

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3981656号
(P3981656)

(45) 発行日 平成19年9月26日(2007.9.26)

(24) 登録日 平成19年7月6日(2007.7.6)

(51) Int. Cl.	F I				
HO4B	7/10	(2006.01)	HO4B	7/10	A
HO1Q	3/26	(2006.01)	HO1Q	3/26	Z
HO4B	7/08	(2006.01)	HO4B	7/08	D
HO4B	7/26	(2006.01)	HO4B	7/26	B
			HO4B	7/26	D

請求項の数 2 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2003-315631 (P2003-315631)	(73) 特許権者	393031586
(22) 出願日	平成15年9月8日(2003.9.8)		株式会社国際電気通信基礎技術研究所
(65) 公開番号	特開2005-86430 (P2005-86430A)		京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
(43) 公開日	平成17年3月31日(2005.3.31)	(74) 代理人	100098280
審査請求日	平成17年4月21日(2005.4.21)		弁理士 石野 正弘
(出願人による申告)平成15年度通信・放送機構、研究テーマ「自律分散型無線ネットワークの研究開発」に関する委託研究、産業活力再生特別措置法第30条の適用を受ける特許出願		(72) 発明者	青野 智之
			京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
		(72) 発明者	株式会社国際電気通信基礎技術研究所内
		(72) 発明者	トーマス・フンツィカー
			京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
		(72) 発明者	株式会社国際電気通信基礎技術研究所内
		(72) 発明者	大平 孝
			京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
			株式会社国際電気通信基礎技術研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アレーアンテナの制御方法及び制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信され、所定の符号化法によりインターリーブ符号化された符号化ビットを含む複数の受信信号に基づいて、所望波信号の方向に主ビームを形成するように適応制御するアレーアンテナの制御方法において、

送信局から受信局までのチャンネル伝送路の伝達関数 h を測定する第1のステップと、

上記受信された各受信信号 y_1 のシンボル s_1 を検出し、所定の適応制御法を用いて所望波信号の方向に主ビームを形成するように適応制御するためのウェイト w_1 を計算し、計算されたウェイト w_1 と上記各受信信号のシンボル s_1 とから合成信号 z_1 を計算する第2のステップと、

上記計算された合成信号 z_1 を復調することにより符号化ビットの確率 $P_r [b_1^{(i)} | z_1]$ を計算した後、上記符号化ビットをデインターリーブし、上記計算された符号化ビットの確率 $P_r [b_1^{(i)} | z_1]$ をMAP復号化法を用いて最大事後確率であるAPP値を有する符号化ビット及び情報ビットを計算する第3のステップと、

上記計算されたAPP値に基づいて情報ビットを選択的に識別して復号化する第4のステップと、

上記計算された符号化ビットに対するAPP値付きの符号化ビットを再度インターリーブし、上記インターリーブされた符号化ビットにおいてシンボル s_1 毎にAPP値 $P_r [s_{d1} | z_1]$ を計算した後、当該計算したAPP値 $P_r [s_{d1} | z_1]$ に基づいてシンボル s_{c1} を再構成し、当該再構成したシンボル s_{c1} に対して上記チャンネル伝送路

の伝達関数 h を乗算し、シンボル毎に、上記受信された各受信信号 y_1 から上記乗算結果を減算してなる減算結果である各受信信号に基づき上記適応制御するためのウェイト w_1 を計算して上記第 1 と第 2 と第 3 のステップを反復して実行する第 5 のステップとを含むことを特徴とするアレーアンテナの制御方法。

【請求項 2】

複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信され、所定の符号化法によりインターリーブ符号化された符号化ビットを含む複数の受信信号に基づいて、所望波信号の方向に主ビームを形成するように適応制御するアレーアンテナの制御装置において、

送信局から受信局までのチャンネル伝送路の伝達関数 h を測定する第 1 の制御手段と、
上記受信された各受信信号 y_1 のシンボル s_1 を検出し、所定の適応制御法を用いて所望波信号の方向に主ビームを形成するように適応制御するためのウェイト w_1 を計算し、
計算されたウェイト w_1 と上記各受信信号のシンボル s_1 とから合成信号 z_1 を計算する第 2 の制御手段と、

上記計算された合成信号 z_1 を復調することにより符号化ビットの確率 $P_r [b_1^{(i)} | z_1]$ を計算した後、上記符号化ビットをデインターリーブし、上記計算された符号化ビットの確率 $P_r [b_1^{(i)} | z_1]$ を MAP 復号化法を用いて最大事後確率である APP 値を有する符号化ビット及び情報ビットを計算する第 3 の制御手段と、

