

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5313402号
(P5313402)

(45) 発行日 平成25年10月9日 (2013. 10. 9)

(24) 登録日 平成25年7月12日 (2013. 7. 12)

(51) Int. Cl.	F I
HO 4 B 7/15 (2006. 01)	HO 4 B 7/15 Z
HO 4 W 16/26 (2009. 01)	HO 4 W 16/26
HO 4 B 7/015 (2006. 01)	HO 4 B 7/015

請求項の数 27 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2012-510936 (P2012-510936)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成22年5月11日 (2010. 5. 11)		クアアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2012-527176 (P2012-527176A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成24年11月1日 (2012. 11. 1)		ED
(86) 国際出願番号	PCT/US2010/034384		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(87) 国際公開番号	W02010/132446		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開日	平成22年11月18日 (2010. 11. 18)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成24年1月11日 (2012. 1. 11)	(74) 代理人	100108855
(31) 優先権主張番号	61/177, 196		弁理士 蔵田 昌俊
(32) 優先日	平成21年5月11日 (2009. 5. 11)	(74) 代理人	100159651
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 高倉 成男
(31) 優先権主張番号	12/708, 318	(74) 代理人	100091351
(32) 優先日	平成22年2月18日 (2010. 2. 18)		弁理士 河野 哲
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数領域チャネル推定を改善するための信号ブランキング

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ワイヤレス通信システムにおけるワイヤレスリピータのためのフィードバックチャネルを推定するための方法であって、前記のワイヤレスリピータが、受信信号を受信および増幅信号を送信するための第1のアンテナおよび第2のアンテナを持ち、前記受信信号が、リピータされるべきリモート信号と、前記ワイヤレスリピータの前記第1のアンテナと前記第2のアンテナとの間の前記フィードバックチャネルから生じるフィードバック信号との和であり、前記方法は、

周波数領域チャネル推定とパイロット信号として前記増幅信号を示す信号とを使用して、前記第1のアンテナと前記第2のアンテナとの間の前記フィードバックチャネルを推定することと、

前記パイロット信号のサンプルをN個のサンプルのブロックにグループ化することであって、Nが、前記周波数領域チャネル推定のために実行される高速フーリエ変換 (FFT) 演算のサイズであることと、

N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号のK個のサンプルをblankすることであって、KがNよりもはるかに小さいことと、

N個のサンプルの各ブロックがK個のblankされたサンプルを含む前記パイロット信号のN個のサンプルのブロックと、前記受信信号のN個のサンプルのブロックとを使用してフィードバックチャネル推定値を発生することとを備える、方法。

【請求項 2】

N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号のK個のサンプルをブランクすることは、前記パイロット信号の前記K個のサンプルのエネルギーレベルを0または0に近い値に低減することを備える、請求項1の方法。

【請求項 3】

N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号のK個のサンプルをブランクすることは、前記パイロット信号の前記K個のサンプルの前記エネルギーレベルを、2つ以上のサンプルにわたって徐々に0または0に近い値に低減することを備える、請求項2の方法。

【請求項 4】

N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号のK個のサンプルをブランクすることは、前記パイロット信号の前記K個のサンプルをブランクするために窓関数を適用することであり、前記窓関数は非ゲート状態からゲート状態への漸進的遷移およびその逆を持つ、請求項1の方法。

【請求項 5】

前記パイロット信号の前記K個のサンプルをブランクするために窓関数を適用することは、前記K個のサンプルの第1のサブセットのエネルギーレベルが前記非ゲート状態から0または0に近い値に低減される立下りインターバルと、前記K個のサンプルの第2のサブセットの前記エネルギーレベルが0または0に近い値に維持されるゼロインターバルと、前記K個のサンプルの第3のサブセットの前記エネルギーレベルが前記0または前記0に近い値から前記非ゲート状態に増加される立上りインターバルとを持つ窓関数を適用することを備える、請求項4の方法。

【請求項 6】

立下りインターバルとゼロインターバルと立上りインターバルとを持つ窓関数を適用することは、前記立下りインターバルと前記ゼロインターバルとがN個のサンプルの前記ブロックの終了に配置され、前記立上りインターバルがN個のサンプルの前記ブロックの開始に配置された窓関数を適用することを備える、請求項5の方法。

【請求項 7】

N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号のK個のサンプルをブランクすることは、前記高速フーリエ変換演算が前記周波数領域チャンネル推定のために実行される前に、前記パイロット信号の前記K個のサンプルをブランクすることを備える、請求項1の方法。

【請求項 8】

N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号のK個のサンプルをブランクすることは、前記K個のサンプルを巡回プレフィックスのT個のサンプルと交換することを備える、請求項1の方法。

【請求項 9】

フィードバックチャンネル推定値を発生することは、

N個のサンプルの各ブロックがK個のブランクされたサンプルを含む前記パイロット信号のN個のサンプルのブロックと、前記受信信号のN個のサンプルのブロックとを使用して前記フィードバックチャンネル推定値を発生することと、最大比合成を適用することとを備える、請求項1の方法。

【請求項 10】

パイロット信号として前記増幅信号を示す信号を使用して前記フィードバックチャンネルを推定することは、

前記パイロット信号として、前記ワイヤレスリピータの送信回路中の送信フィルタの前または後の信号を取ること
を備える、請求項1の方法。

【請求項 11】

パイロット信号として前記増幅信号を示す信号を使用して前記フィードバックチャンネル

10

20

30

40

50

を推定することは、

前記パイロット信号として、前記ワイヤレスリピータの送信回路中の送信フィルタの前または後の信号を取ること
を備える、請求項 3 の方法。

【請求項 1 2】

パイロット信号として前記増幅信号を示す信号を使用して前記フィードバックチャネルを推定することは、

前記パイロット信号として、前記ワイヤレスリピータの送信回路中の送信フィルタの前または後の信号を取ること
を備える、請求項 4 の方法。

10

【請求項 1 3】

受信信号を受信および増幅信号を送信するための第 1 のアンテナおよび第 2 のアンテナを持つワイヤレスリピータであって、前記受信信号が、リピートされるべきリモート信号と、前記第 1 のアンテナと前記第 2 のアンテナとの間のフィードバックチャネルから生じるフィードバック信号との和であり、前記リピータは、

前記第 1 のアンテナおよび前記第 2 のアンテナのうち的一方から前記受信信号を受信するように構成された受信回路と、

フィードバック信号推定値にアクセスし、前記受信信号から前記フィードバック信号推定値をキャンセルするように構成されたエコーキャンセラと、

前記エコーキャンセラの前または後に第 1 の遅延を導入するように構成された遅延要素と、

20

送信されるべき前記増幅信号を発生するために、前記遅延したエコーキャンセル信号を増幅するように構成された送信回路と

を備え、

前記エコーキャンセラは、

周波数領域チャネル推定とパイロット信号として前記増幅信号を示す信号とを使用して前記フィードバックチャネルを推定するように構成されており、前記周波数領域チャネル推定が、前記パイロット信号の N 個のサンプルのブロックに対して高速フーリエ変換 (FFT) を実行するように動作可能であり、N が前記 FFT 演算のサイズである、チャネル推定ブロックと、

30

N 個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号の K 個のサンプルをブランクするように構成されており、K が N よりもはるかに小さい、パイロット信号ブランキング回路と

を備え、

前記チャネル推定ブロックは、N 個のサンプルの各ブロックが K 個のブランクされたサンプルを含む前記パイロット信号の N 個のサンプルのブロックと、前記受信信号の N 個のサンプルのブロックとを使用してフィードバックチャネル推定値を発生するように構成され、前記チャネル推定ブロックは、前記フィードバックチャネル推定値に基づいて前記フィードバック信号推定値をさらに発生する、ワイヤレスリピータ。

【請求項 1 4】

40

前記エコーキャンセラは、前記受信信号と前記フィードバック信号推定値とを受信するための加算器をさらに備え、前記加算器は、エコーキャンセル信号を発生するために前記受信信号から前記フィードバック信号推定値を減算するように構成された、請求項 1 3 のワイヤレスリピータ。

【請求項 1 5】

前記送信回路は送信フィルタを備え、前記パイロット信号ブランキング回路は、前記送信フィルタの前または後に、N 個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号の前記 K 個のサンプルをブランクする、請求項 1 3 のワイヤレスリピータ。

【請求項 1 6】

前記パイロット信号ブランキング回路は、前記 K 個のサンプルをブランクするために、

50

前記パイロット信号の前記K個のサンプルのエネルギーレベルを0または0に近い値に低減するように動作可能である、請求項13のワイヤレスリピータ。

【請求項17】

前記パイロット信号ブランキング回路は、前記K個のサンプルをブランクするために、前記パイロット信号の前記K個のサンプルのエネルギーレベルを、2つ以上のサンプルにわたって徐々に0または0に近い値に低減するように動作可能である、請求項13のワイヤレスリピータ。

