

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4298167号  
(P4298167)

(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24日(2009.4.24)

(51) Int. Cl.		F I			
HO 4 J	13/04	(2006.01)	HO 4 J	13/00	G
HO 4 B	1/04	(2006.01)	HO 4 B	1/04	E
HO 4 B	1/62	(2006.01)	HO 4 B	1/04	J
			HO 4 B	1/62	

請求項の数 14 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2000-544072 (P2000-544072)	(73) 特許権者	598036300
(86) (22) 出願日	平成11年3月26日 (1999.3.26)		テレフオンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)
(65) 公表番号	特表2002-511697 (P2002-511697A)		スウェーデン国 ストックホルム エスー
(43) 公表日	平成14年4月16日 (2002.4.16)		1 6 4 8 3
(86) 国際出願番号	PCT/SE1999/000490	(74) 代理人	100076428
(87) 国際公開番号	W01999/053625		弁理士 大塚 康德
(87) 国際公開日	平成11年10月21日 (1999.10.21)	(74) 代理人	100112508
審査請求日	平成18年3月24日 (2006.3.24)		弁理士 高柳 司郎
(31) 優先権主張番号	09/056, 651	(74) 代理人	100115071
(32) 優先日	平成10年4月8日 (1998.4.8)		弁理士 大塚 康弘
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100116894
			弁理士 木村 秀二
		(74) 代理人	100130409
			弁理士 下山 治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 CDMAシステムにおける振幅の制限

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複雑な符合分割多元接続 (CDMA) 信号のピークと平均電力との比を制限する装置であって、

第1のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号の関数である第1の合成同相信号と第1の合成直交信号とについての瞬間振幅を測定する手段と、

第2のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号の関数である第2の合成同相信号と第2の合成直交信号とについての瞬間振幅を測定する手段と、

前記第1の合成同相及び直交信号と前記第2の合成同相及び直交信号とに関係して測定された前記瞬間振幅の関数として、前記第1の合成同相信号と前記第1の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタを生成する手段と、

前記第1の合成同相及び直交信号と前記第2の合成同相及び直交信号とに関係して測定された前記瞬間振幅の関数として、前記第2の合成同相信号と前記第2の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタを生成する手段と、

前記第1の合成同相信号と前記第1の合成直交信号に、前記第1の合成同相信号と前記第1の合成直交信号についての前記振幅の伸縮ファクタを適用する手段と、

前記第2の合成同相信号と前記第2の合成直交信号に、前記第2の合成同相信号と前記第2の合成直交信号についての前記振幅の伸縮ファクタを適用する手段と、

前記第1及び第2の同相及び直交信号に基づいて、CDMA信号を生成する手段と、

前記第1の合成同相信号と前記第1の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファ

10

20

クタに第 1 の重みファクタを適用する手段と、

前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタに第 2 の重みファクタを適用する手段と、

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタが前記第 1 のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号を表現する信号電力レベルの関数であるように前記第 1 の重みファクタを調整する手段と、

前記第 1 の重みファクタを調整する手段とは独立に、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタが前記第 2 のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号を表現する信号電力レベルの関数であるように前記第 2 の重みファクタを調整する手段とを有することを特徴とする装置。

10

【請求項 2】

前記第 1 の合成及び前記第 2 の合成同相及び直交信号に関して測定された前記瞬間振幅の関数として最大振幅を生成する手段をさらに有し、

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタを生成する手段と、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタを生成する手段とは、前記最大振幅の関数として前記振幅の伸縮ファクタを生成する手段を含むことを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタは、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタと値が等しいことを特徴とする請求項 2 に記載の装置。

20

【請求項 4】

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタが、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタと値が等しいように、前記第 1 及び第 2 の重みファクタを調整する手段をさらに有することを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 5】

1 つ以上の合成同相及び合成直交信号のサンプルに振幅の伸縮ファクタを適用することによって前記 CDMA 信号の平均電力を維持する手段をさらに有し、

前記 1 つ以上の合成同相及び合成直交信号のサンプルの振幅は、以前の合成同相及び合成直交信号のサンプルの振幅における対応する減少を補償するために増加されることを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

30

【請求項 6】

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号をフィルタする手段と、

前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号をフィルタする手段と、

前記フィルタされた、第 1 の合成同相信号を第 1 のコサイン搬送波によって、前記フィルタされた、第 1 の合成直交信号を前記第 1 のコサイン搬送波と同じ周波数をもつ第 1 のサイン搬送波によって変調する手段と、

前記フィルタされた、第 2 の合成同相信号を第 2 のコサイン搬送波によって、前記フィルタされた、第 2 の合成直交信号を前記第 2 のコサイン搬送波と同じ周波数をもつ第 2 のサイン搬送波によって変調する手段と、