上記計算された APP 値に基づいて情報ビットを選択的に識別して復号化する第 4 の制御手段と、

上記計算された符号化ビットに対する APP 値付きの符号化ビットを再度インターリーブし、上記インターリーブされた符号化ビットにおいてシンボル s_1 毎に APP 値 $P_r [s_{d1} | z_1]$ を計算した後、当該計算した APP 値 $P_r [s_{d1} | z_1]$ に基づいてシンボル s_{c1} を再構成し、当該再構成したシンボル s_{c1} に対して上記チャンネル伝送路の伝達関数 h を乗算し、シンボル毎に、上記受信された各受信信号 y_1 から上記乗算結果を減算してなる減算結果である各受信信号に基づき上記適応制御するためのウェイト w_1 を計算して上記第 1 と第 2 と第 3 の制御手段の処理を反復して実行する第 5 の制御手段とを備えたことを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナの制御方法及び制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

アレーアンテナ装置は、無線ネットワークの容量を実質的に増大させる一手段である。望ましくない同一チャンネル干渉 (Co-Channel Interference (CCI)) の抑圧、すなわち、アレーアンテナ装置の各アンテナ素子からの受信信号に対する適正な重みづけと結合は、空間チャンネルの再使用を拡大させる 1 つの手法である。干渉波信号の空間的なシグネチャ (伝送路特性) が先験的に既知でなければ、サンプルマトリックスインバージョン (Sample Matrix Inversion) 法 (以下、SMI 法という。) を用いてビーム形成をアダプティブに実行することができる (非特許文献 1 参照。)。しかしながらこれは、干渉プラス雑音の共分散行列をそのまま利用できる理論上のケースに比べて、干渉抑圧の性能を低下させる。性能の低下はもちろん、サンプルのサポート (信号処理対象のサンプル数) に依存するが、サンプルにおける望ましい信号が完全に既知であるかどうかにも依存する (非特許文献 2 参照。)

【0003】

非特許文献 2 及び 3 は、既知のトレーニングデータを含む所望波信号の空間的な伝送路特性の不整合に対して頑強 (ロバスト) であるビーム形成器を提案している。また、非特許文献 4 において開示された技術は、初期の一時的な (仮説の) ビット検出を使用して複数の信号の空間的な伝送路特性及び未知のデータの双方を反復的に回復し、これにより、

ビーム形成を実質的に向上させる。同一チャンネル干渉抑圧のための適応制御型ビーム形成は、将来の分散型アドホックネットワークに関連して特に注目されている。

【 0 0 0 4 】

【非特許文献 1】 I. S. Reed et al., "Rapid convergence rate in adaptive arrays", IEEE Transactions on Aerospace Electronics System, vol. 10, pp. 853-863, November 1974.

【非特許文献 2】 D. D. Feldman et al., "A projection approach for robust adaptive beamforming", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 42, pp. 867-876, April 1994.

【非特許文献 3】 S. A. Vorobyov et al., "Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization: A solution to the signal mismatch problem", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 51, pp. 313-324, February 2003. 10

【非特許文献 4】 A. L. Swindlehurst et al., "Analysis of a decision directed beamformer", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 43, pp. 2920-2927, December 1995.

【非特許文献 5】 S. Benedetto et al., "A soft-input soft-output APP module for iterative decoding of concatenated codes", IEEE Communication Letters, vol. 1, pp. 22-24, January 1997.

【非特許文献 6】 G. Caire et al., "Bit-interleaved coded modulation", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, pp. 927-946, May 1998. 20

【非特許文献 7】 D. G. Manolakis et al., "Statistical and Adaptive Signal Processing --- Spectral Estimation, Signal Modeling, Adaptive Filtering and Array Processing ---", McGraw-Hill Higher Education, Published by McGraw-Hill Companies, Inc., 2000.

