

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5131381号
(P5131381)

(45) 発行日 平成25年1月30日(2013.1.30)

(24) 登録日 平成24年11月16日(2012.11.16)

(51) Int.Cl. F I
 HO4J 13/00 (2011.01) HO4J 13/00 100
 HO4W 52/18 (2009.01) HO4Q 7/00 437

請求項の数 6 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2011-505675 (P2011-505675)	(73) 特許権者	000005223 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(86) (22) 出願日	平成21年3月27日(2009.3.27)	(74) 代理人	100074099 弁理士 大菅 義之
(86) 国際出願番号	PCT/JP2009/001424	(74) 代理人	100133570 弁理士 ▲徳▼永 民雄
(87) 国際公開番号	W02010/109548	(72) 発明者	伊藤 章 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
(87) 国際公開日	平成22年9月30日(2010.9.30)	(72) 発明者	伊達木 隆 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
審査請求日	平成23年5月13日(2011.5.13)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信電力制御パラメータの計算方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のチャネル信号を多重して送信する無線送信システム内で多重後の送信信号の送信電力を制御する基準値を算出するために該送信信号の振幅のべき乗の時間平均を計算する方法において、

前記送信信号の振幅のべき乗の時間平均の計算を、前記送信信号の送信電力に依存する変調パラメータを含む送信電力依存項と前記送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項との積和演算として実行するステップであって、前記送信信号の送信処理時に、前記送信信号の送信電力に依存する変調パラメータを入力して前記送信電力依存項を演算し、事前に記憶させた前記送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項の値を読み込み、該送信電力依存項の演算結果と該時間平均項の読み込み値とを用いて前記積和演算を実行することにより前記送信信号の振幅のべき乗の時間平均の計算を実行する演算ステップと、

前記送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項の値を事前に計算し記憶する事前計算ステップと、

を含むことを特徴とする送信電力制御パラメータの計算方法。

【請求項2】

前記基準値はキュービックメトリック値である、

ことを特徴とする請求項1に記載の送信電力制御パラメータの計算方法。

【請求項3】

前記送信信号は複素信号として処理され、前記送信電力依存項及び前記時間平均項は、前記複素信号の実部及び虚部に分けて積和演算される、

ことを特徴とする請求項 1 又は 2 の何れか 1 項に記載の送信電力制御パラメータの計算方法。

【請求項 4】

前記事前計算ステップは、それぞれ乱数によって与えられる前記複数のチャネル信号に対して多重送信処理を実行することにより、前記送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項の値を計算する、

ことを特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れか 1 項に記載の送信電力制御パラメータの計算方法。

10

【請求項 5】

複数のチャネル信号を多重して送信する無線送信システム内で多重後の送信信号の送信電力を制御する基準値を算出するために該送信信号の振幅のべき乗の時間平均を計算する計算装置において、

前記送信信号の振幅のべき乗の時間平均の計算を、前記送信信号の送信電力に依存する変調パラメータを含む送信電力依存項と前記送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項との積和演算として実行する演算部であって、前記送信信号の送信処理時に、前記送信信号の送信電力に依存する変調パラメータを入力して前記送信電力依存項を演算し、前記送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項の値を読み込み、該送信電力依存項の演算結果と該時間平均項の読み込み値とを用いて前記積和演算を実行することにより前記送信信号の振幅のべき乗の時間平均の計算を実行する演算部と、

20

事前に算出された前記送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項の値を記憶し、前記送信信号の送信処理時に、該記憶した時間平均項の値を前記演算部に読み込ませる係数メモリ部と、

を含むことを特徴とする送信電力制御パラメータの計算装置。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の送信電力制御パラメータの計算装置を搭載した無線端末装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

30

【0001】

本発明は、送信電力制御に用いるパラメータの計算方法、計算装置に関する。

【背景技術】

【0002】

セルラー無線送信システムにおける上りチャネルでは、P A P R (Peak to Average Ratio) が大きい信号フォーマットを用いて最大送信電力付近の大きい電力で送信が行われると、送信アンプによる歪みが大きくなる。この結果、無線システムとして具備すべき、A C L R (Adjacent carrier leakage ratio) が満たせなくなる。これを回避するために、セルラー無線送信システムにおいて、最大送信電力を下げるようなしくみが導入されていることがある。

