

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4294741号
(P4294741)

(45) 発行日 平成21年7月15日(2009.7.15)

(24) 登録日 平成21年4月17日(2009.4.17)

(51) Int.Cl.

H04B 1/707 (2006.01)

F 1

H04J 13/00

D

請求項の数 6 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平11-504664
 (86) (22) 出願日 平成10年6月16日(1998.6.16)
 (65) 公表番号 特表2002-504291(P2002-504291A)
 (43) 公表日 平成14年2月5日(2002.2.5)
 (86) 國際出願番号 PCT/US1998/012482
 (87) 國際公開番号 WO1998/058472
 (87) 國際公開日 平成10年12月23日(1998.12.23)
 審査請求日 平成17年6月9日(2005.6.9)
 (31) 優先権主張番号 08/877,293
 (32) 優先日 平成9年6月17日(1997.6.17)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 595020643
 クアアルコム・インコーポレイテッド
 QUALCOMM INCORPORATED
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
 121-1714、サン・ディエゴ、モア
 ハウス・ドライブ 5775
 (74) 代理人 100058479
 弁理士 鈴江 武彦
 (74) 代理人 100108855
 弁理士 蔵田 昌俊
 (74) 代理人 100091351
 弁理士 河野 哲
 (74) 代理人 100088683
 弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】複数低データレートチャンネルでの高データレートによるデータ転送方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

2つの低レートチャンネルを使用して高レートチャンネルを発生する方法であつて、
 a) 第1入力位相要素と第1直交位相要素を有する第1低レートチャンネルを発生する工程と、
 b) 第2入力位相要素と第2直交位相要素を有する第2低レートチャンネルを発生する工程と、
 c) 前記第1直行位相要素と第2直行位相要素を前記第1入力位相要素と前記第2入力位相要素に比例した所定期間だけそれぞれ遅延させて、第1遅延直行位相要素と第2遅延直行位相要素を生成する工程と、
 d) 前記第1入力位相要素を前記第2遅延直交位相要素のマイナスと合成し、第1合成信号を生じさせる工程と、
 e) 前記第1遅延直交位相要素を前記第2入力位相要素と合成し、第2合成信号を生じさせる工程と、
 f) 前記第1合成信号を入力位相シヌソイドで、前記第2合成信号を直交位相シヌソイドでアップコンバートする工程と、
 g) 前記アップコンバートされた入力位相要素と前記アップコンバートされた直交位相要素を合成する工程と、
 を含む、方法。

【請求項 2】

前記工程 a) と b) が、

- a) ソースデータをエンコードする工程と、
- b) 前記エンコードされたデータをインタリープする工程と、
- c) 前記インタリープされたデータをチャンネルコードで変調する工程と、
- d) 前記変調されたソースデータの第 1 コピーと、前記変調されたソースデータの第 2 コピーを作成する工程と、
- e) 前記第 1 コピーを入力位相コードで、前記第 2 コピーを直交位相コードで変調する工程と、を備える、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

2 つの低レートチャンネルを使用して高レートチャンネルを発生する装置であって、 10

- a) 第 1 入力位相要素と第 1 直交位相要素を有する第 1 低レートチャンネルを発生する、第 1 集積回路と、
- b) 第 2 入力位相要素と第 2 直交位相要素を有する第 2 低レートチャンネルを発生する、第 2 集積回路と、
- c) 前記第 1 直行位相要素と第 2 直行位相要素を前記第 1 入力位相要素と前記第 2 入力位相要素に比例した所定期間だけそれぞれ遅延させて、第 1 遅延直行位相要素と第 2 遅延直行位相要素を生成する第 3 集積回路と、

d) 前記第 1 入力位相要素を前記第 2 遅延直交位相要素のマイナスと合成し、第 1 合成信号を生じさせるために、前記第 1 集積回路と前記第 3 集積回路に通信可能に結合される、第 1 合成器と、 20

e) 前記第 1 遅延直交位相要素を前記第 2 入力位相要素と合成し、第 2 合成信号を生じさせるために、前記第 1 集積回路と前記第 3 集積回路に通信可能に結合される、第 2 合成器と、

f) 前記第 1 合成器と前記第 2 合成器に通信可能に接続され、前記第 1 合成信号を入力位相シヌソイドでアップコンバートし、前記第 2 合成信号を直交位相シヌソイドでアップコンバートするためのアップコンバート器と、

g) 前記アップコンバート器に通信可能に接続され、前記アップコンバートされた要素を合成する合成器と、
を備える装置。 30

【請求項 4】

前記第 1 集積回路と前記第 2 集積回路は、

- a) ソースデータをエンコードするためのエンコーダと、
- b) 前記エンコーダに通信可能に接続され、前記エンコードされたデータをインタリープするインタリーバと、
- c) 前記インタリーバに通信可能に接続され、前記インタリープされたデータをチャンネルコードで変調する変調器と、
- d) 前記変調器に通信可能に接続され、前記変調されたソースデータの第 1 コピーと、前記変調されたソースデータの第 2 コピーを作成するスプリッタと、
- e) 前記スプリッタに通信可能に接続され、前記第 1 コピーを入力位相コードで、前記第 2 コピーを直交位相コードで変調する変調器と、 40

を備える、請求項 3 に記載の装置。

【請求項 5】

2 つの低レートチャンネルを使用して高レートチャンネルを発生する装置であって、

- a) 第 1 入力位相要素と第 1 直交位相要素を有する第 1 低レートチャンネルを発生するための手段と、
- b) 第 2 入力位相要素と第 2 直交位相要素を有する第 2 低レートチャンネルを発生するための手段と、
- c) 前記第 1 直行位相要素と第 2 直行位相要素を前記第 1 入力位相要素と前記第 2 入力位相要素に比例した所定期間だけそれぞれ遅延させて、第 1 遅延直行位相要素と第 2 遅延直行位相要素を生成する手段と、 50