【非特許文献 8】 L. R. Bahl et al., "Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 20. no. 2, March 1974.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 5 】

しかしながら、無線端末装置が互いに協調性なく無線通信すれば、近傍の多くの干渉源からのバーストが所望波信号と部分的にオーバーラップする可能性があり、よって受信機には、非定常な同一チャンネル干渉に対処する能力がなければならない。さらに、受信される信号の中には、同一チャンネル干渉により他の部分よりも格段にひどく歪む可能性のある部分もある。従って、協調性のないチャンネルアクセスによるバースト指向性無線ネットワークのための反復性無線受信機の構築が期待されている。

【 0 0 0 6 】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、従来技術に比較して少量の信号処理対象のサンプル数で実現でき、それ故、高速に変化する C C I 環境に対応することができ、所望波信号に対して主ビームを向けるように適応制御することができるアレーアンテナの制御方法及び制御装置を提供することにある。 40

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

第 1 の発明に係るアレーアンテナの制御方法は、複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信され、所定の符号化法によりインターリーブ符号化された符号化ビットを含む複数の受信信号に基づいて、所望波信号の方向に主ビームを形成するように適応制御するアレーアンテナの制御方法において、

送信局から受信局までのチャンネル伝送路の伝達関数 h を測定する第 1 のステップと、

上記受信された各受信信号 y_1 のシンボル s_1 を検出し、所定の適応制御法を用いて所望波信号の方向に主ビームを形成するように適応制御するためのウェイト w_1 を計算し、 50

計算されたウェイト w_1 と上記各受信信号のシンボル s_1 とから合成信号 z_1 を計算する第2のステップと、

上記計算された合成信号 z_1 を復調することにより符号化ビットの確率 $Pr[b_1^{(i)} | z_1]$ を計算した後、上記符号化ビットをデインターリーブし、上記計算された符号化ビットの確率 $Pr[b_1^{(i)} | z_1]$ をMAP復号化法を用いて最大事後確率であるAPP値を有する符号化ビット及び情報ビットを計算する第3のステップと、

上記計算されたAPP値に基づいて情報ビットを選択的に識別して復号化する第4のステップと、

上記計算された符号化ビットに対するAPP値付きの符号化ビットを再度インターリーブし、上記インターリーブされた符号化ビットにおいてシンボル s_1 毎にAPP値 $Pr[s_{d1} | z_1]$ を計算した後、当該計算したAPP値 $Pr[s_{d1} | z_1]$ に基づいてシンボル s_{c1} を再構成し、当該再構成したシンボル s_{c1} に対して上記チャンネル伝送路の伝達関数 h を乗算し、シンボル毎に、上記受信された各受信信号 y_1 から上記乗算結果を減算してなる減算結果である各受信信号に基づき上記適応制御するためのウェイト w_1 を計算して上記第1と第2と第3のステップを反復して実行する第5のステップとを含むことを特徴とする。

10

【0008】

第2の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信され、所定の符号化法によりインターリーブ符号化された符号化ビットを含む複数の受信信号に基づいて、所望波信号の方向に主ビームを形成するように適応制御するアレーアンテナの制御装置において、

20

送信局から受信局までのチャンネル伝送路の伝達関数 h を測定する第1の制御手段と、

上記受信された各受信信号 y_1 のシンボル s_1 を検出し、所定の適応制御法を用いて所望波信号の方向に主ビームを形成するように適応制御するためのウェイト w_1 を計算し、計算されたウェイト w_1 と上記各受信信号のシンボル s_1 とから合成信号 z_1 を計算する第2の制御手段と、

上記計算された合成信号 z_1 を復調することにより符号化ビットの確率 $Pr[b_1^{(i)} | z_1]$ を計算した後、上記符号化ビットをデインターリーブし、上記計算された符号化ビットの確率 $Pr[b_1^{(i)} | z_1]$ をMAP復号化法を用いて最大事後確率であるAPP値を有する符号化ビット及び情報ビットを計算する第3の制御手段と、

30

上記計算されたAPP値に基づいて情報ビットを選択的に識別して復号化する第4の制御手段と、

上記計算された符号化ビットに対するAPP値付きの符号化ビットを再度インターリーブし、上記インターリーブされた符号化ビットにおいてシンボル s_1 毎にAPP値 $Pr[s_{d1} | z_1]$ を計算した後、当該計算したAPP値 $Pr[s_{d1} | z_1]$ に基づいてシンボル s_{c1} を再構成し、当該再構成したシンボル s_{c1} に対して上記チャンネル伝送路の伝達関数 h を乗算し、シンボル毎に、上記受信された各受信信号 y_1 から上記乗算結果を減算してなる減算結果である各受信信号に基づき上記適応制御するためのウェイト w_1 を計算して上記第1と第2と第3の制御手段の処理を反復して実行する第5の制御手段とを備えたことを特徴とする。