【請求項18】

前記パイロット信号ブランキング回路は、前記パイロット信号の前記K個のサンプルをブランクするために窓関数を適用するように動作可能であり、前記窓関数は非ゲート状態からゲート状態への漸進的遷移およびその逆を持つ、請求項13のワイヤレスリピータ。

10

【請求項19】

前記窓関数は、前記K個のサンプルの第1のサブセットのエネルギーレベルが前記非ゲート状態から0または0に近い値に低減される立下りインターバルと、前記K個のサンプルの第2のサブセットの前記エネルギーレベルが0または0に近い値に維持されるゼロインターバルと、前記K個のサンプルの第3のサブセットの前記エネルギーレベルが前記0または前記0に近い値から前記非ゲート状態に増加される立上りインターバルとを有する、請求項18のワイヤレスリピータ。

【請求項20】

前記窓関数は、N個のサンプルの前記ブロックの終了に配置された前記立下りインターバルおよび前記ゼロインターバルと、N個のサンプルの前記ブロックの開始に配置された前記立上りインターバルとを持つ、請求項18のワイヤレスリピータ。

20

【請求項21】

前記パイロット信号ブランキング回路は、前記高速フーリエ変換演算が前記周波数領域チャンネル推定のために実行される前に、前記K個のサンプルをブランクするように動作可能である、請求項13のワイヤレスリピータ。

【請求項22】

前記パイロット信号ブランキング回路は、前記K個のサンプルを巡回プレフィックスのT個のサンプルと交換するように動作可能である、請求項13のワイヤレスリピータ。

【請求項23】

30

前記パイロット信号ブランキング回路は、

前記立下りインターバルの位置および持続時間を定義する立下り信号と、前記立上りインターバルの位置および持続時間を定義する立上り信号とを発生し、前記ゼロインターバルが前記立下りインターバルと前記立上りインターバルとの間に配置される、ブランキングコントローラと、

前記立下り信号および前記立上り信号に応答してカウントアドレスを発生し、前記立下り信号または前記立上り信号のうちの一方がアサートされているときに使用可能にされ、前記カウントアドレスは前記立下り信号がアサートされた場合に第1のカウントから最後のカウントまでカウントアップし、前記立上り信号がアサートされた場合に前記最後のカウントから前記第1のカウントまでカウントダウンする、アップ/ダウンカウンタと、

40

前記窓関数に関連する窓係数を記憶し、窓係数を与えるために前記カウントアドレスによって索引付けされるメモリと、

前記窓関数に従って前記K個のサンプルをブランクするために、前記K個のサンプルの各々に前記窓係数を乗算する乗算器とを備える、請求項19のワイヤレスリピータ。

【請求項24】

前記チャンネル推定ブロックは、N個のサンプルの各ブロックがK個のブランクされたサンプルを含む前記パイロット信号のN個のサンプルのブロックと、前記受信信号のN個のサンプルのブロックとを使用して、前記フィードバックチャンネル推定値を発生し、最大比合成を適用するように構成された、請求項13のワイヤレスリピータ。

50

【請求項 25】

前記送信回路は送信フィルタを備え、前記パイロット信号ブランキング回路は、前記送信フィルタの前または後に、N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号の前記K個のサンプルをブランクする、請求項17のワイヤレスリピータ。

【請求項 26】

前記送信回路は送信フィルタを備え、前記パイロット信号ブランキング回路は、前記送信フィルタの前または後に、N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号の前記K個のサンプルをブランクする、請求項18のワイヤレスリピータ。

【請求項 27】

受信信号を受信および増幅信号を送信するための第1のアンテナおよび第2のアンテナを持つワイヤレスリピータであって、前記受信信号が、リピートされるべきリモート信号と、前記第1のアンテナと前記第2のアンテナとの間のフィードバックチャネルから生じるフィードバック信号との和であり、前記リピータは、

前記第1のアンテナおよび前記第2のアンテナのうち的一方から前記受信信号を受信するための手段と、

前記受信信号からフィードバック信号推定値をキャンセルするための手段と、

前記フィードバック信号推定値が前記受信信号から消去される前または後に第1の遅延を導入するための手段と、

送信されるべき前記増幅信号を発生するために、前記遅延されたエコーキャンセル信号を増幅するための手段と

を備え、

キャンセルするための前記手段は、

周波数領域チャネル推定とパイロット信号として前記増幅信号を示す信号とを使用して、前記フィードバックチャネルを推定するための手段であって、前記周波数領域チャネル推定が、前記パイロット信号のN個のサンプルのブロックに対して高速フーリエ変換(FFT)を実行するように動作可能であり、Nが前記FFT演算のサイズである、推定するための手段と、

N個のサンプルの各ブロック中の前記パイロット信号のK個のサンプルをブランクするための手段であって、KがNよりもはるかに小さい、ブランクするための手段と

を備え、

前記フィードバックチャネルを推定するための前記手段は、N個のサンプルの各ブロックがK個のブランキングされたサンプルを含む前記パイロット信号のN個のサンプルのブロックと、前記受信信号のN個のサンプルのブロックとを使用してフィードバックチャネル推定値を発生し、前記フィードバックチャネルを推定するための前記手段は、前記フィードバックチャネル推定値に基づいて前記フィードバック信号推定値をさらに発生する、ワイヤレスリピータ。

【発明の詳細な説明】

【背景】

【0001】

関連出願の相互参照

本出願は、2009年5月11日に提出された米国仮特許出願第61/177,196号の利益を主張し、その出願は、その全体が参照により本明細書に組み込まれる。

【0002】

分野

本開示は、一般に、ワイヤレス通信システムにおけるリピータに関し、特に、エコー消去リピータにおけるフィードバック遅延制御のための方法および装置に関する。

【0003】

背景

ワイヤレス通信システムおよび技法は通信の方法の重要な部分になっている。しかしながら、カバレッジを与えることは、ワイヤレスサービスプロバイダにとって大きい課題で

10

20

30

40

50

あり得る。カバレッジを拡大する一つの方法は、リピータを展開することである。

【 0 0 0 4 】

一般に、リピータは、信号を受信し、信号を増幅し、増幅信号を送信するデバイスである。図 1 に、セルラー電話システムに関するリピータ 1 1 0 の基本図を示す。リピータ 1 1 0 は、基地局 1 2 5 などのネットワークインフラストラクチャへの例示的なネットワークインターフェースとして、ドナーアンテナ 1 1 5 を含む。リピータ 1 1 0 は、モバイルデバイス 1 3 0 へのモバイルインターフェースとして、サーバアンテナ 1 2 0 (「カバレッジアンテナ」とも呼ばれる)をも含む。動作中、ドナーアンテナ 1 1 5 は基地局 1 2 5 と通信しているが、サーバアンテナ 1 2 0 はモバイルデバイス 1 3 0 と通信している。

【 0 0 0 5 】

リピータ 1 1 0 では、基地局 1 2 5 からの信号は、順方向リンク回路 1 3 5 を使用して増幅され、モバイルデバイス 1 3 0 からの信号は、逆方向リンク回路 1 4 0 を使用して増幅される。多くの構成が順方向リンク回路 1 3 5 および逆方向リンク回路 1 4 0 のために使用され得る。

【 0 0 0 6 】

多くのタイプのリピータがある。いくつかのリピータでは、ネットワークインターフェースとモバイルインターフェースの両方がワイヤレスであるが、他のリピータでは、ワイヤードネットワークインターフェースが使用される。いくつかのリピータは、第 1 のキャリア周波数を用いて信号を受信し、第 2 の異なるキャリア周波数を用いて増幅信号を送信するが、他のリピータは、同じキャリア周波数を使用して信号を受信および送信する。「同じ周波数」のリピータの場合、1 つの特定の課題は、送信信号の一部が受信回路に漏れ、増幅され、再び送信され得るので、発生するフィードバックを管理することである。

【 0 0 0 7 】

既存のリピータは、いくつかの技法を使用してフィードバックを管理する。たとえば、リピータが 2 つのアンテナ間に物理的分離を設けるように構成されるか、フィルタが使用されるか、または他の技法が採用されてもよい。

【 概要 】

【 0 0 0 8 】

ここで開示するシステム、装置および方法は、リピータ能力の向上を可能にする。本発明の一実施形態によれば、ワイヤレス通信システムにおいてワイヤレスリピータのためのフィードバックチャンネルを推定するための方法が説明される。ワイヤレスリピータは、受信信号を受信および増幅信号を送信するために第 1 のアンテナおよび第 2 のアンテナを持ち、受信信号は、リピートされるべきリモート信号と、ワイヤレスリピータの第 1 のアンテナと第 2 のアンテナとの間のフィードバックチャンネルから生じるフィードバック信号との和である。本方法は、周波数領域チャンネル推定と、パイロット信号として増幅信号を示す信号とを使用して、第 1 のアンテナと第 2 のアンテナとの間のフィードバックチャンネルを推定することと、パイロット信号のサンプルを N 個のサンプルのブロックにグループ化し、 N が周波数領域チャンネル推定のために実行される高速フーリエ変換 (FFT) 演算のサイズであることと、 N 個のサンプルの各ブロック中のパイロット信号の K 個のサンプルをブランクし、 K が N よりもはるかに小さいことと、 N 個のサンプルの各ブロックが K 個のブランクされたサンプルを含むパイロット信号の N 個のサンプルのブロックと、受信信号の N 個のサンプルのブロックとを使用してフィードバックチャンネル推定値を発生することを含む。