- d) 前記第1入力位相要素を前記第2遅延直交位相要素のマイナスと合成し、第1合成信号を生じさせるための手段と、
- e) 前記第1遅延直交位相要素と前記第2入力位相要素を合成し、第2合成信号を生じさせるための手段と、
- f) 前記第1合成信号を入力位相シヌソイドで、前記第2合成信号を直交位相シヌソイドでアップコンバートするための手段と、
- g) 前記アップコンバートされた入力位相要素と前記アップコンバートされた直交位相要素を合成するための手段と、を備える装置。

【請求項 6】

第1低レートチャンネルと第2低レートチャンネルを発生するための手段が、

10

- a) ソースデータをエンコードするための手段と、
- b) 前記エンコードされたデータをインタリープするための手段と、
- c) 前記インタリープされたデータをチャンネルコードで変調するための手段と、
- d) 前記変調されたソースデータの第1コピーと前記変調されたソースデータの第2コピーを作成するための手段と、
- e) 前記第1コピーを入力位相コードで、前記第2コピーを直交位相コードで変調するための手段と、

を備える、請求項5に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

背景技術

20

I . 技術分野

本発明は、複数の低データレートチャンネルにおける高レート転送を行う装置及び方法に関するものである。本発明は、低レートチャンネルのセットを使用して、最大・平均振幅の縮小と供給されるべき高データレートチャンネルとを実現する。

II . 関連技術の記載

I S - 9 5 標準は、C D M A (コード分割マルチプルアクセス) 技術を用いて効率的で堅牢な携帯電話サービスを供給する。C D M A 技術は、同一通信周波数 (R F) 電磁波スペクトラム内で、一又は複数の擬似ノイズ (P N) コードによって転送すべきデータの変調によって、マルチチャンネルを確立するものである。FIG. 1 は、I S 9 5 の仕様に応じて、十分に簡略化された携帯電話の概略を提供する。移動電話 (例えは無線端末) 1 0 は、C D M A 変調通信周波数信号を通じて基地局 1 2 と通信し、基地局制御部 1 4 は、移動通信を発生する制御機能を呼び出す。移動スイッチングセンター (M S C) 1 6 は、公衆交換電話ネットワーク (P S T N) 1 8 への接続機能をもつ呼びを供給する。

30

同一の通信周波数帯域内での通信は、隣接した基地局が同一の通信周波数をしようすることを可能にし、使用可能な帯域幅の利用を促進する。他の携帯電話標準は、一般には、異なる通信周波数スペクトラムを使用することを要求する。同一の通信周波数帯域の使用により“ソフト的なハンドオフ”が可能となり、これは、複数の基地局の守備範囲を持つ無線端末 (一般には携帯電話) のとても確実な通信方法である。ソフトハンドオフは、複数の基地局に対して同時に通信する状態を言い、これは、通信時、どんなときでも少なくとも一つのインターフェースが維持される可能性を向上させるものである。ソフトハンドオフは、ハードハンドオフとは対称的なものであり、他のほとんどの携帯電話で使用されるハードハンドオフでは、第2基地局が確立される前に第1基地局が終わってしまった。

40

同一の通信周波数を使用する他のメリットとして、同一の通信周波数装置が低レートチャンネルのセットを転送することに使用できることがある。これにより、低レートチャンネルのセットを越えて、より高い多重化によって高いレートチャンネルを供給することができる。同一通信周波数装置を使用する転送マルチチャンネルは、周波数分割又は時分割マルチアクセス (F D M A や T D M A) システムによく比較され、C D M A システムよりも大きい程度に周波数分割されるので、同一の通信周波数装置を使用して同時にマルチチャンネルで通信することは一般にできないとされている。同一通信周波数装置を使用して高レートチャンネルで転送する能力は、ワールドワイドウェップや、ビデオ会議、又高い通

50

信レートを要求する他のネットワーク技術を考えると、IS-95のもう一つの重要な利点となる。

より高レートなチャンネルは、CDMAシステムにてチャンネルをバンドル(bundle)することで容易に形成することができるが、システム全体のパフォーマンスは、最良のものとはならない。これは、マルチチャンネルの合計によって、最大・平均振幅の波形が、低レートシリアルチャンネルのときよりも大きいものになるからである。例えば、シリアルチャンネルの間、波形の振幅は、IS-95によるBPSKデータ変調に従って、+1から-1となる。このように、最大・平均率は、実質的にシヌソイド(sinusoid)の波形を描くことになる。4つの低レートチャンネルを合計する高レートチャンネルとしては、波形の振幅を、+4, -4, +2, -2と0とを取ることができる。このようにバンドルされたチャンネルの最大・平均振幅は、シヌソイド(sinusoid)よりも決定的に大きく、従って、バンドルされていないチャンネルよりも高いことになる。

増幅された最大・平均振幅は、システムの転送増幅器において過大な要求が求められ、これは、システムが動作する最大データレートや最大範囲を減少させることができる。いくつかの事項に関するこれらの要求のうちで最も重要なことは、平均転送と受信出力に基づく平均データ転送であり、高い最大・平均振幅波形は、与えられた平均転送出力を維持するために大きな最大転送出力を要求する。従って、高い最大・平均波形と同等のパフォーマンスを供給するためには、より大きくより高価な転送増幅器が要求されることになる。それにも関わらず、低レートチャンネルのセットをバンドルすることで、CDMAにてより高いデータレートチャンネルを供給することが非常に望まれている。このように、低レートCDMAチャンネルをバンドルしたセットのための最大・平均転送振幅を縮小させる方法と装置が必要とされている。

