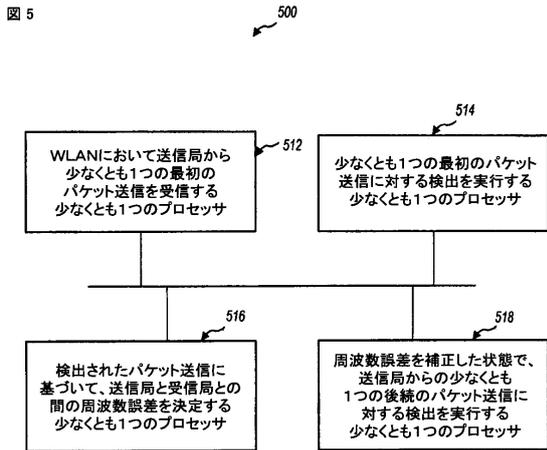


FIG. 5

【図6】

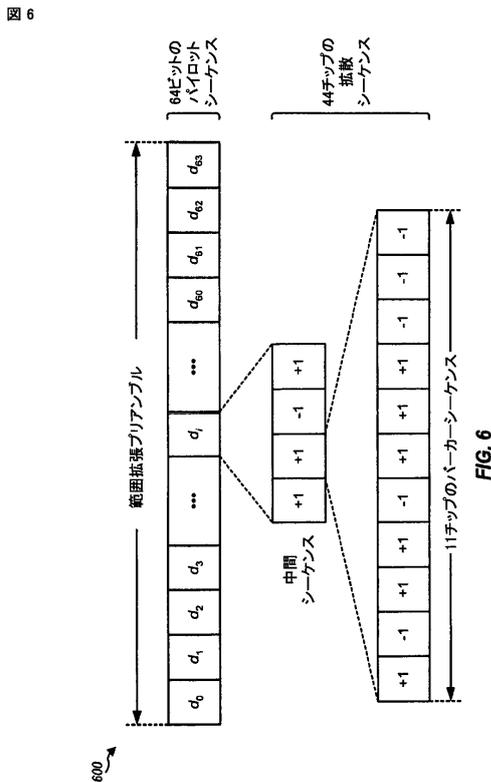


FIG. 6

【図7】

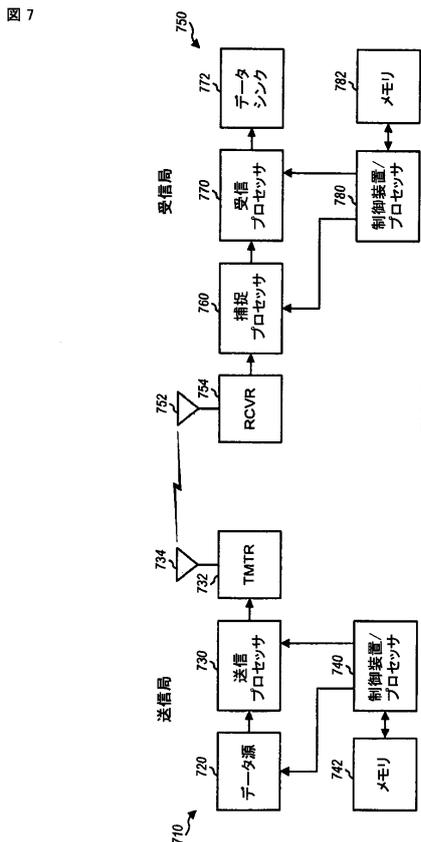


FIG. 7

【図8】

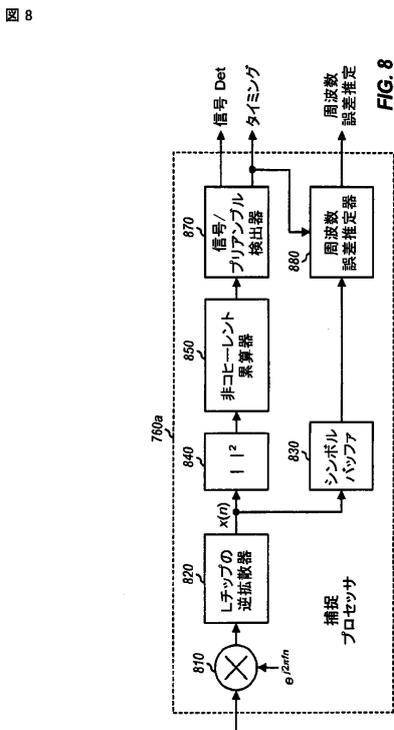


FIG. 8

【図 9 A】

図 9A

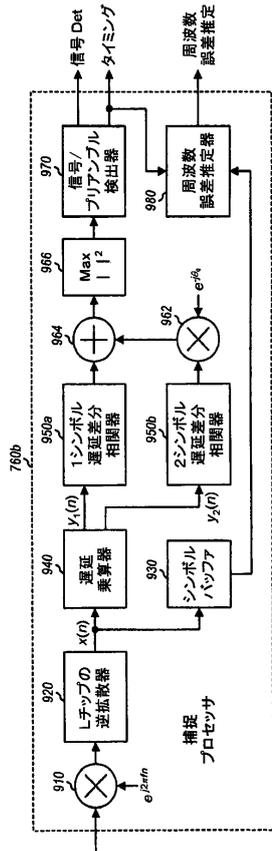


FIG. 9A

【図 9 B】

図 9B

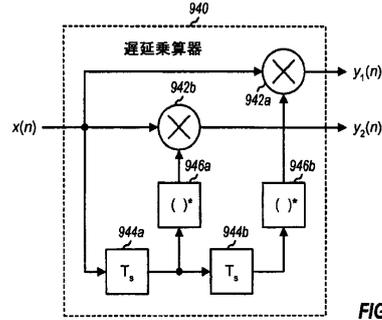


FIG. 9B

【図 9 C】

図 9C

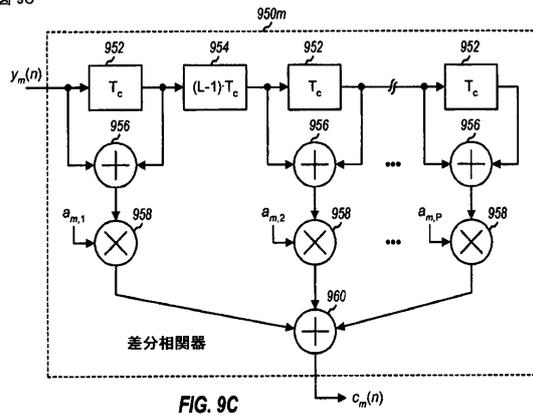


FIG. 9C

【図 10】

図 10

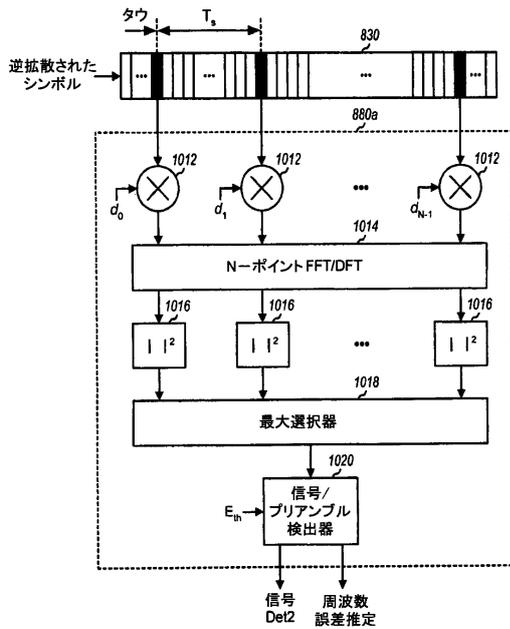


FIG. 10

【図 11】

図 11

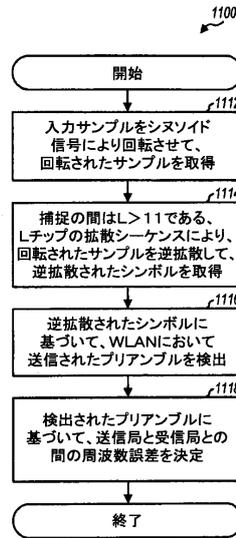


FIG. 11

【 図 1 2 】

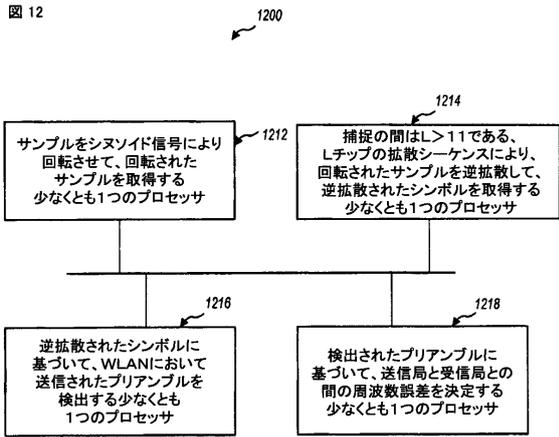


FIG. 12

フロントページの続き

- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100100952
弁理士 風間 鉄也
- (74)代理人 100101812
弁理士 勝村 紘
- (74)代理人 100070437
弁理士 河井 将次
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
- (74)代理人 100127144
弁理士 市原 卓三
- (74)代理人 100141933
弁理士 山下 元
- (72)発明者 ウォレス、マーク・エス .
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01730、ベッドフォード、モデル・レーン 4
- (72)発明者 ウォルトン、ジャイ・ロドニー
アメリカ合衆国、マサチューセッツ州 01741、カーリスル、ハイウッズ・レーン 85

審査官 高野 洋

- (56)参考文献 特開2005-130429(JP, A)
特開2001-136149(JP, A)
国際公開第2000/014570(WO, A1)
国際公開第99/066649(WO, A1)
特開平10-126310(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 1/69-1/719
H04J 13/00-13/22