【 0 0 0 9 】

本発明の別の態様によれば、受信信号を受信および増幅信号を送信するために第 1 のアンテナおよび第 2 のアンテナを持ち、受信信号が、リピートされるべきリモート信号と、第 1 のアンテナと第 2 のアンテナとの間のフィードバックチャンネルから生じるフィードバック信号との和である、ワイヤレスリピータが説明される。ワイヤレスリピータは、第 1 のアンテナおよび第 2 のアンテナのうち的一方から受信信号を受信するように構成された受信回路と、フィードバック信号推定値にアクセスし、受信信号からフィードバック信号

10

20

30

40

50

推定値をキャンセルするように構成されたエコーキャンセラと、エコーキャンセラの前または後に第1の遅延を導入するように構成された遅延要素と、送信されるべき増幅信号を発生するために、遅延されたエコーキャンセル信号を増幅するように構成された送信回路とを含む。エコーキャンセラは、周波数領域チャンネル推定と、パイロット信号として増幅信号を示す信号とを使用してフィードバックチャンネルを推定するように構成されたチャンネル推定ブロックを含む。周波数領域チャンネル推定は、パイロット信号のN個のサンプルのブロックに対して高速フーリエ変換(FFT)を実行するように動作可能であり、NはFFT演算のサイズである。エコーキャンセラは、N個のサンプルの各ブロック中のパイロット信号のK個のサンプルをブランクするように構成されたパイロット信号ブランキング回路をさらに含み、KはNよりもはるかに小さい。チャンネル推定ブロックは、N個のサンプルの各ブロックがK個のブランクされたサンプルを含む、パイロット信号のN個のサンプルのブロックと、受信信号のN個のサンプルのブロックとを使用してフィードバックチャンネル推定値を発生するように構成される。チャンネル推定ブロックは、フィードバックチャンネル推定値に基づいてフィードバック信号推定値をさらに発生する。

10

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】図1は、従来技術によるリピータの簡略図である。

【図2】図2は、現在の開示のいくつかの実施形態によるリピータ環境の図を示す。

【図3】図3は、本発明の一実施形態によるパイロットサンプルブランキング方法が実装され得るエコーキャンセルリピータのブロック図である。

20

【図4】図4は、従来のチャンネル推定アルゴリズムにおける受信サンプルとパイロットサンプルとフィードバックチャンネルとの間の関係を示す。

【図5】図5は、本発明の一実施形態によるパイロットサンプルブランキング方法を適用するチャンネル推定アルゴリズムにおける受信サンプルとパイロットサンプルとフィードバックチャンネルとの間の関係を示す。

【図6】図6は、本発明の一実施形態によるパイロットサンプルブランキング方法が実装され得るリピータの詳細ブロック図である。

【図7】図7は、本発明の一実施形態によるパイロットサンプルブランキング方法において適用され得るブランキング回路の概略図である。

【図8】図8は、本発明の一実施形態によるブランキングコントローラ506の概略図である。

30

【図9】図9は、本発明の一実施形態によるブランキングコントローラ506中のランプカウンタの概略図である。

【図10】図10は、本発明の一実施形態によるブランキング回路500中の信号のタイミング図である。

【詳細な説明】

【0011】

開示する方法および装置の性質、目的、および利点は、添付の図面とともに以下の詳細な説明を考察すれば、当業者にはより明らかになるであろう。

【0012】

40

上記で説明したものなどの従来技術のリピータは、セルラー電話または同様のネットワークに著しい利点を提供し得る。しかしながら、既存のリピータ構成は、いくつかの適用例には適していないことがある。たとえば、既存のリピータ構成は、リピータのアンテナ間の所望の分離を取得することがより困難であり得る屋内カバレッジ適用例(たとえば、住居またはビジネス環境のためにリピータする信号)に適していないことがある。その上、いくつかの従来リピータ実装形態では、目標は、安定したフィードバックループを維持しながら、妥当な利得と同程度の高い利得(1未満のループ利得)を達成することである。しかしながら、リピータ利得を増加させると、ドナーアンテナへの信号漏れが増加するので、分離がより困難になる。一般に、ループ安定性の需要は、カバレッジアンテナからドナーアンテナへの信号漏れがリモート信号(リピータされるべき信号)よりもはるか

50

に低くなることを要求する。その場合、リピータの出力における最大の達成可能な信号対干渉雑音比 (S I N R) は、リピータへの入力におけるリモート信号の S I N R と同じである。高利得および改善された分離は、現代のリピータ、特に屋内適用例のためのリピータに必要な 2 つの需要を形成する。

【 0 0 1 3 】

ここでのシステムおよび技法は、リピータのドナーアンテナ (順方向リンク送信の例の場合の「受信アンテナ」) とカバレッジアンテナ (順方向リンク送信の場合の「送信アンテナ」) との間に改善された分離をもつワイヤレスリピータを提供する。さらに、いくつかの実施形態では、ここでのシステムおよび技法は、分離を著しく改善するために干渉消去またはエコー消去を採用する独自のリピータ設計を提供する。いくつかの実施形態では、チャンネルの正確な推定のためのここで提供される改善されたチャンネル推定技法を使用して、干渉消去およびエコー消去が実現される。有効なエコー消去は、漏れチャンネルの極めて正確なチャンネル推定を必要とする。一般に、チャンネル推定値が正確になればなるほど、消去は大きくなり、したがって、有効な分離も高くなる。ここでは、「干渉消去」または「エコー消去」は、リピータのアンテナ間の漏れ信号の量を低減または除去する技法を指す。すなわち、「干渉消去」は、実際の漏れ信号の部分的または完全な消去を可能にする、推定漏れ信号の消去を指す。

【 0 0 1 4 】

図 2 に、現在の開示の実施形態によるリピータ 2 1 0 のための動作環境 2 0 0 の図を示す。図 2 の例は、順方向リンク送信を示す。すなわち、基地局 2 2 5 からのリモート信号 1 4 0 はモバイルデバイス 2 3 0 に向けられる。基地局 2 2 5 とモバイルデバイス 2 3 0 との間の経路 2 2 7 に沿った非リピータ信号が、モバイルデバイス 2 3 0 において受信される有効なボイスおよび / またはデータ通信のために十分な信号を与えない場合、リピータ 2 1 0 などのリピータが環境 2 0 0 において使用され得る。利得 G と遅延 Δ をもつリピータ 2 1 0 は、ドナーアンテナ 2 1 5 上で基地局 2 2 5 から受信された信号をサーバアンテナ 2 2 0 を使用してモバイルデバイス 2 3 0 にリピータするように構成される。リピータ 2 1 0 は、基地局 2 2 5 から受信された信号を増幅し、ドナーアンテナ 2 1 5 およびサーバアンテナ 2 2 0 を通してモバイルデバイス 2 3 0 に送信するための順方向リンク回路を含む。リピータ 2 1 0 は、モバイルデバイス 2 3 0 からの信号を増幅し、基地局 2 2 5 に返信するための逆方向リンク回路をも含む得る。リピータ 2 1 0 において、リモート信号 $s(t)$ は入力信号として受信され、リモート信号 $s(t)$ は、リピータまたは増幅信号 $y(t)$ としてリピータされ、

【 数 1 】

$$y(t) = \sqrt{G}s(t - \Delta)$$

【 0 0 1 5 】

である。理想的には、利得 G は大きくなり、リピータの固有の遅延 Δ は小さくなり、入力 S I N R は、リピータ 2 1 0 の出力において維持され (これは、データトラフィックサポートのために特に重要になり得る)、所望のキャリアのみが増幅されるであろう。

【 0 0 1 6 】

実際には、リピータ 2 1 0 の利得は、ドナーアンテナ 2 1 5 とサーバアンテナ 2 2 0 との間の分離によって制限される。利得が大きすぎると、リピータは信号漏れにより不安定になり得る。信号漏れは、図 2 中のフィードバック経路 2 2 2 によって示されるように、一方のアンテナ (図 2 では、サーバアンテナ 2 2 0) から送信された信号の一部分が、他方のアンテナ (図 2 では、ドナーアンテナ 2 1 5) によって受信される現象を指す。干渉消去または他の技法がなければ、リピータは、その通常動作の一部として、漏れ信号とも呼ばれるこのフィードバック信号を増幅し、増幅されたフィードバック信号はサーバアン

テナ 220 によって再び送信されるであろう。信号漏れおよび高いリピータ利得による増幅されたフィードバック信号のリピータ送信は、リピータ不安定性をもたらす。さらに、リピータ 210 中の信号処理は、固有の無視できない遅延を有する。リピータの出力 SINR は、RF 非線形性と他の信号処理とに依存する。したがって、上述の理想的なリピータ動作特性はしばしば達成されない。最後に、実際には、所望のキャリアは、リピータが展開される動作環境または市場に応じて変動し得る。所望のキャリアのみを増幅するリピータを提供することは常に可能であるとは限らない。