40

【0003】

標準化団体 3 G P P (3rd Generation Partnership Project) にて標準化された無線通信方式として、H S U P A (High Speed Uplink Packet Access) 無線通信方式が知られている。この無線通信方式は、同じく 3 G P P にて標準化された第 3 世代携帯電話無線アクセス方式である W C D M A (Wideband Code Division Multiple Access) の拡張方式である。H S U P A では、コード多重数の増大に伴って、上述の最大送信電力を下げるしくみが導入されている。その場合に、最大送信電力を制御するための基準量として、次式に示されるキュービックメトリック (C M : Cubic Metric) という量が定義された。

【0004】

50

【数1】

$$CM = \text{CEIL} \left\{ \left[20 * \log_{10} \left((v_{\text{norm}})^3 \right)_{\text{rms}} \right] - \right. \\ \left. 20 * \log_{10} \left((v_{\text{norm_ref}})^3 \right)_{\text{rms}} \right] / k, 0.5 \right\}$$

数1式で、 v_{norm} は、送信信号の電圧値を示す。 rms は、2乗平均 (root mean square) 演算を示す。 k は送信フォーマットにより決まる定数で、1.85と1.56の2種類がある。 $v_{\text{norm_ref}}$ は、12.2kbpsのAMRの参照信号の波形の電圧値で、 $20 * \log_{10} \left((v_{\text{norm_ref}})^3 \right)_{\text{rms}} = 1.52$ である。AMR (Adaptive Multi-Rate codec) は、3GPPにて標準化されたWCDMAの音声符号化方式の一つである。CEIL($x, 0.5$)は、0.5単位の切り上げ演算を示している。

10

【0005】

HSPAでは、端末はこのCMの量に応じて最大送信電力を下げても良いという規格が規定されている。このCMは、前述のACLRを満たすために必要な基準量である。ACLRは、3次の相互変調歪による影響が支配的であり、3次の相互変調歪は、電力の3乗に比例している。そこで、CMは、電力の3乗により求めることになっている。

【0006】

この規格が採用される場合、端末は、CMを算出した後、そのCMによる減少量も考慮した最大送信電力を計算し、この最大送信電力を超える電力で送信を実施することになっている場合には送信電力を最大送信電力まで下げて送信を実施する。

20

【0007】

CMを求めないで、最大送信電力を変えないという制御方式もあるが、この場合、送信アンプのコストが高くなる、送信アンプが許容できる電力を高くする必要がある、などのデメリットが生じる。

【0008】

CMの演算を行う場合、数1式の定義式のとおり直接計算が実行されると、送信電圧値 v_{norm} を求める必要がある。しかし、通常の送信器の構成では、送信波形の生成直後に実際に送信が実行されるので、送信波形の生成を行ってからCMの電力制御を行う時間がとれない。

【0009】

そこで従来、デジタル通信による送信データはデータの意味を考えなければランダムであると考えられる点に着目し、チャネルエンコード (ターボ符号化など) が実行されている時間に、ランダム信号による疑似送信波形を生成しこの疑似送信波形に対してCMを計算するという方式が考えられる。

30

【0010】

しかし、この従来技術では、疑似波形の生成のために、実際の送信波形の生成と別系統の送信器が必要になり、電力制御だけのために回路規模が2倍になってしまうという問題点を有していた。

【0011】

本出願が開示する技術に関連する従来技術として、下記先行技術文献が開示されている。

40

【特許文献1】特開2004-208051号公報

【発明の開示】

【0012】

そこで、本発明の1側面では、キュービックメトリックの演算において、演算量及び回路規模を小さくすることを目的とする。

態様の1例では、複数のチャネル信号を多重して送信する無線送信システム内で多重後の送信信号の送信電力を制御する基準値を算出するために該送信信号の振幅のべき乗の時間平均を計算する計算装置又はそれを搭載した無線端末装置は、以下の構成を含む。

【0013】

50

演算部は、送信信号の振幅のべき乗の時間平均の計算を、送信信号の送信電力に依存する変調パラメータを含む送信電力依存項と送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項との積和演算として実行する演算部であって、送信信号の送信処理時に、送信信号の送信電力に依存する変調パラメータを入力して送信電力依存項を演算し、送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項の値を読み込み、送信電力依存項の演算結果と時間平均項の読み込み値とを用いて積和演算を実行することにより送信信号の振幅のべき乗の時間平均の計算を実行する。

【 0 0 1 4 】

係数メモリ部は、事前に算出された送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項の値を記憶し、送信信号の送信処理時に、記憶した時間平均項の値を演算部に読み込ませる。

10

【 0 0 1 5 】

以上の態様により、キュービックメトリックの演算量を大幅に削減することが可能となる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 6 】