発明の概要

本発明の一例は、二つの低レートチャンネルを使用した高レートチャンネルの供給方法を提供するものであり、この方法は、a) 第1チャンネルを使用する第1位相をもつ第1低レートチャンネルを供給する工程と、b) 前記第1位相に関して90°だけ回転された第2位相を有する第2低レートチャンネルを有しており第2チャンネルコードを使用する第2低レートチャンネルを供給する工程と、c) 第1低レートチャンネルと第2低レートチャンネルとを合計して合計データをもたらす工程と、d) 通信周波数帯域にて前記合計データを転送する工程とを有している。

本発明の他の例として提供される高レートチャンネルを供給するシステムは、第1低レートチャンネルを供給する第1集積回路と、第2低レートチャンネルを供給する第2集積回路と、前記第2低レートチャンネルの回転位相とを転送する転送ユニットとを有している。

更に本発明が他の例として提供する高レートチャンネルを供給するシステムは、第1低レートチャンネルを供給する第1チャンネル処理手段と、第2低レートチャンネルを供給する第2チャンネル処理手段と、前記第1低レートチャンネルと前記第2低レートチャンネルの回転位相とを転送する転送手段とを有している。

更に本発明が提供するデータ転送方法においては、高データレートによりデータが供給され複数の低データレートチャンネルにて分配されるものであり、これらのデータは、第1位相の第1信号と、これとは異なる位相である第2層の第2信号とを有しており、第1・第2位相は複数チャンネル内の全てのチャンネルにおいて異なっており、複数チャンネルの信号が互いに合わせられて転送のための合成信号を供給する。

更に本発明が供給するデータ転送装置は、高データレートでデータを供給し複数低データレートチャンネルでこれを分配するデータソースと、第1位相と第2位相とが複数チャンネルの中の全ての他のチャンネルの中では異なるものであるとき、第1位相で第1信号を供給し第2位相で第2信号を供給する各チャンネルのためのジェネレータであり、転送のための合成信号を供給するべく複数チャンネルにて信号をお互いにそれぞれ合成する合成回路とを有している。

本発明の目的は、低レートチャンネルのセットを使用して、縮小された最大・平均振幅を

10

20

30

40

50

供給する新規で改善された方法と装置を提供することである。本発明の実施形態において、低レートチャンネルのセットは、合計され転送される前に、位相が回転される。位相の回転の量は、高レートチャンネルを形成することに用いられる複数のチャンネルに基づいている。複数の低レートチャンネルが用いられる実施形態においては、二つのチャンネルの入力位相と直交位相は、入力位相と直交位相とのシヌソイド(sinusoids)アップコンバートの前に、かけ合わされる。二つ以上の低レートチャンネルからなる高レートチャンネルにとって、入力位相と直交位相のチャンネル要素は、他方によりオフセットされるシヌソイド(sinusoids)によってアップコンバートされる。

【図面の簡単な説明】

本発明の特徴、目的、効果は、参照符号で関連づけられた図面と以下に示された詳細な説明から明らかになるものである。 10

FIG. 1 は、携帯電話システムのブロックダイアグラム；

FIG. 2 は、リバースリンク信号を供給する転送システムのブロックダイアグラム；

FIG. 3 は、高レート転送システムのブロックダイアグラム；

FIG. 4 は、本発明の一実施形態に応じて構成された高レート転送システムのブロックダイアグラム；

FIG. 5 は、本発明の効果を示すべく供給された信号のグラフ；

FIG. 6 は、本発明の他の実施形態に応じた高レート転送システムのブロックダイアグラム；

FIG. 7 は、本発明の他の実施形態に応じた高レート転送システムのブロックダイアグラム；

FIG. 8 は、本発明の効果を示すべく供給された信号のグラフである。 20

良好な実施形態の詳細な説明

低レートのセットを使用する高データレートチャンネルの縮小された最大・平均振幅を供給する方法及び装置が示される。以下の陳述において、本発明は、IS-95リバースリンク波形に応じて発生する信号の状況(コンテキスト)として表現される。発明は、このような波形の使用に特に適応し、他のプロトコルに応じて発生した信号と共に使用される。IS-95標準の仕様に実質的に応じて信号を供給する方法と装置は、“CDMA携帯電話システムにおける信号波形を出力する方法及び装置”というタイトルの本発明に引例として含められたUSパテント5,103,459に記載されている。 30

FIG. 2 は、IS-95標準に応じた単リバースリンク通信チャンネルを発生する無線端末により使用される転送システムのブロックダイアグラムである。転送されたデータ48は、20 msec単位で、“全レート”、“半レート”、“1/4レート”、“1/8レート”の内のどれか一つのレートのいわゆるフレーム毎にそれぞれ回旋型エンコーダ50へ供給され、これにより、フレームは以前より半分の量のデータでデータを転送しており、これによりデータを半分のレートで転送する。データ48は一般には、ボコーダシステムなどのデータソースからの可変レートボコーディドオーディオ情報であり、ボコーダシステムでは、例えば会話が中断して存在する情報が少ないと低レートフレームが使用される。回旋型エンコーダ50は、コード化されたシンボル51を供給するデータ48をエンコードし、シンボルリピータ52は、フルレートフレームと同等量を供給するために十分な量だけリピートされるシンボル53を供給する。例えば1/4レートフレームの3つの追加コピーは、コピー4つを一つのトータルとして供給される。フルレートフレームの追加コピーとしては供給されない。 40