【0017】

本発明の実施形態では、屋内カバレッジ（たとえば、企業、住居、または同様の使用）に適したリピータが提供される。リピータは、中規模住居におけるカバレッジのために十分な利得の一例である約 70 dB 以上のアクティブ利得を有する。さらに、リピータは、安定性のための 1 よりも小さいループ利得（送信アンテナと受信アンテナとの間のフィードバックループの利得と呼ばれるループ利得）と、安定性および低出力雑音フロアのための十分な量のマージンとを有する。いくつかの実施形態では、リピータは、80 dB よりも大きい総分離を有する。いくつかの実施形態では、リピータは、干渉/エコー消去を採用して、利用可能なリピータの要件よりも著しく難しい、高レベルのアクティブ分離を達成する。

10

【0018】

本発明のいくつかの実施形態は、チャンネル推定を利用して、必要なレベルのエコー消去を可能にする。フィードバックチャンネル（アンテナ間のチャンネル）を十分な確度まで推定することによって、エコー消去後の残余誤差は、安定性のための所望のループ利得マージンを実現するために十分にリモート信号を下回り得る。

20

【0019】

本発明のリピータが展開され得る通信システムは、赤外線、無線、および/またはマイクロ波技術に基づく様々なワイヤレス通信ネットワークを含む。そのようなネットワークは、たとえば、ワイヤレスワイドエリアネットワーク（WWAN）、ワイヤレスローカルエリアネットワーク（WLAN）、ワイヤレスパーソナルエリアネットワーク（WPAN）などを含むことができる。WWAN は、符号分割多元接続（CDMA）ネットワーク、時分割多元接続（TDMA）ネットワーク、周波数分割多元接続（FDMA）ネットワーク、直交周波数分割多元接続（OFDMA）ネットワーク、シングルキャリア周波数分割多元接続（SC-FDMA）ネットワークなどであり得る。CDMA ネットワークは、CDMA 2000、Wideband-CDMA（W-CDMA）などの 1 つまたは複数の無線アクセス技術（RAT）を実装し得る。CDMA 2000 は、IS-95、IS-2000、および IS-856 規格を含む。TDMA ネットワークは、Global System for Mobile Communications（GSM（登録商標））、Digital Advanced Mobile Phone System（D-AMPS）、または何らかの他の RAT を実装し得る。GSM および W-CDMA は、「3rd Generation Partnership Project」（3GPP）という名称の組織からの文書に記載されている。CDMA 2000 は、「3rd Generation Partnership Project 2」（3GPP2）という名称の組織からの文書に記載されている。3GPP および 3GPP2 の文書は公に入手可能である。WLAN は、IEEE 802.11x ネットワークであり得、WPAN は、Bluetooth（登録商標）ネットワーク、IEEE 802.15x ネットワーク、または他の何らかのタイプのネットワークであり得る。また、ここで説明されるシステムおよび技法は、WWAN、WLAN、および/または WPAN の任意の組合せのために使用され得る。

30

40

【0020】

チャンネル推定技法

正確なチャンネル推定は、オン周波数リピータ中の漏れ信号の高忠実度ベースバンド消去にとって重要である。典型的なリピータでは、チャンネル推定のためのパイロット信号は、

50

増幅され、モバイルデバイス（ダウンリンクまたは順方向リンク）に送信され、または基地局（アップリンクまたは逆方向リンク）に送信される増幅信号である。増幅信号は、順方向リンク送信または逆方向リンク送信の両方において送信アンテナから受信アンテナに漏れる。フィードバック信号とも呼ばれる漏れ信号は、所望のリモート信号とともに受信アンテナによって受信される。干渉消去リピータでは、フィードバック信号は推定され、次いで消去される。干渉消去は、リピータのアンテナ間の有効分離を増加させる。フィードバックチャネルが十分正確に推定された場合、フィードバック信号はほぼ完全に減算され得る。チャネル推定値が正確であればあるほど、リピータは、安定性のために必要な分離を維持しながら、出力信号のより多くの増幅を持続させることができる。言い換えれば、リピータのチャネル推定値の精度とリピータの達成可能な利得とは直接関係する。

10

【 0 0 2 1 】

本発明の一態様では、エコー消去リピータは、周波数領域におけるチャネル推定を実装する。周波数領域チャネル推定は、複雑さの低減およびロバストネスの増加などの特定の利点を提供する。しかしながら、高速フーリエ変換 - 逆高速フーリエ変換（FFT - IFFT）タイプの処理の使用による周波数領域チャネル推定は、一般に、直交性を維持するための、信号中の巡回プレフィックスに依拠する。リピータ適用例において周波数領域チャネル推定を適用することの問題は、「パイロット」は、実際には、送信されるべき信号（すなわち、基地局/モバイルユニットからの原信号）にすぎず、異なる「周波数ビン」の直交性を保証するための挿入された巡回プレフィックスが「パイロット」信号中になくことである。巡回プレフィックスがないこと、または等価的に巡回プレフィックスよりも長いチャンネルを有することは、サンプル間干渉（ISI）およびキャリア間干渉（ICI）などの加法的誤差と乗法的誤差とを含む誤差項をチャネル推定中に導入し、したがってチャネル推定のパフォーマンスを劣化させることがよく知られている。

20

【 0 0 2 2 】

ここで提供される本発明のシステムおよび方法は、送信信号であるパイロット信号中に巡回プレフィックスがない場合に、エコー消去リピータにおける周波数領域チャネル推定の使用を可能にする。より詳細には、ここで提供される本発明のシステムおよび方法は、パイロットサンプルブランキングを通してエコー消去リピータにおける周波数領域チャネル推定の精度を改善する。

【 0 0 2 3 】

図3は、本発明の一実施形態によるパイロットサンプルブランキング方法が実装され得るエコー消去リピータのブロック図である。図3を参照すると、エコー消去リピータ310は、ドナーアンテナ上でリピータされるべきリモート信号 $s[k]$ （入力ノード340として示される）を受信し、サーバアンテナ上で送信されるべき出力信号 $y[k]$ （出力ノード370として示される）を発生する。サーバアンテナからドナーアンテナへの信号漏れにより、出力信号 $y[k]$ の一部が漏れてリモート信号に加算され、その後リピータによって受信される。信号漏れは、出力ノード370と入力ノード340との間の信号経路354として示されるフィードバックチャネル $h[k]$ として表される。したがって、リピータ310は、実際にノード343上の入力として、リモート信号 $s[k]$ とフィードバック信号 $w[k]$ との和である受信信号 $r[k]$ を受信する。図3中の加算器342は、記号にすぎず、受信信号 $r[k]$ の信号成分を示すために含まれ、リピータ310の動作環境における実際の信号加算器を表さない。

30

40

【 0 0 2 4 】

エコー消去リピータであるリピータ310は、受信信号中の不要なフィードバック信号成分を消去するために、フィードバック信号 $w[k]$ を推定するように動作する。その目的で、リピータ310は、フィードバックチャネル $h[k]$ を推定するためのチャネル推定ブロック350と、フィードバック信号を推定し、受信信号から推定されたフィードバック信号を消去するためのエコーキャンセラ344とを含む。より詳細には、受信信号 $r[k]$ は、受信信号 $r[k]$ からフィードバック信号推定値 $w^{\wedge}[k]$ を減算するように動作する加算器に結合される。フィードバック信号推定値 $w^{\wedge}[k]$ が正確である限り、

50

不要なフィードバック信号は受信信号から除去され、エコー消去が実現される。本実施形態では、消去後信号 (post cancellation signal) $p[k]$ (ノード 345) は、消去後信号に利得 G を与える可変利得段 348 に結合される。利得段 348 によって与えられる利得 G は、リピータ 310 の安定性を維持するために利得制御アルゴリズムを適用する利得制御ブロック 380 によって制御される。利得段 348 は、サーバアンテナ上での送信のために出力ノード 370 上で出力信号 $y[k]$ を発生する。

【0025】

図 3 には、本発明のチャネル推定演算に係る要素のみを示している。リピータ 310 は、完全なリピータ動作を実現するために、図 3 に示されていないが当技術分野で知られている他の要素を含み得る。

【0026】

上記で説明したように、巡回プレフィックスなしのパイロット信号に対する FFT-IFFT タイプの処理を使用するリピータにおける周波数領域チャネル推定は、加法的雑音 (additive noise) 項と乗法的雑音 (multiplicative noise) 誤差項とにおける課題を提示する。加法的雑音は、パイロット信号中に巡回プレフィックスがないことにより、FFT-IFFT 処理の巡回畳み込みが所望の線形畳み込みと等価でないために生じる、ICI 項と ISI 項とを含む。乗法的雑音はチャネル推定値にバイアスを導入する。概して、 H がリピータ中のフィードバックチャネルの完全なチャネル推定値であると仮定すると、巡回プレフィックスがない結果としての実際のチャネル推定値は $H + M + Z$ になり、ここで、 M はランダム雑音を表し、 Z は加法的雑音項 ICI および ISI であり、 \hat{H} は乗法的雑音項である。一般に、 \hat{H} は、1 に極めて近いが、 \hat{H} が値 1 からそれた場合、推定の精度に影響を及ぼし得る。