40

前記第 1 のフィルタされた、合成同相信号に、前記第 1 のフィルタされた、合成直交信号を合成して、第 1 の独立な CDMA 信号を生成する手段と、

前記第 2 のフィルタされた、合成同相信号に、前記第 2 のフィルタされた、合成直交信号を合成して、第 2 の独立な CDMA 信号を生成する手段と、

前記第 1 の独立した CDMA 信号を第 1 の CDMA 搬送周波数を用いてアップコンバートする手段と、

前記第 2 の独立した CDMA 信号を第 2 の CDMA 搬送周波数を用いてアップコンバートする手段とをさらに有することを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 7】

50

前記 C D M A 信号を生成する手段は、

前記第 1 の独立した C D M A 信号と前記第 2 の独立した C D M A 信号とを合成する手段を有することを特徴とする請求項 6 に記載の装置。

【請求項 8】

複雑な符合分割多元接続 ( C D M A ) 信号のピークと平均電力との比を制限する方法であって、

第 1 のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号の関数である第 1 の合成同相信号と第 1 の合成直交信号とについての瞬間振幅を測定する工程と、

第 2 のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号の関数である第 2 の合成同相信号と第 2 の合成直交信号とについての瞬間振幅を測定する工程と、

前記第 1 の合成同相及び直交信号と前記第 2 の合成同相及び直交信号とに関係して測定された前記瞬間振幅の関数として、前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタを生成する工程と、

前記第 1 の合成同相及び直交信号と前記第 2 の合成同相及び直交信号とに関係して測定された前記瞬間振幅の関数として、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタを生成する工程と、

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号に、前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号についての前記振幅の伸縮ファクタを適用する工程と、

前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号に、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号についての前記振幅の伸縮ファクタを適用する工程と、

前記第 1 及び第 2 の同相及び直交信号に基づいて、C D M A 信号を生成する工程と、

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタに第 1 の重みファクタを適用する工程と、

前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタに第 2 の重みファクタを適用する工程と、

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号について生成された前記振幅の伸縮ファクタが前記第 1 のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号を表現する信号電力レベルの関数であるように前記第 1 の重みファクタを調整する工程と、

前記第 1 の重みファクタを調整する工程とは独立に、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号について生成された前記振幅の伸縮ファクタが前記第 2 のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号を表現する信号電力レベルの関数であるように前記第 2 の重みファクタを調整する工程とを有することを特徴とする方法。

【請求項 9】

前記第 1 の合成及び前記第 2 の合成同相及び直交信号に関係して測定された前記瞬間振幅の関数として最大振幅を生成する工程をさらに有し、

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタと、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタとは、前記最大振幅の関数としても生成されることを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタは、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号について生成された振幅の伸縮ファクタと値が等しいことを特徴とする請求項 9 に記載の方法。

【請求項 11】

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号について生成された前記振幅の伸縮ファクタが、前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号について生成された前記振幅の伸縮ファクタと値が等しいように、前記第 1 及び第 2 の重みファクタを調整する工程をさらに有することを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 12】

1 つ以上の合成同相及び合成直交信号のサンプルに前記振幅の伸縮ファクタを適用することによって前記 C D M A 信号の平均電力を維持する工程をさらに有し、

10

20

30

40

50

前記 1 つ以上の合成同相及び合成直交信号のサンプルの振幅は、以前の合成同相及び合成直交信号のサンプルの振幅における対応する減少を補償するために増加されることを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 13】

前記第 1 の合成同相信号と前記第 1 の合成直交信号をフィルタする工程と、

前記第 2 の合成同相信号と前記第 2 の合成直交信号をフィルタする工程と、

前記フィルタされた、第 1 の合成同相信号を第 1 のコサイン搬送波によって、前記フィルタされた、第 1 の合成直交信号を前記第 1 のコサイン搬送波と同じ周波数をもつ第 1 のサイン搬送波によって変調する工程と、

前記フィルタされた、第 2 の合成同相信号を第 2 のコサイン搬送波によって、前記フィルタされた、第 2 の合成直交信号を前記第 2 のコサイン搬送波と同じ周波数をもつ第 2 のサイン搬送波によって変調する工程と、

前記第 1 のフィルタされた、合成同相信号に、前記第 1 のフィルタされた、合成直交信号を合成して、第 1 の独立な CDMA 信号を生成する工程と、

前記第 2 のフィルタされた、合成同相信号に、前記第 2 のフィルタされた、合成直交信号を合成して、第 2 の独立な CDMA 信号を生成する工程と、

前記第 1 の独立した CDMA 信号を第 1 の CDMA 搬送周波数を用いてアップコンバートする工程と、

前記第 2 の独立した CDMA 信号を第 2 の CDMA 搬送周波数を用いてアップコンバートする工程とをさらに有することを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 14】

前記 CDMA 信号を生成する工程は、

前記第 1 の独立した CDMA 信号と前記第 2 の独立した CDMA 信号とを合成する工程を有することを特徴とする請求項 13 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