ブロックインターバル54は、リピーティドシンボル53を挟むことにより、インターバル信号55を出力する。変調器56は、インターブシンボルを64アレイ変調してワルシュ(walsh)シンボル57を出力する。それはすなわち、可能な直交ワルシュコードの一つであり、各コードは64の変調チップからなっており、6つのインターブドシンボル55ごとに転送され処理される。データバースト攪拌器58は、フレームレート情報を用いてワルシュシンボル57に関して擬似ランダムにてゲート処理を行い、データの完全な例だけが転送されることになる。ゲート処理されたワルシュチップは、次に擬似ランダ 50

ム (P N) 長チャンネルコード 5 9 を使用して、4 つの長チャンネルコードチップのレートにおいて、変調データ 6 1 を出力する各ワルシュチップへ変調シーケンスを指示する。長チャンネルコードは、リバースリンクのチャンネル化機能を形成し、各移動電話にとって固有のものであり、各基地局 1 0 により知られている。フォワードリンクに対して、本発明の適用が可能であり、より短いワルシュコードをチャンネル化に使用することができる。変調データ 6 1 が、I チャンネルデータを供給する入力位相擬似ランダム拡張コード (P N_I) 、変調を介して “ 拡張 (spread) ” である第 1 コピーへ複写され、更に、ディレイ 6 0 により拡張コードチップの存続期間の半分の時間だけ遅延された後に、Q チャンネルデータを供給する直交位相拡張コード (P N_Q) である第 2 コピーへ変調を介して複写される。I チャンネルデータと Q チャンネルデータとは、位相シフトキー (P S K) が入力位相と直交位相とによりキャリア信号をそれぞれ変調する以前に、両方とも (図示されない) ローパスフィルタがかけられる。入力位相と直交位相とで変調されたキャリア信号は、基地局か他の受信システム (図示されない) に転送されるかする以前に、一緒に合計される。

波線 1 0 0 は、本発明の一実施形態である第 1 集積回路 (左側) と通信周波数システム (右側) との処理の境界線を示している。このように、単チャンネルの上記の分割線 7 0 と左への処理を行う集積回路が、可能であり広く用いられる。更に、キャリア信号のためのいくつかの引例が、信号をキャリア周波数へと アップコンバート するシステムを容易に説明しているし、これらは、アップコンバート 工程や混合工程、位相信号を含むものである。更に、本発明は、オフセット - Q P S K 拡張の実行の記述の中に示されるものであり、その一般的な原理は、B P S K と Q P S K 変調とを含む他によく知られた変調技術に適用されるものである。

FIG. 3 は、本発明の一面には限定されない二つの低レートチャンネルを含めることにより高レートリンクを発生する転送システムのブロックダイアグラムである。好ましくは、チャンネル A は、第 1 集積回路にて発生され、チャンネル B は、第 2 集積回路にて発生されるが、このような構成は必ずしも本発明には必要ない。しかし、チャンネル A とチャンネル B とは、図 2 に関する上述した記載 (コーディングは示されない) に示されるように、単チャンネルの処理に従ってコード化される。I C 回路 8 0 において、チャンネル A は、チャンネル A 長コード (長コード) により変調され、入力位相の拡張コード P N I により拡張され、一つ半のチップディレイの後に、直交位相の拡張コード P N Q によって拡張される。同様に、I C 回路 8 2 において、チャンネル A は、チャンネル A 長コード (長コード) により変調され、入力位相の拡張コード P N I により拡張され、一つ半のチップディレイの後に、直交位相の拡張コード P N Q によって拡張される。

長コード A , B は、それぞれのチャンネルが独立して復調できるように、固有のものとするべきであり、好ましくは互いに直交されているべきである。チャンネルコードのセットを供給する様々な方法やシステムが既に開発されている。その方法の一つが、“ ユーザに可変データレートアクセスを供給するコード分割マルチプルアクセスシステム ” というタイトルをもつ U S パテント N o . 5 , 4 4 2 , 6 2 5 に記載されている。他の装置や方法が、引例として本発明に含まれる “ 高データレート C D M A 無線通信システム ” というタイトルの U S パテント N o . 0 8 / 6 5 4 , 4 4 3 と、“ C D M A 無線通信システムでの高速データ受信送信方法及び装置 ” というタイトルの 1 9 9 7 年 5 月 1 日に出願の U S パテント N o . 0 8 / 8 7 4 , 2 3 1 とに、記載されている。

集積回路 8 0 , 8 2 の外において、P N I 拡張チャンネル A データは、合計された入力位相のデータ 1 2 0 を出力する P N I 拡張チャンネル B データに加えられる。更に、P N Q 拡張チャンネル A は、合計された直交位相のデータ 1 2 0 を出力する P N I 拡張チャンネル B データに加えられる。明らかに、合計された入力位相データ 1 2 0 と直交位相データ 1 2 2 とは、+ 2 , 0 , - 2 の値を取り、ここで - 1 は論理的なゼロを意味し、+ 1 は論理的な 1 を意味する。合計された入力位相データ 1 2 0 は、入力位相キャリアにより アップコンバート され、合計された直交位相キャリアデータ 1 2 2 は、直交位相キャリアにより アップコンバート され、結果として アップコンバート 信号が合計され、転送信号