【0027】

より詳細には、ICI 誤差と ISI 誤差とを生じるチャネル推定アルゴリズムは、次のように説明され得る。 H は、完全なフィードバックチャネル推定値を示し、 P は、パイロット信号の高速フーリエ変換、 $P = FFT(\text{パイロット})$ を示し、 R は、受信信号の高速フーリエ変換 $R = FFT(\text{rx signal})$ を示すものとし、フィードバックチャネル推定値 \hat{H} は、次のように与えられる。

【数 2】

$$\begin{aligned} \hat{H} &= \frac{P^* R}{P^* P} \\ &= \frac{P^* (\text{feedback signal} + \text{remotesignal})}{P^* P} \\ &= \frac{P^* (HP + \text{remotesignal})}{P^* P} + ICI + ISI \\ &= H + \frac{P^* \text{remotesignal}}{P^* P} + ICI + ISI, \end{aligned}$$

【0028】

上式で、「 $P^* R$ 」は P と R との共役を示し、他同様である。巡回プレフィックスがない場合の周波数領域チャネル推定の使用は、上記で示したように加法的誤差項 ICI および ISI を導入する。これらの誤差項はチャネル推定の精度を劣化させる。

【0029】

パイロットサンプルランキング

本発明の第 1 の実施形態によれば、周波数領域チャネル推定値中の ICI / ISI 加法

的誤差項を除去する方法は、パイロット信号中の各FFTブロックの最後のK個のサンプルをblankアウトする。パイロット信号の最後のK個のサンプルをblankアウトすることは、パイロット信号が巡回プレフィックスを有するように見せる効果を有する。第2の実施形態では、必要な巡回プレフィックスを与えるためのパイロット信号のblankingの代わりに巡回プレフィックスが導入される。

【0030】

周波数領域チャンネル推定処理を実行するために、パイロットサンプルならびに受信サンプルは、長さNのブロック単位でグループ化され、Nは、パイロットサンプルと受信サンプルの両方に対して実行されるFFTのサイズである。受信サンプルは、パイロットサンプルとフィードバックチャンネルとの巡回畳み込み+雑音であると仮定され、図4に示される。図4に、従来のチャンネル推定アルゴリズムにおける受信サンプルとパイロットサンプルとフィードバックチャンネルとの間の関係を示す。図4を参照すると、パイロットサンプル

10

【数3】

$$p^i$$

【0031】

は、N個のサンプルのブロック単位でグループ化され、N個の受信サンプル

20

【数4】

$$r^i$$

【0032】

のブロックは、フィードバックチャンネルhを用いた、パイロットサンプルのブロックの巡回畳み込みであると仮定される。しかしながら、パイロット信号中に巡回プレフィックスがないために、FFT-IFFT処理の巡回畳み込みは所望の線形畳み込みと等価ではなく、誤差項が生じる。

30

【0033】

本発明の一実施形態によれば、パイロット信号中に巡回プレフィックスがない問題を解決するために、パイロットサンプルの各Nサイズブロックの最後のK個のサンプルがblankアウトされる。図5に、本発明の一実施形態によるパイロットサンプルblanking方法を適用するチャンネル推定アルゴリズムにおける受信サンプルとパイロットサンプルとフィードバックチャンネルとの間の関係を示す。最後のK個のサンプルのblankingは、チャンネルhを通して送信の前に行われる。K個のサンプルの時間スパンがチャンネルの時間スパン以上である限り、ICI誤差項とISI誤差項の両方は完全に除去され得る。すなわち、チャンネルインパルス応答の大部分がK個のサンプル内に含まれている限り、チャンネルを用いた、送信されたブロックのN-K個の0でないサンプルの畳み込みは、持続時間Nサンプル以下の受信信号を生成し、ICI誤差項およびISI誤差項はチャンネル推定アルゴリズム計算中に除去される。ICI/ISI誤差項除去は、パイロット信号の各FFTブロック中のN個のサンプルからK個を失うことになるが、K/Nが十分に小さい限り、この損失は無視できる。一実施形態では、Kは、フィードバックチャンネルのために小さいことが予想され、したがって、K/Nの比を1%未満などに小さく保つために、Nを法外に大きくする必要はない。

40

【0034】

図5中の図式表現に示すように、各パイロットブロック中の最後のK個のサンプルのblankingは、サンプルシーケンス中にガードインターバルを挿入する効果を有し、所望の線形畳み込みが、blankingされたサンプルガードバンドの結果としてFFT-IF

50

FFT処理の巡回畳み込みと等価になることが可能になる。各パイロットブロックの最後のK個のサンプルをブランクすることによって、前のパイロットブロックからのサンプルは、現在の受信サンプルブロックに漏れない。

【0035】

本明細書では、パイロット中の最後のK個のサンプルをブランクアウトすることは、K個のサンプルのエネルギーを0まで、または0に近い小さい値まで低減することを指す。すなわち、K個のサンプルのブランキングでは、エネルギーレベルを完全に0まで低減する必要はない。さらに、代替実施形態では、瞬時にエネルギーレベルを0まで低減する代わりに、以下でより詳細に説明するように、帯域外放射が最小限に抑えられるようにゼロエネルギーへの遷移が徐々に行われ得る。

10

【0036】

図6は、本発明の一実施形態によるパイロットサンプルブランキング方法が実装され得るリピータの詳細ブロック図である。図6を参照すると、リモート信号 $S(t)$ は、トランシーバフロントエンド回路416と受信フィルタ443とを含む受信回路に結合されたドナーアンテナ415によって受信される。トランシーバフロントエンド回路416からの受信サンプル($R \times$ サンプル)は、受信フィルタ($R \times$ フィルタ)443に結合され、次いでエコー消去のための加算器444を含むエコーキャンセラに結合される。エコー消去された受信信号 $r'[k]$ は、リモート信号からの送信信号を無相関化する所望の遅延量を導入するために、遅延要素446に結合される。他の実施形態では、遅延要素446は、エコーキャンセラの前に設けられ得る。遅延したエコー消去された信号は、送信フィルタ($T \times$ フィルタ)448と、利得Gを適用する利得段449と、トランシーバフロントエンド回路418とを含む送信回路に結合される。利得段449によって発生された送信信号 $y[k]$ は、ブランキング回路482を通してトランシーバフロントエンド回路418に結合されて、カバレージアンテナ420上で送信信号 $Y(t)$ として送信するために処理される。利得制御ブロック480は、利得段449の可変利得を制御する。

20

【0037】

送信信号 $y'[k]$ (または $y[k]$)は、利得制御ブロック480およびチャネル推定ブロック450のためのパイロット信号として使用される。本実施形態では、チャネル推定ブロック450は周波数領域チャネル推定を実装する。また、チャネル推定ブロック450は、受信サンプル $R \times$ サンプルを受信し、フィードバックチャネル推定値 h^{\wedge} を発生するためにチャネル推定を実行する。より詳細には、チャネル推定ブロック450は、K個のブランキングされたサンプルを含むパイロット信号のN個のサンプルと、受信サンプル $R \times$ サンプルのN個のサンプルとを使用して、フィードバックチャネル推定値 h^{\wedge} を発生する。フィードバックチャネル推定値 h^{\wedge} は、送信信号 $y[k]$ とともにフィードバック信号推定値 $l^{\wedge}[k]$ を計算するフィードバック信号推定ブロック452に与えられる。フィードバック信号推定値 $l^{\wedge}[k]$ は、加算器444に与えられて、受信信号 $r[k]$ から減算される。

30

【0038】

本発明の実施形態では、チャネル推定ブロック450は、現在知られているかまたは開発されるチャネル推定技法を使用して、フィードバックチャネル推定値 h^{\wedge} を発生する。一実施形態では、チャネル推定ブロック450は、パイロットサンプルの対応するFFTブロックによって受信サンプルの各FFTブロックを除算し、次いで最大比合成を使用してFFTブロックのグループを処理することによって、フィードバックチャネル推定値 h^{\wedge} を発生する。他の実施形態では、他の周波数領域チャネル推定技法が適用され得る。

40

【0039】

本発明の実施形態では、パイロット信号 $y[k]$ からのパイロットサンプルのブランキングは、リピータ中の送信フィルタ448の前または後に行われ得る。しかしながら、送信フィルタの後にパイロットサンプルのブランキングを導入するほうがより効率的である。図6に示す本実施形態では、ブランキング回路482は、送信信号 $y[k]$ のK個のサンプルをブランクアウトするために送信フィルタ448の後に配置される。送信信号 y'