【 図 1 】 移動体無線通信端末における H S U P A 通信処理部の実施形態の構成図である。

【 図 2 】 変調部 1 0 6 の詳細構成図である。

【 図 3 】 H P S K の説明図である。

【 図 4 】 キュービックメトリック算出部 1 0 2 の構成図である。

20

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 1 7 】

以下、本発明を実施するための形態について図面を参照しながら詳細に説明する。

図 1 に、移動体無線通信端末（以下単に「端末」という）における H S U P A 通信処理部の実施形態の構成図を示す。

【 0 0 1 8 】

図 1 において、送信フォーマット決定部 1 0 1 は、H S U P A 無線通信における送信フォーマットを決定する。キュービックメトリック算出部 1 0 2 は、送信フォーマット決定部 1 0 1 にて決定された送信フォーマットのもとで、数 1 式で定義されるキュービックメトリックを演算する。送信データ処理部 1 0 4 は、送信データを生成する。符号化部 1 0 5 は、送信フォーマット決定部 1 0 1 にて決定された送信フォーマットで、送信データを符号化し、送信符号データを出力する。変調部 1 0 6 は、符号化部 1 0 5 から出力された送信符号データを変調し、送信信号を出力する。R F (Radio Frequency) 処理部 1 0 7 は、変調部 1 0 6 から出力されたにてベースバンド帯域の送信信号を無線周波帯域の送信信号に変換し、その無線帯域の送信信号をアンテナ 1 0 8 を介して送信する。

30

【 0 0 1 9 】

送信電力制御部 1 0 3 は、キュービックメトリック算出部 1 0 2 が算出する C M 値に基づいて、R F 処理部 1 0 7 が生成する送信信号の送信電力を制御する。

一方、R F 処理部 1 0 7 は、アンテナ 1 0 8 を介して受信される H S U P A 無線通信のための受信制御信号を、無線周波数帯域からベースバンド帯域に変換し、ベースバンドの受信制御信号を出力する。復調部 1 0 9 は、ベースバンドの受信制御信号を復調し、受信制御符号データを出力する。復号部 1 1 0 は、復調部 1 0 9 が出力する受信制御符号データを復号し、受信制御データを出力する。受信データ処理部 1 1 1 は、復号部 1 1 0 が出力する受信制御データを受信処理し、H S U P A 無線通信を制御する。

40

【 0 0 2 0 】

図 2 は、図 1 の変調部 2 0 6 の詳細構成図である。

変調部 1 0 6 では、複数のチャネル送信信号 2 0 1 (# 1、# 2 等) がコード多重されて、図 1 の R F 処理部 2 0 7 に入力される送信信号 2 0 8 が生成される。

【 0 0 2 1 】

送信信号 2 0 8 には、送信フィルタ 2 0 7 によるフィルタ処理が実行されている。送信

50

フィルタ207は、HSPA規格で定められており、ロールオフ率0.22のルートロールオフフィルタである。ここで、送信信号208を大きさ1で規格化した信号が、前述の数1式で示されるCMの定義式に出てくる v_{norm} となる。

【0022】

コード多重は、チャンネル毎の乗算器202にて、各チャンネル送信信号201に各チャネライゼーションコード(Walshコードと呼ばれる直交コードで1又は-1の値をとる)が乗算されることにより実現される。受信側では、送信側の各チャネライゼーションコードと同じコードが乗算された後に各乗算結果が平均化されることにより、多重前の各チャンネル送信信号201を取り出せる。

【0023】

チャンネル毎に、各乗算器202の出力に乗算器203にて更に各振幅値が乗算された後、その乗算結果を、各I/Qマッピング部204がI(Inphase)成分又はQ(Quadrature)成分にマッピングする。各I/Qマッピング部204から出力されるチャンネル毎のI成分及びQ成分は、それぞれI成分及びQ成分個別の加算器205にて加算された後、I成分及びQ成分個別の乗算器206にてI成分及びQ成分個別のスクランプリングコードが乗算される。どのチャンネルに対してどのチャネライゼーションコードが使用されるか、どのチャンネルがI、Qどちらの成分にマッピングされるかは、規格によりあらかじめ決められている。また、スクランプリングコードは、チャンネルをセットアップするときに、ネットワーク(基地局)から指定される。乗算器206から得られる送信信号は送信フィルタ207に入力する。