10

20

30

40

50

128を出力することとなる。

FIG. 4 は、本発明の一実施形態に応じて構成されるとき、二つの低レートチャンネルを併せることで、高レートリンクを供給する転送システムのブロックダイアグラムである。チャンネルAは、第1集積回路90の中で供給され、チャンネルBは、第2集積回路92内で供給される。チャンネルAとチャンネルBとは、上述したFIG. 2 (codingは示されない) に関して既に記載された信号チャンネルの工程に従って適切にコード化される。U.S. パテントNo. 08/874,231に上述されるように、高レートのデータは、チャンネルAとチャンネルBとにデータパケットとして分割される。データパケットは、(図示しない) データソースから分割され、一方は、チャンネルAとチャンネルBとの間で掛け合わされるシングルデータストリーム(マルチプレクサは図示されない)として、一方は、チャンネルAとチャンネルBのそれぞれのための複数データストリームとして(この時マルチプレクシングは必要ない)、供給される。

集積回路90において、チャンネルAは、長コードAにより変調され、入力位相拡張コードPNIにより拡張され、入力位相チャンネルAデータ94を出力し、一つ半のチップディレイの後に、直交位相拡張コードPNQにより拡張され、直交位相チャンネルAデータ96を出力する。同様に、集積回路92内により、チャンネルBが長コードBにより変調され、入力位相拡張コードPNIにより拡張され、入力位相チャンネルBデータ98を出力し、一つ半のチップディレイの後に、直交位相拡張コードPNQにより拡張され、直交位相チャンネルBデータ99を出力する。

集積回路90, 92の外部にて、入力位相チャンネルAデータ94は、0°位相キャリア($\cos(\omega_c t)$)により、直交位相チャンネルAデータ96は、90°位相キャリア($\sin(\omega_c t)$)により変調される。更に、入力位相チャンネルBデータ98は、90°位相キャリア($\cos(\omega_c t + 90^\circ)$)により、直交位相チャンネルBデータ96は、180°位相($\sin(\omega_c t + 90^\circ)$)により変調される。結果的にアップコンバート信号は、合成器100により合成され、二つの低レートリンクからなる信号102を出力する。FIG. 4 により記載されたように、チャンネルBは、入力位相と直交位相とのキャリアをそれぞれ用いてアップコンバートされ、この直交位相のキャリアは入力位相と90°の位相差を持っており、直交位相のキャリアはチャンネルBのアップコンバートに用いられる。このように、チャンネルBは、チャンネルAに関して90°の回転が行われることが言われている。以下に述べるように、各チャンネルのピーク振幅は同時に発生することができないので、従って常に合成されることはなく、従って、合成される前のチャンネルAに関して90°位相回転されたチャンネルBは、転送振幅を縮小させることとなる。振幅のピークの縮小は、RF転送増幅器が使用される際の効果を向上させることができる。

FIG. 5 は、本発明の効果を示す各種の正弦(sinusoids)信号の増幅を示すグラフである。信号114は、FIG. 2 で示された非位相回転高レートシステムの入力位相チャンネルへ供給される転送信号である。信号116は、FIG. 3 に示された位相回転高レートシステムの入力位相チャンネルにより供給された転送信号であり、このシステムではチャンネルBが、チャンネルAに関して90°の位相回転が行われた正弦(sinusoids)信号によって変調される。本発明を簡略化して示すべく入力位相チャンネルだけが示されているが、この原理はもちろん、直交位相チャンネルや入力位相の合計、直交位相チャンネルへと適用できる。

期間A、B、Cは、データ転送を示しており、このようにデータの三つのセットを定義している。三つの期間において、チャンネルA、Bから転送されたデータは、それぞれ(+1, +1) (+1, -1) (-1, -1)である。

回転されていない信号114のために、期間Aにより転送された信号は、 $(+1)\cos(\omega_c t) + (+1)\cos(\omega_c t)$ であり、これは $(2)\cos(\omega_c t)$ と同等です。期間Bにより転送された信号114は、 $(+1)\cos(\omega_c t) + (-1)\cos(\omega_c t)$ であり、グラフに示すように合計するとゼロになる。期間Cにおいて転送された信号は、 $(-1)\cos(\omega_c t) + (-1)\cos(\omega_c t)$ となりこれは $(-2)\cos(\omega_c t)$ と等しい。このように、信号114は、一般に、振幅2の正弦(sinusoid)かゼロ振幅信号により構成される。

10

20

30

40

50

回転信号 116において、時間 A により転送された転送信号は、 $(+1) \cos(\omega_c t) + (+1) \cos(\omega_c t + 90^\circ)$ であり、これは $(1.4) \cos(\omega_c t + 45^\circ)$ に等しい。明らかなように、同時間において信号 114 に関する約 30 % の振幅の縮小が可能となる。ライン 118 は、時間 A における信号 114, 116 の振幅のピークの差を示している。時間 B において、信号 116 は $(+1) \cos(\omega_c t) + (-1) \cos(\omega_c t + 90^\circ)$ であり、これは、 $1.4 \cos(\omega_c t - 45^\circ)$ と同等の値である。時間 C における信号 116 は、 $(-1) \cos(\omega_c t) + (-1) \cos(\omega_c t + 90^\circ)$ であり、これは、 $1.4 \cos(\omega_c t - 215^\circ)$ と同等の値である。このように、信号 116 は、振幅 2 の正弦 (sinusoids) や信号 114 のゼロ振幅信号よりもむしろ振幅 1.4 の正弦 (sinusoids) の連続により構成され、従って、信号 114 よりも低ピーク平均率をもっている。最大・平均振幅での同様の縮小は、合成信号の直交位相振幅においてみられ、これにより、最大・平均転送振幅の同様な全体の縮小をもたらし、転送增幅器の使用をより効果的なものとする。
10