50

[k] は送信信号 $y [k]$ と同じであるが、K 個のサンプルがブランクアウトされる。

【 0 0 4 0 】

本実施形態では、N 個のパイロットサンプルの各ブロックの最後の K 個のサンプルがブランクアウトされる。他の実施形態では、ブランキングは、N 個のパイロットサンプルのブロック内の他の位置からのサンプルから取られ得る。しかしながら、ブランキングのために最後の K 個のサンプルを選択することは、チャンネルインパルス応答の大部分が K 個のサンプル内に含まれている限り、巡回プレフィックスなしの周波数領域手法に固有である I C I および I S I 誤差項がほぼ除去されるという点で、特定の利点を有する。これにより、チャンネル推定の著しい改善が可能になり、今度は、リピータのコンテキストにおいて、達成可能な利得の量の著しい改善が可能になる。さらに、所与の固定利得についてさえ、チャンネル推定値が改善した場合、（出力 S N R が、リピータによって導入された雑音の測度である場合）出力 S N R は増加し、このことは、リピータの安定性マージンが改善することを意味する。例示的な一実施形態では、出力 S N R がシステム安定性のインジケータであるとき、完全リピータ利得において、総エネルギーの 1 % 未満におけるブランキングの使用は、約 1 3 d B、7 d B から 2 0 d B までの S N R 利得を可能にする。等価的に、同じ出力 S I N R を維持しながら、リピータ利得は増加され得る。

【 0 0 4 1 】

本発明の代替実施形態によれば、パイロット信号の N 個のサンプルの各 F F T ブロック中の T 個のサンプルが廃棄され、廃棄されたサンプルの代わりに巡回プレフィックスが導入される。したがって、F F T サイズは $N - T$ になる。少量のデータ汚染 (data corruption) が生じるが、巡回プレフィックスの存在によりチャンネル推定の大きな改善が得られる。巡回プレフィックスは、パイロット信号の $N - T$ 個のサンプルのブロック内のいずれかの位置において追加され得る。しかしながら、好適な実施形態では、巡回プレフィックスは、パイロット信号の $N - T$ 個のサンプルのブロックの開始に追加される。巡回プレフィックスの厳密な位置は、本発明の実施にとって重要ではなく、F F T 演算の定義によって判断され得る。巡回プレフィックスは、チャンネル推定アルゴリズムの F F T 演算の前に挿入される。

【 0 0 4 2 】

一実施形態では、挿入されたサンプルの結果として、得られたチャンネル推定改善の量と送信信号中のひずみとを平衡させることによって、ブランキング挿入の量 (K 個のサンプル) または巡回プレフィックス挿入の量 (T 個のサンプル) が判断される。

【 0 0 4 3 】

窓掛けを使用するサンプルブランキング

パイロットサンプルのブランキングが上記で説明した実施形態によるリピータにおいて実装されたとき、リピートされる信号に対するひずみにより、いくつかの副作用が生じる。場合によっては、パイロットサンプルのブランキングはスペクトル漏れをもたらすことがある。本発明の別の態様によれば、スペクトル漏れを低減するために窓関数を使用してパイロットサンプルブランキングが適用される。窓関数は、選択されたインターバル内ではゼロ値または「ゲート状態」であるが、他の場合は、選択されたインターバル外ではサンプルが「非ゲート状態」をパススルーすることを可能にする、信号処理における関数である。一実施形態では、パイロット信号中の K 個のサンプルのグループをブランクするために使用される窓関数は、非ゲート状態 (1 の乗算) から完全ゲート状態 (0 または 1 未満による乗算) への漸進的遷移およびその逆を有する。他の実施形態では、サンプルを非ゲート状態 (1) からゲート状態 (0) におよびその逆に遷移させるために、他の窓掛けプロファイルが使用され得る。さらに、一実施形態では、帯域外スペクトル漏れを必要なレベルまで低減するために、本発明のパイロットサンプルブランキング方法においてカイザー窓 (Kaiser window) が使用される。カイザー窓は、インターバルの両端において漸進的遷移をもつ窓関数を指す。パイロットサンプルをブランクアウトするために窓関数を使用することによって、パイロットサンプルのブランキングによる信号ひずみが妥当なレベルまで低減され、S N R は、2 0 d B など、所望のレベルより上に維持される。

【 0 0 4 4 】

窓関数を用いたブランキング回路

図7は、本発明の一実施形態によるパイロットサンプルブランキング方法において適用され得るブランキング回路の概略図である。より詳細には、本発明の本実施形態によるブランキング回路は、窓掛けプロファイルレジスタまたはメモリに記憶するように動作し、ブランキング演算をFFTブロックの終了時などにあるインターバルと整合させるために、較正時間において窓掛けプロファイルを動的にオンおよびオフに切り替える。図7を参照すると、ブランキング回路500は、入力ノード502上で入力サンプルとしてパイロットサンプルを受信する。入力サンプルは、サイズNのサンプルのブロックとして扱われ、Nは、両方のパイロットサンプルに対して実行されるFFTのサイズである。入力サンプルは、窓係数によって乗算される乗算器524に結合される。入力サンプルは、非ゲート状態の乗算器524(1の乗算)をパススルーするか、または窓係数によってゲートされた乗算器524(1未満の乗算)をパススルーするかのいずれかである。乗算器524は、出力ノード526上でブランキング回路500の出力サンプルを発生する。出力サンプルの各ブロックは、窓関数によってブランクアウトされるかまたはゼロアウトされる、選択された数のサンプルを含む。

10

【 0 0 4 5 】

ブランキング回路500はまた、入力ノード504上で初期化信号を受信する。初期化信号は、ブランキング回路500のスタートアップまたはパワーアップを示す。初期化信号は、着信入力サンプルを受信するためにブランキング回路500をリセットするために1回アサートされ、第1のFFTブロックの開始(整合)を判断する。次いで、連続するFFTブロックがその後相次いで受信される。ブランキング回路500は、ブランキングコントローラ506と、ORゲート512と、アップ/ダウンカウンタ516と、メモリ520とを含む。ブランキング回路500の構成および演算について、本発明の一実施形態によるブランキングコントローラ506の概略図である図8と、本発明の一実施形態によるブランキングコントローラ506中のランプセレクタ534および536の概略図である図9と、本発明の一実施形態によるブランキング回路500中の信号のタイミング図である図10とを参照しながら説明する。以下の説明は、図7~図10を参照する。

20

【 0 0 4 6 】

初期化信号は、スタートアップ時またはパワーアップ時にブランキングコントローラをリセットするために、また第1のFFTブロックの開始を整合させるために、ブランキングコントローラ506のリセット入力ノードに結合される。ブランキングコントローラ506は、ブランキング窓の立下りインターバルおよび立上りインターバルならびにFFTブロック内のそれらの位置を示す立下り信号(ノード508)および立上り信号(ノード510)を発生する。図10を参照すると、入力サンプルのエネルギーを減少させるために窓プロファイルがアクティブにされたとき、立下り信号(曲線602)がインターバル中にアサートされる。本発明の実施形態では、入力サンプルのエネルギーは、立下りインターバル中にゼロ値またはゼロに近い値まで減少させられる。立下りインターバル後に、入力サンプルは、FFTブロックの終了までゼロインターバルの間ゼロアウトされる。次いで、入力サンプルのエネルギーを増加して非ゲート状態レベルまで戻すために窓プロファイルがアクティブにされたとき、立上り信号(曲線604)はインターバル中にアサートされる。立上りインターバルは、次のFFTブロックの開始時に入力サンプルのエネルギーを非ゲート状態レベルまで回復するために与えられる。

30

40

【 0 0 4 7 】

図7に戻ると、ブランキング回路500中で、立下り信号および立上り信号は、アップ/ダウンカウンタ516のためのイネーブル信号(ノード514)を発生するためにORゲート512に結合される。したがって、立下り信号または立上り信号のいずれか一方がアクティブにされたとき、アップ/ダウンカウンタ516へのイネーブル信号がアサートされ、カウントが開始する。また、アップ/ダウンカウンタ516はカウント方向インジケータ(UP)として立下り信号を受信する。アップ/ダウンカウンタ516は、カウ

50

ト方向インジケータがアサートされるのか、またはアサート停止されるのかに応じて、それぞれ値0と値mとの間でカウントアップまたはカウントダウンするようにプログラムされる。カウンタ516が有効にされ、立下り信号がアサートされたとき、アップ/ダウンカウンタは0からmまでカウントアップする。カウンタ516が有効にされ、立下り信号がアサートされないとき、アップ/ダウンカウンタはmから0までカウントダウンする。最後に、アップ/ダウンカウンタ516は、スタートアップ時またはパワーアップ時にカウンタをリセットするためのリセット信号として、初期化信号を受信する。

【0048】

アップ/ダウンカウンタ516は、メモリ520に結合されたカウントアドレス出力信号(ノード518)を発生する。メモリ520は、メモリ内のメモリロケーション中の係数として窓プロファイルを記憶する。一実施形態では、窓係数はレジスタ522に記憶される。窓係数は、カウントアドレス出力信号を使用してメモリ520を索引付けすることによって検索される。