背景

本発明はセルラ無線通信システムに関し、特に、符号分割多元接続 (CDMA) 方式を採用したセルラ無線通信システムに関する。

【0002】

セルラ無線通信システムは 1 つ以上のチャネルアクセス方式を採用している。1 つの良く知られたチャネルアクセス方式は符号分割多元接続 (CDMA) 方式である。CDMA は公知の技術である。他のチャネルアクセス方式 (例えば、時分割或いは周波数分割多元接続) とは異なり、数多くの異なるトラフィックチャネル信号が時間領域と周波数領域の両方において重ね合わさるようにして同時に送信される。

【0003】

各トラフィックチャネル信号を他のトラフィックチャネル信号と区別するために、各トラフィックチャネル信号は公知の技術として良く知られているように、1 つ以上のユニークな拡散符号で符号化される。各トラフィックチャネル信号を拡散符号で変調することにより、サンプリング率 (即ち、“チップ率”) が拡散ファクタに従って実質的に増加するかもしれない。例えば、各トラフィックチャネル信号が、例えば、直交振幅変調 (QAM) 或いは位相偏移変調 (PSK) 技術のようなデジタル変調方式に従って変調される。その結果、同相及び直交成分の信号が各トラフィックチャネル信号に関して生成される。QAM と PSK は公知の技術である。それから、各トラフィックチャネルに関係した同相と直交成分の信号が、ユニークな拡散符号シーケンスを用いて符号化される。その結果得られる同相と直交成分の信号対がサンプル (即ち、チップ率で) され、個々に重みが付けられる。同相と直交成分の信号は結局は合成されて合成同相信号と合成直交信号とを形成する。それから、その合成同相信号と合成直交信号とは別々にローパス、パルス整形フィルタによってフィルタされる。フィルタリングに続いて、合成同相信号と合成直交信号とは夫々、コサイン搬送波とサイン搬送波によって変調され、合成されて単一のマルチコード C

10

20

30

40

50

D M A 信号になる。それから、その単一のマルチコード C D M A 信号が搬送周波数によってアップコンバートされ、C D M A 信号に関係した信号電力が送信に先立ち高出力アンプによって大きくされる。受信機では、その搬送周波数と種々の拡散符号とを用いて C D M A 信号を復調しデコードすることにより、各トラフィックチャネル信号に関係したベースバンド信号が C D M A 信号から抽出される。さらに、典型的なセルラ通信システムでは、送信源は、例えば、高出力の基地局であるかもしれないし、受信エンティティは、例えば、移動局（即ち、携帯電話）であるかもしれないことが理解されている。

【 0 0 0 4 】

特に、大多数のトラフィックチャネル信号があるとき、2つ以上の C D M A 信号を生成することがしばしば好適である。ここで、2つ以上の C D M A 信号各々はそれ自身のユニークな C D M A 搬送周波数によってアップコンバートされる。それから、これら2つ以上のアップコンバートされた C D M A 信号は、送信に先だて、独立に、対応する高出力アンプによって増幅される。或いは、2つ以上のアップコンバートされた C D M A 信号は合成されて単一の C D M A 信号となり、それから、その C D M A 信号が送信に先だて、単一の高出力アンプによって増幅される。

10

【 0 0 0 5 】

当業者であればすぐに認識するように、C D M A は実質的にシステムのバンド幅を増加させ、次に、これによって、全体としてのネットワークトラフィック処理能力を増し加える。加えて、上述のように、独立な C D M A 信号を合成して単一の C D M A 信号にすることは、独立した C D M A 信号各々について別々の高出力アンプが必要なのではなくむしろ単一の高出力アンプが必要とされるだけなので有利である。高出力アンプは高価であるために、このことには利点があり、多数のアンプの代わりに1つの高出力アンプを採用することによって、実質的なコスト削減という結果になる。

20

【 0 0 0 6 】

C D M A に関係した利点にもかかわらず、一般的に、多数のトラフィックチャネル信号及び/或いは独立した C D M A 信号を合成することは、結果として得られる C D M A 信号に関係したピーク対平均電力の比を著しく大きくする。即ち、C D M A 信号についてのピーク対平均電力の比は、次の関係に従って、決定される。

【 0 0 0 7 】

$$P R_{P_{TA}} = P R_F + 10 * \log(N)$$

30

ここで、 $P R_{P_{TA}}$  は対応する合成信号のピーク対平均電力の比を表し、 $P R_F$  はローパス、パルス整形フィルタの電力比を表し、 $N$  が C D M A 信号を作り上げるトラフィックチャネルの数を表している。