【0024】

各乗算器203におけるチャンネル毎の各振幅値の乗算処理は、チャンネルによりデータレートが異なるので、各チャンネルの状況に応じてうまく電力調整することにより正しく信号が復調、復号できるようにするために実行される。各振幅値は、図1の送信フォーマット決定部201から与えられる。

【0025】

乗算器206におけるスクランプリングコードの乗算処理は、基地局が端末間の分離をするため実行される。この乗算処理では、端末毎に決まっている複素数の系列の乗算が実行される。この場合の乗算値は、IQの複素平面上で、0度、90度、180度、270度の回転に対応する $1, i, -1, -i$ である。(実際の規格上のスクランプリングコードの定義は、 $1+i, -1+i, -1-i, 1-i$ の4種類であるが、IQ平面上の回転は、受信側から見て不定であるため、 $1, i, -1, -i$ として良い。)このスクランプリングコードにより、HPSK(Hybrid Phase Shift Keying)拡散変調方式が実現される。

【0026】

HPSKは、PAPRを抑えるためにWCMA、HSPAで使用されている拡散変調方式で、スクランプリングコードに特徴がある。図3は、HPSKの説明図である。図3に示されるように、偶数チップのときは、スクランプリングコードは、 $1+i, 1-i, -1+i, -1-i$ (0度、90度、180度、270度の回転)の4種類を自由にとることができるが、奇数チップのときは、前チップのスクランプリングコードから90度ずれる2つのパターンからどちらかを選ぶという自由度しか存在しない。これにより、原点付近を通る頻度が抑制されてPAPRの増加が防止される。

【0027】

図2の送信フィルタ207は、前述したようにルートロールオフフィルタであるが、スクランプリングコード乗算後のI成分、Q成分のそれぞれに、ルートロールオフフィルタが適用されることにより、送信信号208が得られる。

【0028】

実施形態では、図2として実現できる図1の変調部106にてコード多重により生成される送信信号208を、演算上で、多重前の信号のI成分、Q成分に分解し、各成分の平均値が予め数値積分によって演算されることにより、CMの計算が実行される。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 9 】

図 2 は、変調部 1 0 6 において 2 コード多重が実行される場合の構成例であるが、変調部 1 0 6 において 3 コード以上のコード多重が実行される場合もある。この場合も、各チャンネル毎に、チャネライゼーションコードの乗算及び振幅値の乗算が実行され、その乗算結果が I 成分、又は Q 成分のどちらかにマッピングされる。

【 0 0 3 0 】

今、CM の演算例として、チャンネル x とチャンネル y がコード多重されている場合を考える。そして、図 2 の乗算器 2 0 6 においてスクランプリングコードが乗算される前に、チャンネル x は I 成分に、チャンネル y は Q 成分にマッピングされているとする。更に、チャンネル x の振幅値を x 、チャンネル y の振幅値を y とする。

10

【 0 0 3 1 】

以上の前提のもとで、図 2 の乗算器 2 0 6 においてスクランプリングコードが乗算された後の送信信号の I 成分、Q 成分の値は、それぞれ以下の数式で示される。

【 0 0 3 2 】

【数 2】

$$I = \beta_x a_{xI} + \beta_y a_{yI}$$

【 0 0 3 3 】

【数 3】

$$Q = \beta_x a_{xQ} + \beta_y a_{yQ}$$

20

ここで、

$$a_{xI}, a_{yI}, a_{xQ}, a_{yQ}$$

30

は、データ (1 または -1) に、拡散コード (チャネライゼーションコードおよびスクランプリングコード) が乗算され、送信フィルタが実行された後に得られる送信信号 2 0 8 中のチャンネル x、y の各 I 成分及び各 Q 成分である。数 2 式及び数 3 式は、図 2 の構成と比べて、振幅値の乗算が最後になっている点が異なっているが、線形演算なので順番が変わっても結果は同じである。この事実を数式で説明すると以下ようになる。図 2 の構成では、図 1 の RF 処理部 1 0 7 へ入力される送信信号 2 0 8 は、次式で示される。

【 0 0 3 4 】

【数 4】

$$\sum_n \omega_n s_n (\beta_x c_{x,n} x_n + i \beta_y c_{y,n} y_n)$$

40

ここで、

$$x_n, y_n$$

は、それぞれチャンネル x、y の n チップ目のデータ、

$$c_{x,n}, c_{y,n}$$

は、それぞれチャネル x, y の n チップ目のチャネライゼーションコード（実数）、 i は虚数単位、

$$s_n$$

は n チップ目のスクランプリングコード（複素数）、

$$\omega_n$$

は n チップ目の送信フィルタのタップ係数である。数 4 式を変形すると、次式が得られる。

【 0 0 3 5 】

【 数 5 】

$$\sum_n \omega_n s_n (\beta_x c_{x,n} x_n + i \beta_y c_{y,n} y_n) = \beta_x \sum_n \omega_n s_n c_{x,n} x_n + i \beta_y \sum_n \omega_n s_n c_{y,n} y_n$$