10

【0049】

より詳細には、立下りインターバル(図10)中に、カウントアドレス出力信号(曲線606)は初期値0から最終値mまで増分する(UPは立下りインターバル中にアサートされる)。カウントアドレス出力信号は、メモリ520から、窓プロファイルの減少する遷移に関連する窓係数を検索する。その結果、メモリ520は、窓プロファイルの減少係数を乗算器524に与える。立下りインターバル中に非ゲート状態からゼロエネルギーレベル(またはゼロに近いエネルギーレベル)まで遷移される出力サンプル(曲線608)を発生するように、減少係数は入力サンプル(ノード502)をゲートする。立下りインターバルの終了時に、ゼロインターバル全体にわたって入力サンプルをブランクアウトするために、最後の係数が乗算器524に適用されたままである。このようにして、パイロット信号ブランキングが実現される。入力サンプルはFFTブロックの終了までブランキングされ、次のFFTブロックの開始時に、立上りインターバルが開始する。立上りインターバル中に、カウントアドレス出力信号(曲線606)は、最終値mから初期値0に減分して(UPは立上りインターバル中にアサート停止されて)、メモリ520から、窓プロファイルの増加する遷移に関連する窓係数を検索する。その結果、メモリ520は、窓プロファイルの増加係数を乗算器524に与える。増加係数は、ゼロエネルギーレベルから非ゲート状態まで遷移される出力サンプル(曲線608)を発生するように、入力サンプルをゲートする。本実施形態では、出力サンプルのエネルギーレベルが現在のFFTブロックの終了を通してブランキングされ、エネルギーレベルが次のFFTブロックの開始時に非ゲート状態レベルまで徐々に回復されるように、サンプルブランキング窓がFFTブロックの終了時に適用され、入力サンプルに整合される。

20

30

【0050】

次に、ブランキングコントローラ506の構造および動作について図8を参照しながら説明する。ブランキングコントローラ506は、サンプルカウンタ530と、ランプダウンセクタ534と、ランプアップセクタ536を含む。サンプルカウンタ530は、初期化信号(ノード504)によってリセットされ、リセットされると、カウント0からカウントN-1まで繰り返しカウントし、NはFFTブロックのサイズである。サンプルカウンタ530は、基本的にFFT演算のブロックごとに入力サンプルをカウントする。サンプルカウント値(ノード532)はランプダウンセクタ534およびランプアップセクタ536に与えられる。ランプダウンセクタ534およびランプアップセクタ536はそれぞれ、所望のサンプル位置において立下り信号(ノード508)と立上り信号(ノード510)とを発生するように、それ自体のカウント開始値/停止値を用いてプログラムされる。

40

【0051】

より詳細には、ランプダウンセクタ534はダウン開始値とダウン停止値とを受信し、ランプアップセクタ536はアップ開始値とアップ停止値とを受信する。ダウン開始値は、立下りインターバルが開始すべきサンプル番号を定義し、ダウン停止値は、立下り

50

インターバルが停止すべきサンプル番号を定義する。アップ開始値は、立上りインターバルが開始すべきサンプル番号を定義し、アップ停止値は、立上りインターバルが停止すべきサンプル番号を定義する。一実施形態では、立下りインターバルおよび立上りインターバルは、それぞれ26サンプルの持続時間を有する ($m = 0 \dots 27$; $m = 0$ の場合 $1 \dots 0$ 、および $m = 27$ の場合 $0 \dots 0$)。立下りインターバルは、サンプル993 (ダウン開始値) において開始し、サンプル1018 (ダウン停止値) において終了する。サンプルは、FFTブロックのサンプル1019から最後のサンプル1023までゼロインターバル中にブランクアウトされる。次いで、立上りインターバルは、サンプル0 (アップ開始値) において開始し、次のFFTブロックの開始であるサンプル25 (アップ停止値) において終了する。

10

【0052】

したがって、サンプルカウンタ530がリセットされたとき、サンプルカウンタはサンプルカウント値をリセット値0から増分する。サンプルカウント値 (ノード532) がダウン開始値 (たとえば993) に達したとき、ランプダウンカウンタ534は立下り信号 (図10中の曲線602) をアサートする。サンプルカウント値が、立下り信号がアサート停止される時点のダウン停止値 (たとえば1019) に達するまで、立下り信号はアサートされる。サンプルカウント値が、現在のFFTブロックの最後のサンプルであるサンプル1023まで増分し続ける間、ゼロインターバルは続く。次いで、サンプルカウンタ530は、アップ開始値であるカウント0に戻り、次いで、立上り信号 (図10中の曲線604) は、次のFFTブロックの開始時にアサートされる。サンプルカウント値が、立上り信号がアサート停止され、入力サンプルが非ゲート状態をパススルーする時点のアップ停止値 (たとえば26) に達するまで、立上り信号はアサートされる。このようにして、ブランキングコントローラ506は、立下り信号と立上り信号とを発生する。

20

【0053】

ブランキングコントローラ506中のランプダウンセクタ534およびランプアップセクタ536は、同じ方法で構築され、図9に示される。図9を参照すると、ランプセクタ560は、下位コンパレータ544と、上位コンパレータ546と、ANDゲート548とを含む。サンプルカウント値 (ノード532) は、コンパレータ544、546の両方のうちの一方の入力に結合される。下位コンパレータ544は開始値 (ノード540) を受信し、上位コンパレータ546は停止値 (ノード542) を受信する。下位コンパレータ544は、サンプルカウント値が開始値以上であるかどうかを判断する。上位コンパレータ546は、サンプルカウント値が停止値以下であるかどうかを判断する。両方の条件が当てはまるとき、ANDゲート548はその出力選択信号 (ノード550) をアサートする。したがって、サンプルカウント値が開始値と停止値との間にあるとき、出力選択信号はインターバル中のみにアサートされる。

30

【0054】

このように構成されるので、ブランキング回路500は、所与のインターバル (図10中の曲線608) の間入力サンプルをパススルーするように動作する。次いで、ブランキング期間が開始すると、入力サンプルのエネルギーは、ゼロ値またはゼロに近い値まで徐々に下げられる。入力サンプルは、所与のインターバルの間ブランキングされ、次いで、入力サンプルのエネルギーは、次のFFTブロックの開始時に非ゲート状態レベルまで徐々に戻される。

40

【0055】

一実施形態では、ブランキング回路によって使用されるブランキング窓を定義する窓係数は、次の通りである。0.9985、0.9880、0.9658、0.9441、0.9187、0.9056、0.8761、0.8061、0.8346、0.7901、0.7137、0.7041、0.6003、0.6921、0.5408、0.4489、0.4912、0.3906、0.4275、0.1939、0.3614、0.3281、0.2068、0.2291、0.1206、0.6516、0、0、0、0、0、0.6516、0.1206、0.2291、0.2068、0.3281、0.

50

3 6 1 4、0 . 1 9 3 9、0 . 4 2 7 5、0 . 3 9 0 6、0 . 4 9 1 2、0 . 4 4 8 9、
0 . 5 4 0 8、0 . 6 9 2 1、0 . 6 0 0 3、0 . 7 0 4 1、0 . 7 1 3 7、0 . 7 9 0
1、0 . 8 3 4 6、0 . 8 0 6 1、0 . 8 7 6 1、0 . 9 0 5 6、0 . 9 1 8 7、0 . 9
4 4 1、0 . 9 6 5 8、0 . 9 8 8 0、0 . 9 9 8 5。最初の26個の係数は立下りイン
ターバルを定義し、次の5つの係数はゼロインターバルを定義し、最後の26個の係数は
立上りインターバルを定義する。

【0056】

別の実施形態では、ブランキング回路によって使用されるブランキング窓を定義する窓
係数は、次の通りである。0 . 9 9 6 5、0 . 9 8 7 9、0 . 9 6 6 5、0 . 9 3 5 9、
0 . 9 0 1 3、0 . 8 5 2 6、0 . 7 8 6 0、0 . 7 1 5 6、0 . 6 7 4 6、0 . 6 1 7
2、0 . 5 3 6 7、0 . 4 4 6 1、0 . 3 6 9 3、0 . 3 0 5 2、0 . 2 2 3 3、0 . 1
2 9 8、0、0、0、0、0、0、0、0、0、0、0 . 1 2 9 8、0 . 2 2 3 3、0 . 3 0
5 2、0 . 3 6 9 3、0 . 4 4 6 1、0 . 5 3 6 7、0 . 6 1 7 2、0 . 6 7 4 6、0 .
7 1 5 6、0 . 7 8 6 0、0 . 8 5 2 6、0 . 9 0 1 3、0 . 9 3 5 9、0 . 9 6 6 5、
0 . 9 8 7 9、0 . 9 9 6 5。最初の16個の係数は立下りインターバルを定義し、次の
9つの係数はゼロインターバルを定義し、最後の16個の係数は立上りインターバルを定
義する。