【 0 0 0 8 】

大きなピーク対平均電力の比に関係する問題は、これが送信機における高出力アンプの効率を小さくしてしまうことである。当業者であればすぐに理解するように、効率は出力電力量（即ち、 $P_{mean}$ ）を入力電力量（即ち、 $P_{dc} + P_{peak}$ ）によって割った量によって測定される。 $P_{peak}$ （即ち、ピーク電力）が  $P_{mean}$  に相対して増加すると、高出力アンプの効率は低下する。

【 0 0 0 9 】

40

1つの可能性のある解決法は、単純に C D M A 信号の振幅（即ち、 $P_{peak}$ ）を制限したり、或いは、クリップすることである。残念なことに、これはたぶん相互変調積或いはノ及びスペクトル歪みを生み出すという結果になるであろう。次に、相互変調積或いはノ及びスペクトル歪みはたぶん種々のトラフィックチャネル信号間の混信を生じさせることになるであろう。従って、これは好適な解決法ではない。

【 0 0 1 0 】

別の可能性のある解決法は、より複雑な高出力アンプを設計することである。大きなピーク対平均の比を呈する C D M A 信号を許容し、より効率的に増幅することができるアンプである。しかしながら、高出力アンプのコストは一般にその複雑さに比例するので、これもまた好適な解決法ではない。従って、この解決法を用いれば、その高出力アンプを収容

50

する通信デバイスのコストの上昇を招くという結果になるであろう。

【0011】

(“ミラーら(Miller et al.)”)による米国特許第5,621,762号は、ピーク対平均電力の比の問題についてさらに別の可能性のある解決法を提示しており、それによれば、まもなく送信されることになる通信信号がフィルタされ、その後増幅される前に、ピーク対平均電力の比を制限する。即ち、ミラーは、高出力アンプの入力で単一の符号シーケンスのピーク対平均電力の比を減少させるピーク電力抑制デバイスを説明している。そのピーク電力抑制デバイスは、単一の符号シーケンスを受信し、その符号シーケンスをシンボル群の図上にマップし、パルス整形フィルタからの期待応答を予測し、そのパルス整形フィルタの期待応答に従ったシンボル群の図上に現れる振幅を制限するデジタル信号プロセッサ(DSP)を採用している。

10

【0012】

ミラーによって提示された解決法に関係する第一の問題は、ピーク電力抑制デバイスがCDMAではない分野に適用するために設計されている点にある。それゆえに、ここで説明したピーク電力抑制デバイスは、高データビット率、多数のトラフィックチャネル信号及び/或いはマルチコードシーケンス、及び、マルチプルCDMA搬送波信号のようなCDMAに関係した特定の特性に対処することができない。例えば、ミラーが説明しているピーク電力抑制デバイスは、それがDSPを採用しているという事実とそのDSPがパルス整形フィルタ予測アルゴリズムを実行するのに必要な時間があるという事実とによって証明されているように、本来的に低速である。それゆえに、通信信号がフィルタされその後増幅される前にその通信信号のピーク対平均電力の比を制限することができ、かなり高速なデータビット率、マルチプルコードシーケンス、及びマルチプルCDMA搬送波信号を処理できる通信信号の振幅制限デバイスが必要である。

20

【0013】

要 約

上記確認した問題の見地からいって、本発明の目的とするところは、送信機の高電力アンプの効率が落ちないようにしてCDMA信号についてのピーク対平均電力の比を効率的に低減する能力を提供することである。

【0014】

本発明の他の目的は、相互変調積及び/或いはスペクトルの歪みをつくることなく、CDMA信号についてのピーク対平均電力の比を低減することである。

30

【0015】

本発明のさらに他の目的は、2つ以上の独立なCDMA搬送波信号があるとき、CDMA信号についてのピーク対平均電力の比を制限することである。

【0016】

本発明を1つの面に従えば、上述のまた他の目的は、複雑な符合分割多元接続(CDMA)信号の振幅を制限する方法及び/或いは装置によって達成される。その方法及び/或いは装置は、複数のデジタル的に符号化されたシーケンスの各々についての瞬間振幅を測定する手段と、その瞬間振幅の測定の関数として、最大振幅を生成する手段とを有する。また、その方法及び/或いは装置は、その最大振幅の関数として振幅の伸縮ファクタを引き出す手段と、それら複数のデジタル符号化シーケンスの各々にその振幅の伸縮ファクタを適用する手段とを含む。それから、その振幅が制限され、デジタル的に符号化されたシーケンス各々に基づいて、CDMA信号が生成される。

40

【0017】

本発明の別の側面に従えば、前述のまた他の目的は、複雑な符合分割多元接続(CDMA)信号のピーク対平均電力の比を制限する方法及び/或いは装置によって達成される。本発明のこの別の側面に従う方法及び/或いは装置は、第1及び第2の合成同相信号と第1及び第2の合成直交信号についての瞬間振幅を測定する手段を有する。ここで、第1及び第2の合成同相信号と第1及び第2の合成直交信号は、第1及び第2のセットのデジタル的に符号化されたトラフィックチャネル信号の関数である。また、その方法及び/或いは