数 5 式の中で、複素数は s のみである。数 2 式は、

$$\sum_n s_n \omega_n c_{x,n} x_n$$

のうちの、実部を

$$a_{xI}$$

、虚部を

$$a_{xQ}$$

と置くことにより得られる。また、数 3 式は、

$$\sum_n s_n \omega_n c_{y,n} y_n$$

のうちの、実部を

$$a_{yQ}$$

10

20

30

40

50

とおき、虚部を、

$$-a_{yl}$$

と置くことにより得られる。

【 0 0 3 6 】

前述の数 1 式による C M の定義式に着目すると、r m s は 2 乗平均を意味するので、C M 値の算出においては、振幅の 6 乗平均つまり電力の 3 乗平均を求めれば良いことになる。そこで、送信信号 2 0 8 における I 成分の信号を I , Q 成分の信号を Q として表すと、電力の 3 乗は、数 2 式、数 3 式を用いて以下のように記述できる。

【 0 0 3 7 】

【数 6】

$$\begin{aligned} (I^2 + Q^2)^3 &= I^6 + 3I^4Q^2 + 3I^2Q^4 + Q^6 \\ &= (\beta_x a_{xl} + \beta_y a_{yl})^6 + 3(\beta_x a_{xl} + \beta_y a_{yl})^4 (\beta_x a_{xQ} + \beta_y a_{yQ})^2 \\ &\quad + 3(\beta_x a_{xl} + \beta_y a_{yl})^2 (\beta_x a_{xQ} + \beta_y a_{yQ})^4 + (\beta_x a_{xQ} + \beta_y a_{yQ})^6 \end{aligned}$$

10

20

C M 値の算出においては、数 6 式で表される電力の 3 乗の値の時間平均を求めれば良い。時間平均は、加算の前に行われても結果は変わらない。このため、数 6 式における各項の時間平均を求めておいて各時間平均を後で加算すれば、数 6 式全体の時間平均を得ることができる。数 6 式の各項の時間平均は、以下の数 7 式、数 8 式、数 9 式、及び数 1 0 式により計算することができる。ここで、< > は、時間平均演算を表す。

【 0 0 3 8 】

【数 7】

$$\begin{aligned} \langle I^6 \rangle &= \langle (\beta_x a_{xl} + \beta_y a_{yl})^6 \rangle \\ &= \langle \beta_x^6 a_{xl}^6 + 6\beta_x^5 a_{xl}^5 \beta_y a_{yl} + 15\beta_x^4 a_{xl}^4 \beta_y^2 a_{yl}^2 + 20\beta_x^3 a_{xl}^3 \beta_y^3 a_{yl}^3 \\ &\quad + 15\beta_x^2 a_{xl}^2 \beta_y^4 a_{yl}^4 + 6\beta_x a_{xl} \beta_y^5 a_{yl}^5 + \beta_y^6 a_{yl}^6 \rangle \\ &= \langle a_{xl}^6 \rangle \beta_x^6 + 15 \langle a_{xl}^4 a_{yl}^2 \rangle \beta_x^4 \beta_y^2 + 15 \langle a_{xl}^2 a_{yl}^4 \rangle \beta_x^2 \beta_y^4 + \langle a_{yl}^6 \rangle \beta_y^6 \end{aligned}$$