【0057】

本実施形態では、入力サンプルのブランキングはFFTブロックの終了時に行われる。
他の実施形態では、ブランキングインターバルは、FFTブロック内の他の位置において
生じ得る。さらに、ここで説明した立下りインターバル、立上りインターバル、およびゼ
ロインターバルは例にすぎない。他の実施形態では、使用される窓プロファイルに応じて
、立下りインターバル、立上りインターバルおよびゼロインターバルの他の値が使用され
得る。

【0058】

情報および信号は、様々な異なる技術および技法のいずれを使用しても表され得るこ
とを、当業者なら理解されよう。たとえば、データ、情報、信号、ビット、サンプル、チッ
プ、命令、およびコマンドが、上記の説明全体にわたって言及され得る。これらは、電圧
、電流、電磁波、磁界または磁性粒子、光場または光学粒子、あるいはそれらの任意の組
合せによって表され得る。

【0059】

1つまたは複数の例示的な実施形態では、説明する機能およびプロセスは、ハードウェ
ア、ソフトウェア、ファームウェア、またはそれらの任意の組合せで実装され得る。ソフ
トウェアで実装した場合、機能は、1つまたは複数の命令またはコードとしてコンピュー
タ可読媒体上に記憶されるか、あるいはコンピュータ可読媒体を介して送信され得る。コ
ンピュータ可読媒体は、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可能
にする任意の媒体を含む、コンピュータ記憶媒体と通信媒体の両方を含む。記憶媒体は、
コンピュータによってアクセスされ得る任意の利用可能な媒体であり得る。限定ではなく
例として、そのようなコンピュータ可読媒体は、RAM、ROM、EEPROM、CD-
ROMまたは他の光ディスクストレージ、磁気ディスクストレージまたは他の磁気ストレ
ージデバイス、あるいは命令またはデータ構造の形態の所望のプログラムコードを搬送ま
たは記憶するために使用され得、コンピュータによってアクセスされ得る、任意の他の媒
体を備えることができる。ここで使用されるディスク(disk)およびディスク(disc)は
、コンパクトディスク(disc)(CD)、レーザディスク(disc)、光ディスク(disc)
、デジタル多用途ディスク(disc)(DVD)、フロッピー(登録商標)ディスク(disk)
)およびブルーレイディスク(disc)を含み、ディスク(disk)は、通常、データを磁気
的に再生し、ディスク(disc)は、データをレーザで光学的に再生する。上記の組合せも
コンピュータ可読媒体の範囲内に含めるべきである。ここで使用される「制御ロジック」
という用語は、(プロセッサを使用して実行されるべき機械可読媒体に記憶された命令に
よって機能が実装される)ソフトウェアと、(論理ゲートなどの回路を使用して機能が実

装される)ハードウェアであって、その回路が、特定の入力に対して特定の出力を与えるように構成された、ハードウェアと、(再プログラマブル回路を使用して機能が実装される)ファームウェアとに適用し、また、ソフトウェア、ハードウェア、およびファームウェアのうちの1つまたは複数の組合せに適用する。

【0060】

ファームウェアおよび/またはソフトウェア実装の場合、本方法は、ここで説明される機能を実行するモジュール(たとえば、手順、機能など)を用いて実装され得る。命令を有形に実施するいずれの機械可読媒体も、ここで説明される方法の実装において使用され得る。たとえば、ソフトウェアコードは、メモリ、たとえば移動局またはリピータのメモリに記憶され、プロセッサ、たとえばモデムのマイクロプロセッサによって実行され得る。メモリは、プロセッサの内部またはプロセッサの外部に実装され得る。ここで使用される「メモリ」という用語は、長期メモリ、短期メモリ、揮発性メモリ、不揮発性メモリ、または他のメモリのいずれかのタイプを指し、メモリの特定のタイプまたはメモリの数、あるいはメモリが記憶される媒体のタイプに限定されない。

10

【0061】

また、コンピュータ命令/コードは、送信機から受信機に物理的伝送媒体上で信号を介して送信され得る。たとえば、ソフトウェアは、同軸ケーブル、光ファイバケーブル、ツイストペア、デジタル加入者回線(DSL)、または赤外線、無線、およびマイクロ波などのワイヤレス技術の物理的構成要素を使用してウェブサイト、サーバ、または他のリモートソースから送信される。上記の組合せも物理的伝送媒体の範囲内に含めるべきである。

20

【0062】

その上、開示した実装形態の前述の説明は、当業者が本発明を実施または使用できるようにするために与えたものである。これらの実装形態の様々な変更形態は、当業者には容易に明らかになるものであり、ここで定義される一般原理は、本開示の趣旨または範囲から逸脱することなく他の実装形態に適用できる。したがって、本発明は、ここで示される特徴に限定されるものではなく、ここで開示された原理および新規の特徴に合致する最も広い範囲を与えられるべきである。

【図7】

図7

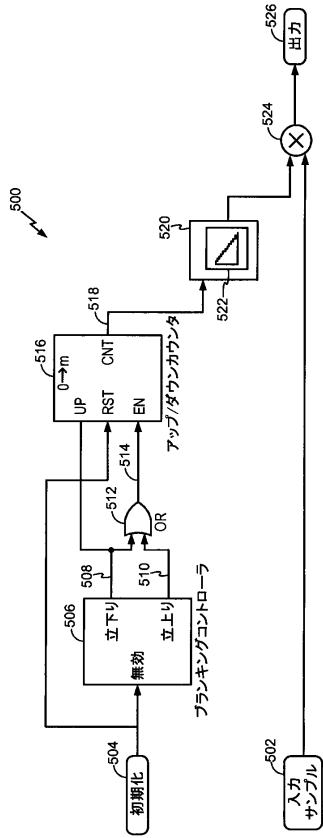


FIG. 7

【図8】

図8

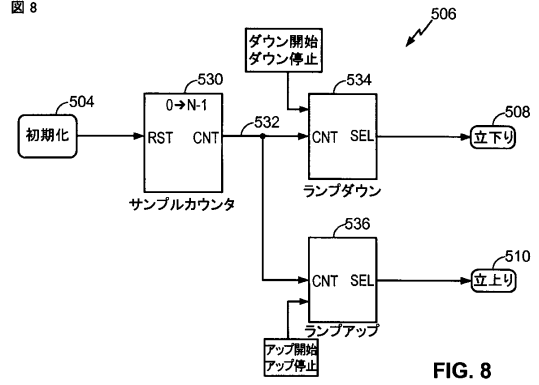


FIG. 8

【図9】

図9

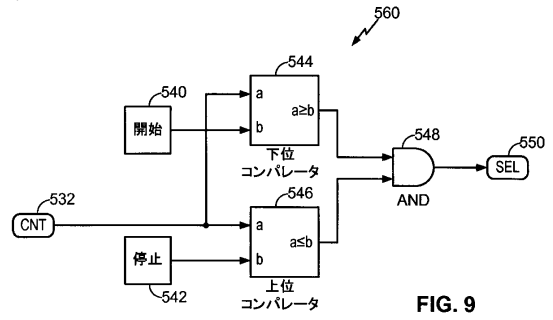


FIG. 9

【図10】

図10

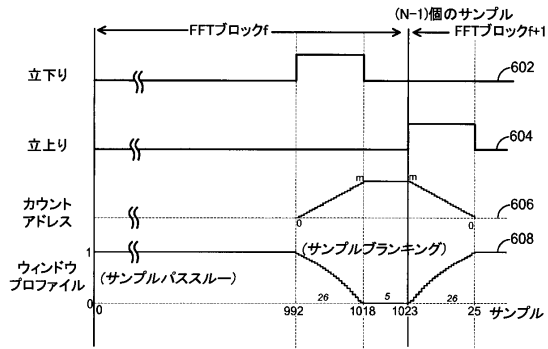


FIG. 10

フロントページの続き

- (74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
- (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 100158805
弁理士 井関 守三
- (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
- (72)発明者 ハワード、スティーブン・ジェイ、
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 1、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5 7
7 5
- (72)発明者 ジャロシンスキー、タデウスズ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 1、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5 7
7 5
- (72)発明者 ゴア、ダナンジャイ・アショク
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 1、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5 7
7 5
- (72)発明者 バーリアク、グウェンドリン・デニス
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 1、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5 7
7 5
- (72)発明者 ワン、マイケル・マオ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 1、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5 7
7 5
- (72)発明者 ティアン、タオ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9 2 1 2 1、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5 7
7 5

審査官 角田 慎治

(56)参考文献 特開2005-236626(JP,A)

特開2004-328286(JP,A)
特表2012-527183(JP,A)
特開2010-135929(JP,A)
特開2008-017236(JP,A)
特開2007-104570(JP,A)
特開2004-187135(JP,A)
特開2004-153799(JP,A)
特開2003-273830(JP,A)
米国特許出願公開第2002/0039383(US,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/14 - 7/22
H04B 7/24 - 7/26
H04W 4/00 - 99/00
H04B 1/76 - 3/44
H04B 3/50 - 3/60
H04B 7/005 - 7/015