40

【発明の効果】

【0009】

従って、本発明によれば、再計算したAPP値 $Pr[s_{d1} | z_1]$ に基づいてシンボル s_{c1} を再構成し、当該再構成したシンボル s_{c1} に対して上記チャンネル伝送路の伝達関数 h を乗算し、シンボル毎に、上記受信された各受信信号 y_1 から上記乗算結果を減算してなる減算結果である各受信信号に基づき上記適応制御するためのウェイト w_1 を計算して上記第1と第2と第3の制御手段を反復して実行するので、従来技術に比較して少量の信号処理対象のサンプル数で実現でき、それ故、高速に変化するCCI環境に対応することができ、高速でかつ高精度で所望波信号に対して主ビームを向けるように適応制御することができる。

50

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

以下、本発明に係る実施形態について図面を参照して説明する。

【0011】

図1は本発明に係る実施形態であるアレーアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。本実施形態に係るアレーアンテナの制御装置は、誤り訂正にターボ符号を使用した場合に用いる最大事後確率復号化法(Maximum A Priori Probability Decoding: 以下、MAP復号化法という。例えば、非特許文献5参照。)を、アレーアンテナ装置を用いた適応ビーム形成機能に応用することを特徴としている。無線通信システムにおいて、あらゆるバースト無線信号は、所望波の無線信号の空間的なシグネチャ(伝送路特性)推定のためのプリアンブルを含むことが仮定され、これに符号化されたデータが続く。ビーム形成は、急速に変化する同一チャンネル干渉状況に対処するために、バースト信号の一部を含むデータを用いてスライドする比較的小さなウィンドウ内で例えばSMI法を用いて実行される。さらに、ターボ復号器で通常使用されるような最大事後確率モジュール(非特許文献5参照。)からの所望波信号に関する情報により、ビーム形成の同一チャンネル干渉抑圧性能を、反復回数を増大させることにより向上させることを以下に示す。

10

【0012】

本実施形態では、狭帯域送信の無線通信システムに限定して検討するが、下記に示す提案するビーム形成方法は、広帯域OFDM(直交周波数分割多重通信)方式のあらゆるサブチャンネルに同様に使用可能である。バースト信号はすべて、プリアンブルと符号化されたL個のデータシンボルを有するデータセグメントとを備えている。プリアンブルは、N本のアンテナ素子 $20-1$ 乃至 $20-N$ におけるベースバンド信号のチャンネル利得及び位相シフトを含む複素数値化された $N \times 1$ のベクトルであるチャンネル伝送路の伝達関数 h の完全な同期及び推定を見込むものであるものとする。所望波信号の空間的な伝送路特性の伝達関数 h は一定であるが、同一チャンネル干渉の量はバースト受信の間に変わる可能性がある。

20

【0013】

以下、図1を参照して、本実施形態に係るアレーアンテナ装置の構成及び信号処理について詳細に説明する。

【0014】

図1において、複数N個のアンテナ素子 $20-1$ 乃至 $20-N$ からなるアレーアンテナ装置100により受信された各無線信号はそれぞれフロントエンド回路1-1乃至1-Nに入力され、高周波増幅、低域周波数変換、中間周波増幅などを施し、これらの処理後のN個のアナログ信号はそれぞれA/D変換器2-1乃至2-Nによりデジタル信号にA/D変換された後、バースト同期化部3に入力される。次いで、バースト同期化部3は、データの前段に設けられたプリアンブルに基づいて受信したN個の信号を同期化して出力する。

30

【0015】

本実施形態においては、情報ビットの変調方式として、16値QAMを用いているが、これに限らず、他の値のM値QAM、BPSK、QPSK、各種PSKなどの変調方式を用いることができる。また、符号化方法としては、線形畳み込み符号を用いる。ここで、例えば、非特許文献6において開示されているビット・インターリーブされた符号化変調方式を用いることができる。さらに、バースト信号は、バースト同期化とチャンネル評価(伝達関数 h の測定)のためのプリアンブルと、それに続くデータシンボルとを含むように構成されている。

40

【0016】

ここで、これら処理部によるベースバンドへの変換及びシンボルレートでのサンプリングの後のバーストのデータセグメントに関するN次元アレーの出力信号(バースト同期化部からの出力信号)の($1 \times N$ の)信号ベクトル y_1 は、次式で表される。なお、当該明細書において、数式がイメージ入力された墨付き括弧の数番号と、数式が文字入力された