50

装置は、第1及び第2の合成同相信号と直交信号とに関係して測定された瞬間振幅の関数として、第1及び第2の合成同相信号と第1及び第2の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタを生成する手段を含む。いったん、第1及び第2の合成同相信号と第1及び第2の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタが生成されたなら、その方法及び/或いは装置は、第1及び第2の合成同相信号と第1及び第2の合成直交信号に、第1及び第2の合成同相信号と第1及び第2の合成直交信号についての振幅の伸縮ファクタを夫々適用する手段を用いる。それから、第1及び第2の同相及び直交信号に基づいて、CDMA信号が生成される。

【0018】

詳細な説明

本発明の種々の特徴は図面に関して説明されるが、これらの図面において、同じ要素は同じ参照記号を用いて識別される。

【0019】

図1はCDMA信号105を生成する従来技術を描写した図である。図示されているように、CDMA信号105は2つ(或いはそれ以上)の独立なCDMA信号110と115とを合成することによって生成される。この従来技術に従えば、第1のセットのデジタルトラフィックチャンネル信号 $1,1 \dots 1,N$ からの各トラフィックチャンネル信号と第2のセットのデジタルトラフィックチャンネル信号 $2,1 \dots 2,N$ からの各トラフィックチャンネル信号とが直交振幅変調(QAM)技術を用いて変調される。この結果、各トラフィックチャンネル信号に関して同相と直交信号の対が生成される。それから、第1のセットのトラフィックチャンネル信号に関係した同相信号各々はユニークな拡散符号を用いて符号化され、個々に重み付けがなされ、他の同相信号と合成され、これによって第1の合成同相信号 $X_{i1}$ を生成し、第1のセットのトラフィックチャンネル信号に関係した直交信号各々は同様に、符号化され、重み付けがなされ、合成され、これによって第1の合成直交信号 $X_{q1}$ を生成する。同様にして、第2のセットのトラフィックチャンネル信号に関係した同相信号各々は符号化され、重み付けがなされ、合成され、これによって第2の合成同相信号 $X_{i2}$ を生成し、第2のセットのトラフィックチャンネル信号に関係した直交信号各々は同様に、符号化され、重み付けがなされ、合成され、これによって第2の合成直交信号 $X_{q2}$ を生成する。図1に図示されているように、第1の合成同相信号 $X_{i1}$ と第1の合成直交信号 $X_{q1}$ とはそれから第1のパルス整形フィルタ120aへと送られる。同様に、第2の合成同相信号 $X_{i2}$ と第2の合成直交信号 $X_{q2}$ とは第2のパルス整形フィルタ120bへと送られる。次に、フィルタされた信号は第1と第2のベクトル変調器125aと125bへと送られる。第1のベクトル変調器125aは、周波数 $f_1$ のコサイン搬送波によって合成同相信号 $X_{i1}$ を変調し、また、周波数 $f_1$ のサイン搬送波によって合成直交信号 $X_{q1}$ を変調する。ベクトル変調器125aはそれから、変調された合成同相信号 $X_{i1}$ を変調された合成直交信号 $X_{q1}$ で変調し、これによって第1の独立したCDMA信号110を生成する。同時に、第2のベクトル変調器125bは、周波数 $f_2$ のコサイン搬送波によって合成同相信号 $X_{i2}$ を変調し、また、周波数 $f_2$ のサイン搬送波によって合成直交信号 $X_{q2}$ を変調する。ベクトル変調器125aはそれから、変調された合成同相信号 $X_{i2}$ を変調された合成直交信号 $X_{q2}$ で変調し、これによって第2の独立したCDMA信号115を生成する。2つの独立したCDMA信号110と115とはそれから合成されてCDMA信号105を形成し、この信号がその後、送信に先立ち高出力アンプ130へと送られる。

【0020】

上述したように、CDMA信号105に関係したピーク対平均電力の比は、トラフィックチャンネル信号の数が増加すると大きくなり、次に、ピーク対平均電力の比の増大によって高出力アンプ130の効率が低下する。さらに、高出力アンプ130或いはその高出力アンプ130を収容する送信機(不図示)においてCDMA信号105の振幅を制限したり或いはクリップする試みがなされるなら、おそらくかなりの量の相互変調及び/或いはスペクトル歪みが発生する結果となる。

【0021】

10

20

30

40

50

図2は本発明の好適な実施形態に従った合成CDMA信号205を生成する技術200を描写した図である。この好適な実施形態はまた、第1及び第2の複数のデジタルトラフィックチャネル信号 $1,1 \dots 1,N$ と $2,1 \dots 2,N$ 各々を符号化し合成して第1の合成同相信号 $X_{i1}$ 、第1の合成直交信号 $X_{q1}$ 、第2の合成同相信号 $X_{i2}$ 、及び第2の合成直交信号 $X_{q2}$ にしている。この技術は図1に描写された技術と類似している。しかしながら、図1に描写された従来技術とは異なり、合成同相及び直交信号 $X_{i1}$ 、 $X_{q1}$ 、 $X_{i2}$ 及び $X_{q2}$ は、振幅制限をするアプリケーション専用集積回路(ASIC)250へと送られる。