FIG. 6 は、本発明の第 2 実施形態に応じて構成された転送システムのブロックダイアグラムであり、二つのチャンネルが合成され高レートチャンネルを実現する。同様な方法により、FIG. 4 に示されたように、集積回路 90 は、入力位相チャンネル A データ 154 と、直交位相チャンネル A データ 156 と、集積回路 92 に供給される入力位相チャンネル B データ 158 と、直交位相チャンネル B データ 160 とを供給する。集積回路 90, 92 の外では、入力位相チャンネル A データ 154 が直交位相チャンネル B データ 160 のマイナスと合成されて入力位相データ 162 を出力し、直交位相チャンネル A データ 156 は、入力位相チャンネル B データ 158 と合成されて直交位相データ 164 を出力する。
20 入力位相データ 162 は、入力位相キャリアにより アップコンバート され、直交位相データ 164 は直交位相キャリアにより合成され、アップコンバート 信号が信号 166 として出力される。

当業者は、チャンネル A とチャンネル B の合成掛け算が、入力位相 (実軸) と直交位相 (虚軸) とからなる結果を供給し、これらが入力位相及び直交位相のキャリアによりそれぞれ アップコンバート されるものであることを理解するだろう。複合的な掛け算を実行することで、位相波形は、追加の位相オフセット正弦 (sinusoids) を供給する必要なく位相回転波形が発生し、必要な転送処理を簡略化することができるだろう。

FIG. 7 は、本発明の他の実施形態に応じて構成された転送システムのブロックダイアグラムであり、このシステムでは、N チャンネルのセットがバンドルされ、N = 5 のときの本発明の一実施形態に応じてより高レートのチャンネルが形成される。集積回路 180 において、チャンネル $i = 0 \dots 4$ の入力位相と直交位相は、集積回路 90, 92 に関して上述したように供給される。集積回路 180 の外において、各チャンネルの入力位相は、シヌソイド (sinusoids) $\cos(\omega_c t + i/N \cdot 180^\circ)$ を用いて アップコンバート されるもので、この式において、 i は指定されたチャンネルの番号、N は示された例においてより高いレートチャンネルを得るためにバンドルされたチャンネルの数であり、5 である。結果として アップコンバート された信号が合計され、信号 190 として転送される。
30

チャンネルのセットにおいて、チャンネル N のセットにおける各チャンネル $i = 0 \dots N - 1$ にて使用されるキャリア信号の位相を各チャンネル $i / N \cdot 180^\circ$ だけ回転することにより、合計波形により供給されるピーク転送振幅は、非回転シヌソイド (sinusoids) キャリアを用いて アップコンバート された合計チャンネルにより形成されるピーク振幅に関して縮小される。これは、信号セットの振幅は全て同時にピークとなるために、シヌソイド (sinusoids) 信号の位相回転は一貫性を欠いているからである。このように、与えられた転送增幅器は、高転送レート信号をより効果的に行うことができる。一方、他の位相オフセットスペーシング (spacing) を使用した場合は、最大値、平均距離、位相差が提供されるという意味で、良好な実施となるだろう。
40

FIG. 8 は、多くのシヌソイド (sinusoids) 信号の振幅のグラフであり、更に複数の低レートチャンネルがバンドルされた FIG. 7 の高レートチャンネルのための本発明の効果を示している。信号 130 は、5 つの非回転低レートチャンネルを合成することにより与えられた高レートチャンネルの入力位相部分に対応し、チャンネル A から E を参考にするもの
50

である。信号 132 は、FIG. 7 に示されるように 5 つの位相回転低レートチャンネルの合成により与えられた高レートチャンネルの入力位相部分に対応する。本発明を簡略化するべく入力位相チャンネルだけが示されているが、この原理は、直交位相チャンネルや、入力位相チャンネルと直交位相チャンネルとを併せた場合へも適応することができる。時刻 D、E、F は、データ転送を示しており、三つのデータのセットを定義している。三つの期間において、チャンネル A から E を通じて送られたデータは、それぞれ、 $(+1, +1, +1, +1, +1)$ 、 $(+1, -1, -1, -1, +1)$ と、 $(-1, -1, -1, -1, -1)$ である。

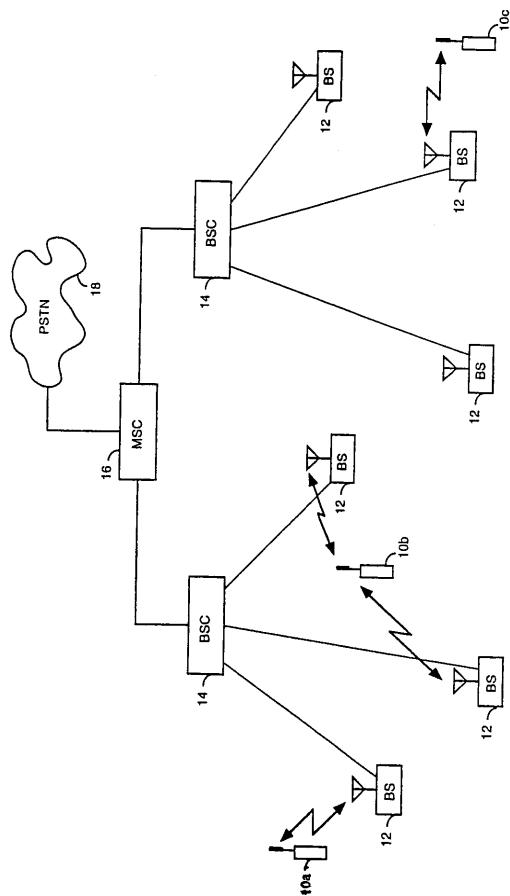
FIG. 8 から判るのは、非回転信号 130 の振幅は、期間 D と E において量 134 により回転された信号 132 の振幅よりも大きいということである。これは、期間 D、E において、5 つの低レートチャンネルは首尾一貫して与えられ、5 つの回転された信号は与えられないからである。期間 E の間、非回転信号 130 の振幅は、回転信号 130 のそれよりも小さい。これは 5 つの非回転低レートチャンネルが、5 つの回転低レートチャンネルのときよりも、より多く加えているからである。従って本発明は、転送増幅器はより効果的に使用されるものであり、使用されるべき低コスト増幅器又は広いレンジに渡り使用されるべき増幅器もこれに含まれる。