30

【 0 0 3 9 】

【数 8】

$$\begin{aligned} \langle I^4 Q^2 \rangle &= \langle (\beta_x a_{xl} + \beta_y a_{yl})^4 (\beta_x a_{xQ} + \beta_y a_{yQ})^2 \rangle \\ &= \langle (\beta_x^4 a_{xl}^4 + 4\beta_x^3 a_{xl}^3 \beta_y a_{yl} + 6\beta_x^2 a_{xl}^2 \beta_y^2 a_{yl}^2 + 4\beta_x a_{xl} \beta_y^3 a_{yl}^3 + \beta_y^4 a_{yl}^4) \\ &\quad (\beta_x^2 a_{xQ}^2 + 2\beta_x a_{xQ} \beta_y a_{yQ} + \beta_y^2 a_{yQ}^2) \rangle \\ &= \langle a_{xQ}^4 a_{yl}^2 \rangle \beta_x^6 + (6 \langle a_{xl}^2 a_{yl}^2 a_{xQ}^2 \rangle + 8 \langle a_{xl}^3 a_{yl} a_{xQ} a_{yQ} \rangle + \langle a_{xl}^4 a_{yQ}^2 \rangle) \beta_x^4 \beta_y^2 \\ &\quad + (6 \langle a_{xl}^2 a_{yl}^2 a_{yQ}^2 \rangle + 8 \langle a_{xl} a_{yl}^3 a_{xQ} a_{yQ} \rangle + \langle a_{yl}^4 a_{xQ}^2 \rangle) \beta_x^2 \beta_y^4 + \langle a_{yl}^4 a_{yQ}^2 \rangle \beta_y^6 \end{aligned}$$

40

【 0 0 4 0 】

【数 9】

$$\begin{aligned}
\langle I^2 Q^4 \rangle &= \langle (\beta_x a_{xl} + \beta_y a_{yl})^2 (\beta_x a_{xQ} + \beta_y a_{yQ})^4 \rangle \\
&= \langle (\beta_x^2 a_{xl}^2 + 2\beta_x a_{xl} \beta_y a_{yl} + \beta_y^2 a_{yl}^2) \\
&\quad (\beta_x^4 a_{xQ}^4 + 4\beta_x^3 a_{xQ}^3 \beta_y a_{yQ} + 6\beta_x^2 a_{xQ}^2 \beta_y^2 a_{yQ}^2 + 4\beta_x a_{xQ} \beta_y^3 a_{yQ}^3 + \beta_y^4 a_{yQ}^4) \rangle \\
&= \langle a_{xl}^2 a_{xQ}^4 \rangle \beta_x^6 + (6 \langle a_{xl}^2 a_{xQ}^2 a_{yQ}^2 \rangle + 8 \langle a_{xl} a_{yl} a_{xQ}^3 a_{yQ} \rangle + \langle a_{yl}^2 a_{xQ}^4 \rangle) \beta_x^4 \beta_y^2 \\
&\quad + (6 \langle a_{yl}^2 a_{xQ}^2 a_{yQ}^2 \rangle + 8 \langle a_{xl} a_{yl} a_{xQ} a_{yQ}^3 \rangle + \langle a_{xl}^2 a_{yQ}^4 \rangle) \beta_x^2 \beta_y^4 + \langle a_{yl}^2 a_{yQ}^4 \rangle \beta_y^6
\end{aligned}$$

10

【0 0 4 1】

【数 1 0】

$$\begin{aligned}
\langle Q^6 \rangle &= \langle (\beta_x a_{xQ} + \beta_y a_{yQ})^6 \rangle \\
&= \langle \beta_x^6 a_{xQ}^6 + 6\beta_x^5 a_{xQ}^5 \beta_y a_{yQ} + 15\beta_x^4 a_{xQ}^4 \beta_y^2 a_{yQ}^2 + 20\beta_x^3 a_{xQ}^3 \beta_y^3 a_{yQ}^3 \\
&\quad + 15\beta_x^2 a_{xQ}^2 \beta_y^4 a_{yQ}^4 + 6\beta_x a_{xQ} \beta_y^5 a_{yQ}^5 + \beta_y^6 a_{yQ}^6 \rangle \\
&= \langle a_{xQ}^6 \rangle \beta_x^6 + 15 \langle a_{xQ}^4 a_{yQ}^2 \rangle \beta_x^4 \beta_y^2 + 15 \langle a_{xQ}^2 a_{yQ}^4 \rangle \beta_x^2 \beta_y^4 + \langle a_{yQ}^6 \rangle \beta_y^6
\end{aligned}$$