50

大括弧の数式番号とを混在して用いており、また、当該明細書での一連の数式番号として「式(1)」の形式を用いて数式番号を式の最後部に付与して(付与していない数式も存在する)用いることとする。

【0017】

【数1】

$$y_l = s_l h + \sum_{p=1}^P I f_{[a_p, b_p]}(l) q_p l g_p + v_l, \quad l=1, 2, \dots, L, \quad (1)$$

【0018】

ここで、式(1)の右辺第1項の s_1, s_2, \dots, s_L は受信信号のデータシンボルを示し、 h は所望波信号の空間的な伝送路特性の伝達関数ベクトルであり、当該伝達関数ベクトル h は、送信局からの所定の周波数特性がフラットな帯域信号で変調された無線信号を各アンテナ素子 $20-1$ 乃至 $20-N$ により受信してそれらの各無線信号のベースバンド信号の周波数特性を解析することによりベクトルチャンネル検出部4により予め測定可能なパラメータベクトル($1 \times N$)であり、当該伝達関数ベクトル h は、受信信号の信号ベクトル y_1 とともに信号メモリ5に格納されるとともに、信号ベクトル構成部6及び適応制御ビーム形成器7に出力される。

10

【0019】

また、式(1)の右辺第2項の線形和は同一チャンネル干渉をモデリングしたものであり、ベクトル v_1 は熱雑音の項を示している。 L 個のデータシンボル s_1, s_2, \dots, s_L は、所定の M 値直交振幅変調(M 値 QAM)信号の集合に属しており、すなわち、 s_l ($l=1, 2, \dots, L$)である。同一チャンネル干渉は、近傍の P 個の送信端末装置から発生し、 P 個の干渉波信号はそれぞれ追加的な雑音信号であるものとする。詳しくは、 $I f_{[a_p, b_p]}(l)$ は 1 [a, b]であれば 1 を返し、それ以外は 0 を返す特性関数を示し、 $a_p, b_p \in \{1, 2, \dots, L\}$ は、 p 番目の干渉波信号が所望波信号と衝突する時間間隔を定義している。さらに、 $\{q_p, l\}$ は、平均値が 0 で分散が I である互いに独立な複素ガウス確率変数であり、ベクトル g_1, g_2, \dots, g_p は、所望波信号の場合の伝達関数 h に類似した P 個の干渉波信号に対する無線受信機のチャンネルを表す。最後に、 v_1 は、同一チャンネル干渉とは独立でありかつ共分散行列 I_N に從属する平均値が 0 である複素ガウス確率ベクトルである。ここで、

20

【数式1】

$$I_N^{-2} > 0$$

であり、 I_N は $N \times N$ の単位行列を示す。

30

【0020】

非定常な同一チャンネル干渉に対処するため、詳細後述する信号ベクトル構成部6に続く適応制御ビーム形成器7において実行されるビーム形成はあらゆるシンボルについて個々に遂行される。1番目のシンボルに注目すると、その干渉プラス雑音共分散行列を次式で表すことができる。

【0021】

【数2】

$$R_l = \sum_{p=1}^P I f_{[a_p, b_p]}(l) \sigma_l^2 g_p g_p^\dagger + \sigma_N^2 I_N \quad (2)$$

40

【0022】

ここで、上付きの \dagger は行列の共役転置を示す。さらに、データシンボルを、平均値ゼロでかつ当該分散 $I_N^{-2} > 0$ の確率変数でありかつ同一チャンネル干渉及び雑音に独立であるものとする、信号ベクトル y_1 全体の共分散行列 R_{c1} は、次式で表される。

【0023】

50

[数式 2]

$$R_{c1} = \sigma_b^2 h h^\dagger + R_1 \quad (3)$$

【 0 0 2 4 】

共分散行列 R_{c1} (又は R_1) が完全に既知である理想的な場合においては、次式のウェイトベクトル w_1 は、拘束条件

[数式 3]

$$w_1^\dagger h = 1$$

のもとでの線形結合された合成信号

[数式 4]

$$z_1 = w_1^\dagger y_1$$

における信号対干渉プラス雑音比 (S I N R) を最大化する。

【 0 0 2 5 】

【 数 3 】

$$w_l = \frac{R_{c_l}^{-1} h}{h^\dagger R_{c_l}^{-1} h} = \frac{R_l^{-1} h}{h^\dagger R_l^{-1} h} \quad (4)$$