【0022】

ASIC250は合成同相及び直交信号 $X_{i1}$ 、 $X_{q1}$ 、 $X_{i2}$ 及び $X_{q2}$ の振幅を、これらの信号がパルス整形フィルタ120aと120bとに送られる前に制限できる高速のハードウェアデバイスである。ASIC250について以下により詳細に説明する。今やフィルタされ振幅調整がなされた合成同相及び直交信号 $X_{i1}$ と $X_{q1}$ はそれから周波数 $f_1$ のCDMA搬送波によって変調され、合成されて第1の独立したCDMA信号210を形成する。同様に、今やフィルタされ振幅調整がなされた合成同相及び直交信号 $X_{i2}$ と $X_{q2}$ はそれから周波数 $f_2$ のCDMA搬送波によって変調され、合成されて第2の独立したCDMA信号215を形成する。それから、2つの独立したCDMA搬送信号210と215とはアップコンバートされ合成されてCDMA信号205を形成する。それから、CDMA信号205の信号電力は送信に先だって高出力アルゴリズムによって大きくされる。

【0023】

本発明の好適な実施形態に従えば、CDMA信号、例えば、CDMA信号205の振幅を制限することはまず、第1の独立したCDMA信号210に関係した最大振幅 $a_1$ と第2の独立したCDMA信号215に関係した最大振幅 $a_2$ の決定を必要とする。これらの決定は図3に図示されたシンボル群の図を参照することでより良い理解が得られる。ここで、 $S_1$ は第1のCDMA信号210に対応した振幅と位相を表し、 $S_2$ は第2のCDMA信号215に対応した振幅と位相を表している。それから、最大振幅 $a_1$ と $a_2$ とが以下の関係に従って決定される。

【0024】

$$a_1 = |S_1| = (X_{i1}^2 + X_{q1}^2)^{1/2} \quad (1)$$

$$a_2 = |S_2| = (X_{i2}^2 + X_{q2}^2)^{1/2} \quad (2)$$

ここで、 $X_{i1}$ 、 $X_{q1}$ 、 $X_{i2}$ 及び $X_{q2}$ は上述した合成同相及び直交信号の瞬間値を表している。しかしながら、当業者であれば、 $a_1$ と $a_2$ は上述した式(1)と(2)以外の式を用いて近似できることを理解するであろう。

【0025】

いったん、最大振幅 $a_1$ と $a_2$ とが決定されたなら、 $a_1$ と $a_2$ とは伸縮ファクタ“ $s$ ”を計算するために用いられる。好適な実施形態に従えば、伸縮ファクタ“ $s$ ”は次の関係によって決定される。

【0026】

$$s = a_{clip} / a \quad (\text{もし、} a > a_{clip}) \quad (3)$$

$$s = 1 \quad (\text{もし、} a \leq a_{clip}) \quad (4)$$

ここで、 $a_{clip}$ はパルス整形フィルタ120aと120bの入力で具体化する最大許容振幅値として定義され、“ $a$ ”は最大全体振幅を表している。即ち、最大全体振幅“ $a$ ”は以下の関係によって与えられる。

【0027】

$$a = a_1 + a_2 \quad (5)$$

それから、伸縮ファクタ“ $s$ ”は合成同相及び合成直交信号 $X_{i1}$ 、 $X_{q1}$ 、 $X_{i2}$ 及び $X_{q2}$ に関係した瞬間振幅を制限するために用いられる。

【0028】

図4は、より詳細に、上述した好適な振幅制限技術を実行するのに必要なASIC250に関係した機能要素を図示している。即ち、ASIC250は最大振幅計算モジュール4

10

20

30

40

50

05を含んでいる。最大振幅計算モジュール405は、上述の式(1)と(2)とを解くために必要な測定と計算を行うことができる高速デジタル回路を表している。それから、ASIC250はa1とa2とを伸縮ファクタ計算モジュール410へと送る。伸縮ファクタ計算モジュール410は、上述の式(3)、(4)、及び(5)とを解くために必要な計算を実行することができる高速デジタル回路を表している。