20

数 7 式 ~ 数 1 0 式の途中計算で、

$$a_{xl}, a_{yl}, a_{xQ}, a_{yQ}$$

の奇数次が含まれる項は、 のランダム性から、時間平均をとると 0 になるので、以下の H P S K の制約に当てはまる場合を除いて省いた。H P S K の制約から、< >の中に、

$$a_{xl} a_{yl} a_{xQ} a_{yQ}$$

30

が含まれる場合は、その部分は平均値が 0 にならない。よって、これらの 1 次項が含まれずかつ、

$$a_{xl}, a_{yl}, a_{xQ}, a_{yQ}$$

の奇数次項が含まれる時間平均項のみ、その平均値は 0 であるとして省略される。つまり、H P S K の効果のため、

40

$$a_{xl}, a_{yl}, a_{xQ}, a_{yQ}$$

は、ランダムな値の乗算が行われるにも関わらず完全に独立とはなっていない。ちなみに、これらの影響で、

$$a_{xl}, a_{yl}, a_{xQ}, a_{yQ}$$

が完全に独立である場合に比べ、C M 値は小さくなる。

50

【 0 0 4 2 】

ただし、上述の時間平均が 0 になる項を省略する方法は、数値積分の演算量を減らすため、また、精度を上げるためのものであり、実際の数値積分において、省略を行わずに計算を行っても、十分に長時間の積分を行えば同様の結果が得られる。

【 0 0 4 3 】

CM 値を求めるためには、上記数 7 式～数 1 0 式に従って計算を行えば良いことになる。即ち、時間平均項< >を予め計算しておけば、図 1 の送信フォーマット決定部 1 0 1 から図 2 の各乗算器 2 0 2 0 3 に与えられる各振幅値のべき乗、即ち、

$$\beta_x^6, \beta_x^4 \beta_y^2, \beta_x^2 \beta_y^4, \beta_y^6$$

10

と予め計算された定数である時間平均項< >との乗算、及び各乗算結果の加算によって、CM 値が計算できることになる。

そこで問題は、時間平均項< >の中身を計算することであるが、具体的には、数 5 式の右辺の演算式に従って、以下のようにして算出される。なお、以下の計算は、工場出荷時等の事前計算として実行される。

【 0 0 4 4 】

まず、各チャンネル x , y のデータ値が、乱数を発生させて定められる。データ値は 1 又は - 1 である。

20

次に、図 1 の送信フォーマット決定部 1 0 1 で決定される送信フォーマットに応じて、各チャンネル毎に、上述の各データ値に各チャネライゼーションコードが乗算される。各チャネライゼーションコードとしては、H P S K の規格に基づいて送信フォーマット毎に定められているコードが用いられる。

【 0 0 4 5 】

次に、上記各チャネライゼーションコードの乗算結果が、I 成分または Q 成分にマッピングされる。どのチャンネルがどちらにマッピングされるかは、規格により定められている。

【 0 0 4 6 】

次に、マッピング結果にスクランプリングコードが乗算される。スクランプリングコードは、割り当てられたデータを複素平面上で、0 度、9 0 度、1 8 0 度、2 7 0 度回転する処理に相当する。上記で述べた H P S K の制約により、偶数チップのスクランプリングコードは前チップから + 9 0 度または、- 9 0 度の 2 種類に自由度が減る。そこで、乱数により、偶数チップのときは 0 , 9 0 , 1 8 0 , 2 7 0 度の 4 パターンが生成され、奇数チップのときは、2 パターンが生成される。これにより、スクランプリングコードの乗算が実現される。

30

【 0 0 4 7 】

このようにして生成された各チップのデータに、ルートロールオフフィルタが実行される。ここで、このフィルタ処理により、十分なめらかな波形が生成できるように例えば 4 倍のオーバーサンプリングが行われる。

40

【 0 0 4 8 】

そして、このようにして生成されたデータ列に対して、十分長時間にわたり平均値が求められることにより数 7 式～数 1 0 式の各時間平均項< >の値が算出される。

以上のようにして得られた数 7 式～数 1 0 式の各時間平均項< >の値は、計算結果をメモリに蓄えておくことにより、毎回計算する必要がない。図 1 の送信フォーマット決定部 1 0 1 にて決定される送信フォーマットの数値は、規格により限られているため、このような構成をとってもメモリ容量はそれほど大きくはならない。

【 0 0 4 9 】

以上の時間平均項の事前計算処理に基づいて、図 1 のキュービクメトリック算出部 1 0 2 は、図 4 に示される非常に簡単な回路で実現することができる。

50

図4において、係数メモリ402には、上述の処理により事前計算された数7式～数10式の各時間平均項<>の値が送信フォーマット毎に記憶される。

【0050】

キュービックメトリック演算部401は、図1の送信フォーマット決定部101から与えられる送信フォーマット及び各チャネル送信信号の振幅値を入力する。

次に、キュービックメトリック演算部401は、与えられた送信フォーマットに対応する数7式～数10式の各時間平均項<>の値を係数メモリ402から読み出す。

【0051】

また、キュービックメトリック演算部401は、与えられた振幅値のべき乗項を計算する。前述のx, y 2チャネルの例では、下記の4種類のべき乗項を計算する。

$$\beta_x^6, \beta_x^4 \beta_y^2, \beta_x^2 \beta_y^4, \beta_y^6$$

【0052】

そして、キュービックメトリック演算部401は、上記各べき乗項の値と、係数メモリ402から読み出した各時間平均項<>の値とに基づいて、前述の数7式～数10式を演算し、その演算結果を用いて前述の数1式に基づいてCM値を算出する。