【 0 0 2 6 】

共分散行列 R_{c1} が直接に利用できないときに公知の S M I 技術 (例えば、非特許文献 7 参照。) を一般に用いることができ、スナップショット数にわたる平均化及び次式のウェイトベクトル w_{d1} を適用することにより、サンプルの共分散行列 R_{d1} を得ることができる。

【 0 0 2 7 】

【 数 4 】

$$w_{d_l} = \frac{R_{d_l}^{-1} h}{h^\dagger R_{d_l}^{-1} h} \quad (5)$$

【 0 0 2 8 】

ここで、各ウェイトベクトル w_{d1} に対して、時間的に最も近い K 個のスナップショットから、共分散行列 R_{d1} は、次式に従って計算される。

【 0 0 2 9 】

【 数 5 】

$$R_{d_l} = \begin{cases} K^{-1} \sum_{i=1}^{2D+1} Y_i; & l \in \{1, \dots, D\} \\ K^{-1} \sum_{i=l-D}^{l+D} Y_i & l \in \{1+D, \dots, L-D\} \\ K^{-1} \sum_{i=L-2D}^L Y_i & l \in \{L-D+1, \dots, L\} \end{cases} \quad (6)$$

【 0 0 3 0 】

ここで、

[数式 5]

$$K = 1 + 2D$$

であり、

[数式 6]

$$Y_i = y_i y_i^\dagger$$

である。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 1 】

すなわち、処理対象のシンボルを中心として所定のサンプルポイント数 $2D$ のスライドするウィンドウを用いて適応制御処理する公知の SMI 方法（例えば、非特許文献 7 参照。）を使用して Y_1 と、時間的に最近の $2D$ 個のサンプルポイントで（すなわち、サンプルポイント数 $2D$ のウィンドウにおいて）求めたスナップショットとを平均する。なお、実際の実装では、QR 因数分解により $\{y_i\}$ から $R d_1^{-1}$ を直接的に計算する計算効率の良い方法を使用することができる。

【 0 0 3 2 】

ここで、サンプルポイント数 D の選定に際してはトレードオフがある。すなわち、サンプルサポート（信号処理対象のサンプル数）が少なすぎると推定誤差は極めて大きくなり、反対にサンプルポイント数 D が多すぎるとサンプル共分散行列は SMI ウィンドウ内の共分散行列 R_1 の時間分散によって劣化する。近くのサンプルに平均以上のウェイトを与えるような高度なウィンドウ関数があれば効果的であると思われるが、ここでは単純化のために考慮しない。

【 0 0 3 3 】

非特許文献 2 において開示されるように、サンプル $\{Y_i\}$ における未知の所望波信号の存在は、SMI ビーム形成器の性能を劇的に低下させる可能性がある。この点を考慮して、本発明者らは、図 1 に図示したようなビーム形成及び復号の反復手順を考案している。反復性受信機の目的は、初回の復号試行から得た所望波信号に関する情報を利用して第 2 のサイクルにおけるビーム形成を向上させ、結果が改善される間はできる限りこの反復を継続することにある。APP 演算モジュール（非特許文献 5 及び 8 参照。）はこの目的のために使用され、 s_1, s_2, \dots, s_L に含まれる情報ビット及び復号ビットの双方の APP 値を計算する。符号化されたデータビットの送信機能側のインターリーブ及び無線受信機能におけるビット復調の計算後の対応するデインターリーブ処理は、APP 演算モジュールの入力の少量の情報コンテンツによりビット復調の累積を回避する。情報ビットの APP 値は最大事後確率 (MAP) 復号化を促進し、一方で符号化されたビットの APP 値は再度インターリーブされかつビーム形成器 7 で使用され、式 (6) の計算前に個々の受信信号 y_1, y_2, \dots, y_L から高確率のデータシンボルが連続して出力される。詳しくは、式 (6) では第 2 の反復から得られるような

【 0 0 3 4 】

[数式 7]

$$Y_i = (y_i - s c_i h) (y_i - s c_i h)^{\dagger}$$

を使用して、次式のシンボルが選定される。

【 0 0 3 5 】

【 数 6 】

$$s c_i = \begin{cases} (1-\eta)^{-1} (\Pr[s d_i | \{z_l\}] - \eta) s d_i, & \Pr[s d_i | \{z_l\}] > \eta \\ 0, & \Pr[s d_i | \{z_l\}] \leq \eta \end{cases} \quad (7)$$