#### 【0029】

いったん、伸縮ファクタ“s”が決定されたなら、伸縮ファクタ計算モジュール410はその伸縮ファクタ“s”を伸縮モジュール415aと415bとに送る。伸縮モジュール415aは伸縮ファクタ“s”を合成同相信号Xi1と合成直交信号Xq1とに適用する(例えば、乗算する)ことが可能な高速デジタル回路を表している。同様に、伸縮モジュール415bはその伸縮ファクタ“s”を合成同相信号Xi2と合成直交信号Xq2とに適用することが可能な高速デジタル回路を表している。いったん、同相及び直交信号Xi1, Xq1, Xi2及びXq2が伸縮されたなら、ASIC250はその振幅制限のなされた信号を、図2に図示されているように、パルス整形フィルタ120aと120bとに送る。

10

#### 【0030】

図5はASIC250の別の実施形態を図示している。この別の実施形態に従えば、別々の伸縮ファクタs1とs2とが伸縮ファクタ計算モジュール510によって計算される。ここで、伸縮ファクタs1は同相及び直交信号Xi1とXq1の瞬間振幅を独立に調整するのに用いられ、伸縮ファクタs2は同相及び直交信号Xi2とXq2の瞬間振幅を独立に調整するのに用いられる。即ち、s1とs2とは次の式に従って決定される。

20

#### 【0031】

$$s1 = (a_{clip} / a1) * w1 \quad (6)$$

$$s2 = (a_{clip} / a2) * w2 \quad (7)$$

ここで、w1とw2とは夫々、独立に伸縮ファクタs1とs2とを調整するための第1及び第2の重み付け因子を表している。

#### 【0032】

図5に図示された別の技術は、図2のCH2のトラフィックチャネル信号に関係した信号電力レベル間に比較して、CH1のトラフィックチャネル信号に関係した信号電力レベル間にかかなりの不均衡があるときに、採用されると良い。例えば、CH1のトラフィックチャネル信号に関係した信号電力レベルがCH2のトラフィックチャネル信号に関係した信号電力レベルよりもかなり小さいなら、合成同相及び直交信号Xi2とXq2についての瞬間振幅だけを伸縮することが適切であるかもしれない。これは、重み付け因子w2に値“1”を設定し、重み付け因子w1をs1が値“1”に近似するように設定することにより、効果的に成し遂げられる。もちろん、合成同相及び直交信号Xi1, Xq1, Xi2及びXq2についての瞬間振幅を伸縮することが適切であると思われる任意の値に重み付け因子w1とw2とは設定されることが理解されるであろう。

30

#### 【0033】

更に別の実施形態に従えば、合成同相及び直交信号のサンプル(例えば、Xi1, Xq1, Xi2及びXq2)に関連した瞬間振幅のサンプルは、もし振幅サンプルが所定の最大値を越えるなら、制限されたり、クリップされても良い。合成CDMA信号の平均電力レベルの対応する低下と、それゆえに、その合成CDMA信号のPRPTAの望まれない増大とを防ぐために、この別の実施形態では1つ以上の以降に続く合成同相及び直交信号サンプルの振幅を増加させるために用いられる伸縮ファクタを生成する。ここで、1つ以上の以降に続くサンプルにわたる振幅増加は以前にクリップされたサンプルの振幅の減少に比例する。もちろん、これら以降に続くサンプルの振幅を調整することにより、以前にクリップされたサンプルの瞬間振幅を補償する。その上、当業者であれば、動的に1個の以降に続くサンプルの振幅を増加させるよりもむしろ、いくつかの以降に続く合成同相及び直交信号サンプルの振幅を適度に増幅することにより、より低いビットエラー率が達成されることを認識するであろう。このことは、1個の以降に続くサンプルの振幅を増加させることが前述した所定の最大値を超える振幅になる結果となる場合に、特に、真実である。

40

50

## 【 0 0 3 4 】

図 6 は 2 つのシンボル群の図 6 0 5 と 6 1 0 とを図示している。シンボル群の図 6 0 5 は、本発明の好適な実施形態に従うデジタル振幅制限が採用されたときの C D M A 信号（例えば、C D M A 信号 2 0 5 ）に関係したシンボル（即ち、瞬間振幅）の位置を示している。シンボル群の図 6 1 0 は、デジタル振幅制限が採用されていないときの C D M A 信号に関係したシンボルの位置を示している。当業者であれば即座に認識することであるが、デジタル振幅制限が採用されるとき  $a_{clip}$  でその半径が定義される円形の領域内に送信されるシンボルは全て位置する。しかしながら、デジタル振幅制限が採用されないとき、この円形領域内に送信されるシンボル全て必ずしも位置する訳ではない。後者の場合はたぶん大きなピーク対平均電力の比となる結果となり、上述したように、高出力アンプの効率は悪い。

10

## 【 0 0 3 5 】

本発明はいくつかの代表的な実施形態に関して説明した。しかしながら、当業者には、本発明を上述した代表的な実施形態以外の特定の形に具体化することが可能であることがすぐに明らかであろう。このことは本発明の精神を逸脱することなくなされる。これら代表的な実施形態はただ説明のためだけのものであり、これによっていか様にも制限されとは考えるべきではない。本発明の範囲は前述の説明ではなく、添付した請求の範囲によって与えられており、請求の範囲の中にある全ての变形例や同等物はそこに包含されることが意図されている。