【0053】

以上の説明は、図2のチャネル送信信号201が2チャネルの場合の例であったが、多重数が更に増加した場合でも、上記と同様の考え方でCM値を計算可能である。

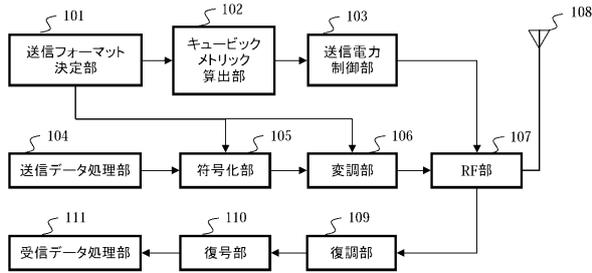
送信波形が生成される過程で、生成処理の直前まで決まらないのは各チャネル送信信号の振幅値のみであり、チャネライゼーションコード、スクランプリングコード、I/Qマッピング、送信フィルタ等は事前に分かっている。即ち、振幅値は送信信号の送信電力に依存する変調パラメータであり、チャネライゼーションコード、スクランプリングコード、I/Qマッピング、送信フィルタ等は送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータ群である。また、送信波形の生成演算は、全て線形演算なので、各演算項の順番を入れ替えても演算結果は変わらない。上述した実施形態では、以上の事実に着目し、まず、各チャネルのデータを乱数とみなして、事前に、この乱数値に対して、チャネライゼーションコード、スクランプリングコード、I/Qマッピング、送信フィルタの演算処理が実行される。即ち、送信信号の送信電力に依存しない変調パラメータのみを含む時間平均項の値が事前に計算される。そして、各演算結果が係数メモリ402に記憶される。実際の送信処理時には、各チャネル送信信号の振幅値のべき乗項、即ち送信電力依存項の演算のみがリアルタイムで実行され、その演算結果が係数メモリ402に記憶されている時間平均項と積和演算されることにより、CM値が算出される。このようにして、本実施形態では、CM値の演算量を大幅に削減することが可能となる。

10

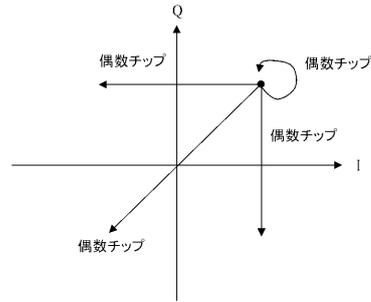
20

30

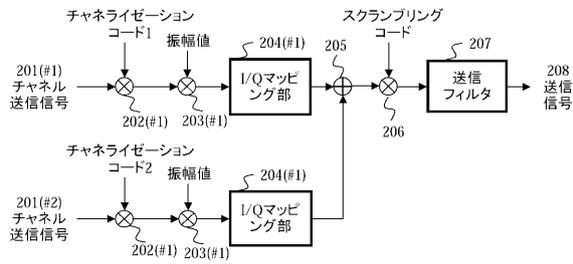
【図1】



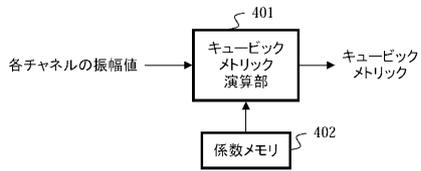
【図3】



【図2】



【図4】



フロントページの続き

(72)発明者 清水 昌彦

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

審査官 岡 裕之

(56)参考文献 国際公開第2008/123148(WO, A1)

国際公開第2008/102829(WO, A1)

ZTE, RITT, Correction on PRACH Sequence Ordering Table, 3GPP R1-081044, 2008年
2月15日

Motorola, Implementation Aspects of 16-QAM for HSPA Uplink, 3GPP R1-062469, 2006
年10月13日

3GPP TS 25.101 V.8.1.0, 3GPP, 2007年12月, p.18

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 13/00

H04W 52/18