良好な実施形態の様々な記載により、当業者は本発明の作成と使用を実現することができるだろう。これらの実施形態の様々な変形例が当業者により容易に明かであり、開示された広い意味での原理を発明的な能力をもたなくとも様々な実施形態に適用することができるだろう。このように本発明は、開示された原理と新規な特徴に矛盾しない広範な範囲に及ぶものであり、上述した実施形態に限定されることはない。

10

20

(1)



【図2】

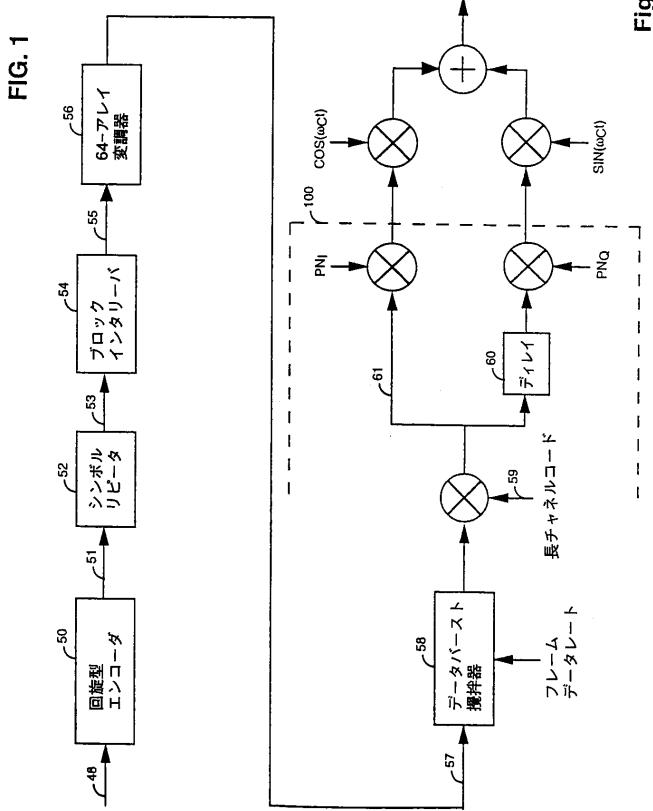


Fig. 2

【図3】

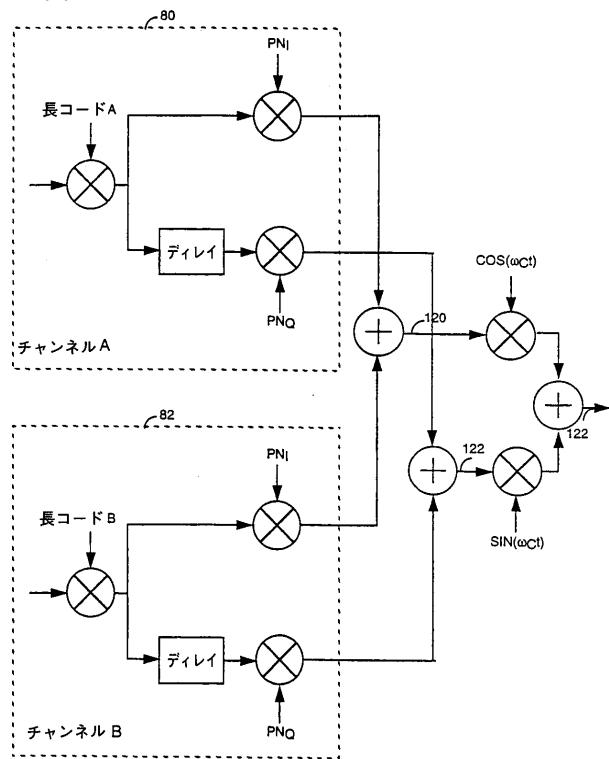


Fig. 3

【図4】

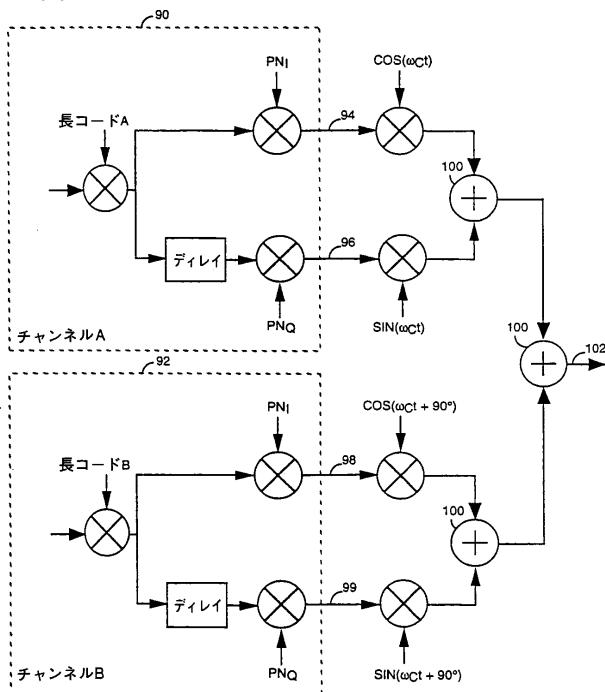


Fig. 4

【図5】

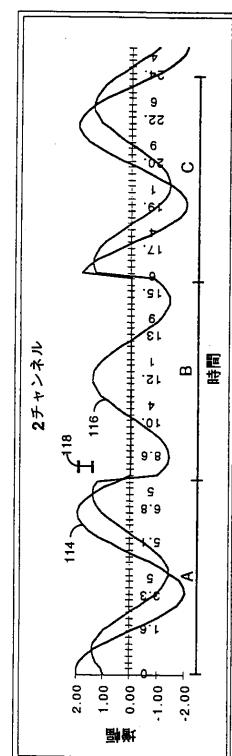


Fig. 5

【図8】

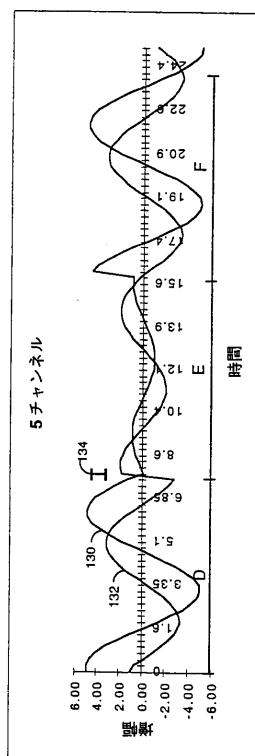


Fig. 8

【図6】

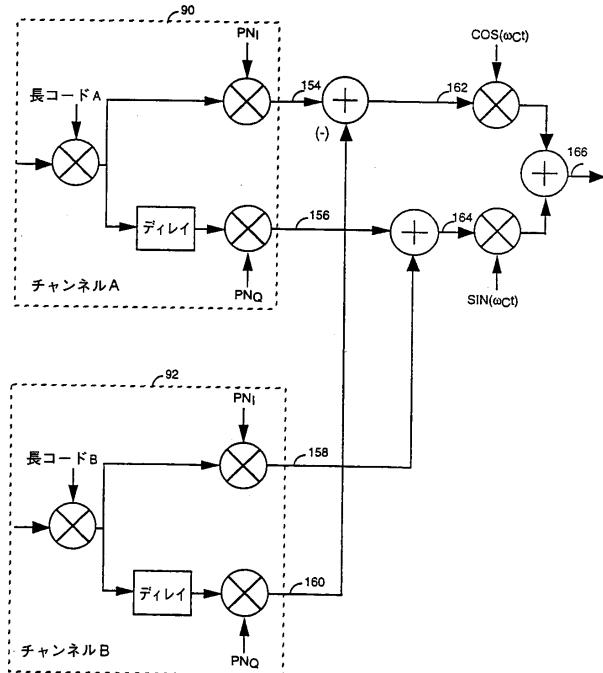