## 【 図面の簡単な説明 】

20

本発明の目的や利点は図面と関連して詳細な説明を読むことにより理解されるが、その図面は次の通りである。

【 図 1 】 従来例に従う C D M A 信号を生成し増幅する技術を示している。

【 図 2 】 本発明の好適な実施形態に従う C D M A 信号を生成し増幅する技術を示している。

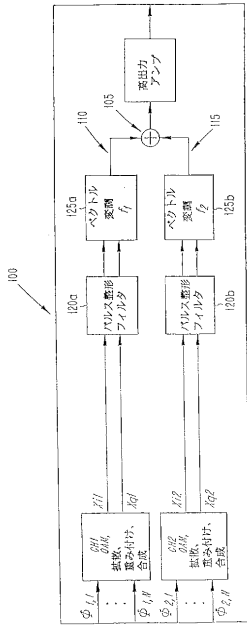
【 図 3 】 シンボル群の図である。

【 図 4 】 本発明の好適な実施形態に従う増幅制限 A S I C を図示している。

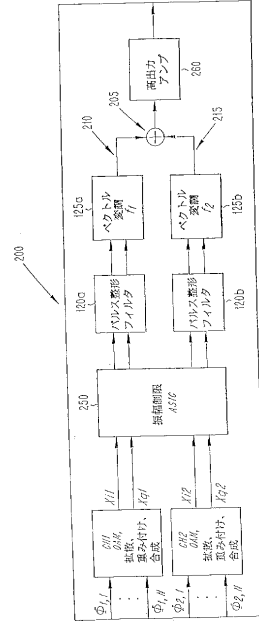
【 図 5 】 本発明の別の実施形態に従う増幅制限 A S I C を図示している。

【 図 6 】 シンボル群の図である。

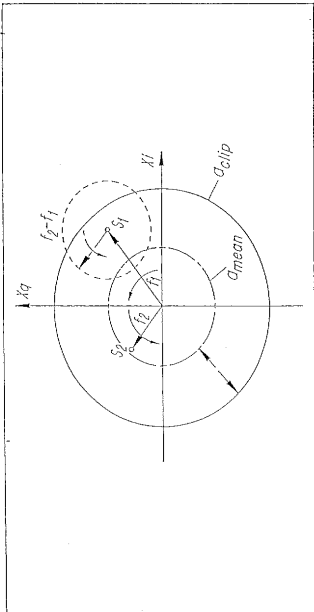
【図1】



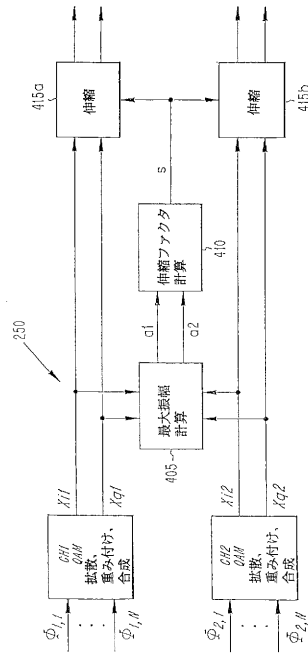
【図2】



【図3】



【図4】





## フロントページの続き

- (74)代理人 100101306  
弁理士 丸山 幸雄
- (72)発明者 エドベリ, ボー  
スウェーデン国 キスタ エス - 1 6 4 4 2 , カストゥルプガータン 1 0
- (72)発明者 ヘルマンソン, ボー  
スウェーデン国 ファルスタ エス - 1 2 3 4 8 , ロトネロスバッケン 2 6
- (72)発明者 フランク, ゲオルグ  
ドイツ国 ニュールンベルグ デ - 9 0 4 2 5 , キーラー シュトラッセ 2 6アー
- (72)発明者 ニストレン, クリスチャン  
スウェーデン国 ソレンテユナ エス - 1 9 2 5 9 , フリントロスヴェーゲン 1 2 エヌビ  
ー

審査官 富澤 哲生

- (56)参考文献 特開平06 - 120879 (JP, A)  
特開平10 - 065647 (JP, A)  
特開平08 - 079132 (JP, A)  
特開平07 - 250379 (JP, A)  
特開平10 - 178414 (JP, A)  
特開平11 - 274983 (JP, A)  
特開平08 - 088588 (JP, A)  
特開平09 - 018451 (JP, A)  
特開平06 - 204959 (JP, A)  
国際公開第96 / 36144 (WO, A1)  
国際公開第96 / 42161 (WO, A1)  
国際公開第96 / 36145 (WO, A1)  
国際公開第96 / 38944 (WO, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/69 - 1/713

H04J 13/00 - 13/06