Fig. 6

【図7】

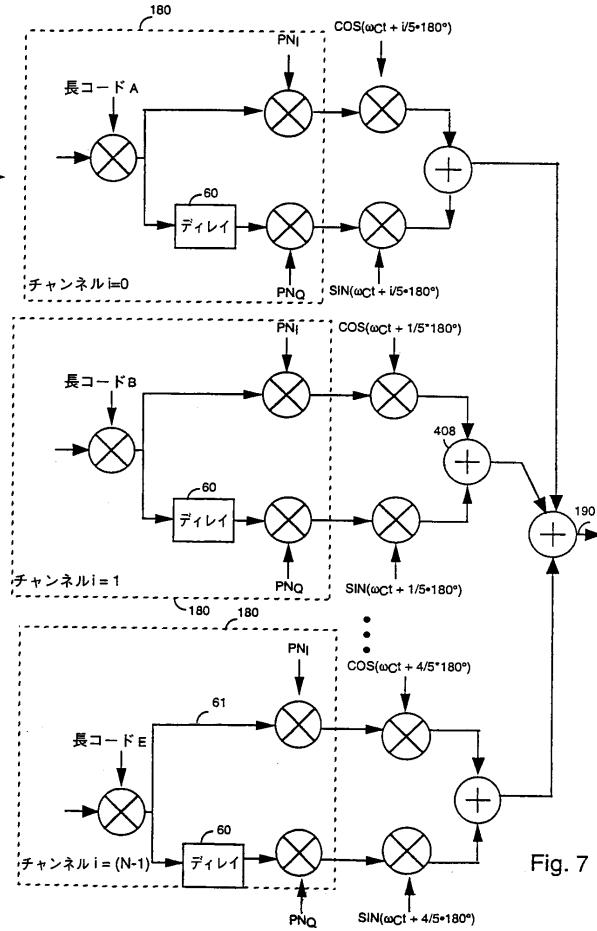


Fig. 7

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 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 順三
(74)代理人 100141933
弁理士 山下 元
(72)発明者 ウエーバー、リンゼイ・エー・ジュニア
アメリカ合衆国、コロラド州 80303、ボルダー、チェリーベール・ロード 1162

審査官 菊地 陽一

(56)参考文献 特開平10-276169 (JP, A)
特開平10-341188 (JP, A)
特表平06-511610 (JP, A)
特開平09-139693 (JP, A)
特開平08-298478 (JP, A)
特開平07-099524 (JP, A)
特開平10-233753 (JP, A)
国際公開第95/006987 (WO, A1)
特開平09-023170 (JP, A)

特開平09-055714 (JP, A)

特開平10-229381 (JP, A)