【 0 0 3 6 】

ここで、 $0 < \eta < 1$ であり、 $\Pr[s_i | z_1]$ はシンボル s_i の APP 値を示し、また、 $s d_i$ は次式で表される。

【 0 0 3 7 】

【 数 7 】

$$s d_i = \arg \max_{s_j \in \Omega} \Pr[s_j | \{z_l\}]$$

【 0 0 3 8 】

この方法では、対応するデータシンボルの APP 値が所定のしきい値 η を超えて初めてサンプルから信号部分が出力される。

【 0 0 3 9 】

10

20

30

40

50

図 1 に戻り、図 1 の装置の処理について説明すると、信号ベクトル構成部 6 は、所望波シンボルの再構成部 15 により再構成されたシンボル s_1 が生成されていないとき（反復回数 = 0 の初期状態）は、シンボルインデックス l 毎に、信号メモリ 5 から信号ベクトル y_1 を読み出して適応制御ビーム形成器 7 に出力する。一方、所望波シンボルの再構成部 15 により再構成されたシンボル s_1 が生成されているとき（反復回数 = 1 の初期状態）は、シンボルインデックス l 毎に、信号メモリ 5 から信号ベクトル y_1 を読み出し、次式を用いて信号ベクトル y_i を再構成し、再構成後の信号ベクトル y_i を適応制御ビーム形成器 7 に出力する。

【 0 0 4 0 】

[数式 8]

$$y_i = y_1 - s c_i h, i = 1, 2, \dots, L$$

【 0 0 4 1 】

次いで、適応制御ビーム形成器 7 は、摺動するウィンドウを用いた S M I 法を用いて適応制御の主ビームを形成し、具体的には、上記式 (5) 及び式 (6) を用いてウェイトベクトル w_1 を演算して信号ベクトル y_1 とともに信号合成部 8 に出力する。そして、信号合成部 8 は、上述の次式：

[数式 9]

$$z_1 = w_1^{\dagger} y_1$$

の合成演算を実行して合成信号 z_1 をビット復調部 9 に出力する。

【 0 0 4 2 】

ビット復調部 9 は、入力された合成信号 z_1 に対して、例えば 16 値 Q A M の復調処理を実行することにより、符号化ビットに対する確率 $P_r [b_1^{(i)} | z_1]$ 付きの符号化ビットをデインターリーブ処理部 10 に出力する。ここで、 $b_1^{(i)}$ はシンボル s_1 に含まれる i 番目の符号化ビットを示し、例えば 16 値 Q A M では、各シンボル毎に 4 ビットの符号化ビットが含まれる。次いで、デインターリーブ処理部 10 は、入力される確率付き符号化ビット列に対して所定のデインターリーブ処理（マッピング処理の逆の処理であるデマッピング処理ともいう。例えば、非特許文献 6 参照。）を実行し、処理後の確率付き符号化ビット列を A P P 演算モジュールである A P P 値計算部 11 に出力する。さらに、A P P 値計算部 11 は、入力される確率付き符号化ビット列に対して非特許文献 5 及び 8 に開示された事後確率値（A P P 値；所定の符号化方法により推定される事後確率値をいう。）を計算して情報ビットを求め、符号化ビットに対する A P P 値 $P_r [b_1^{(i)} | z_1]$ を再インターリーブ処理部 13 に出力するとともに、情報ビットに対する A P P 値を情報ビットとともに情報ビット復号部 12 に出力する。

【 0 0 4 3 】

なお、A P P 値計算部 11 に対して確率 $P_r [b_1^{(i)} | z_1]$ を供給することは、非特許文献 6 における式 (7) を用いて計算される確率 $P_r [z_1 | b_1^{(i)}]$ を供給することと等価である。

【 0 0 4 4 】

再インターリーブ処理部 13 は、入力される A P P 値付き符号化ビットをデインターリーブ処理部 10 とは逆のインターリーブ処理を実行して A P P 値再計算部 14 に出力し、次いで、A P P 値再計算部 14 は、再インターリーブ処理後の符号化ビットに対してシンボル s_1 毎に再度 A P P 値 $P_r [s_1 | z_1]$ を計算し、再計算した A P P 値付きの符号化ビットを所望波シンボルの再構成部 15 に出力する。さらに、所望波シンボルの再構成部 15 は、入力された再計算した A P P 値付きの符号化ビットに基づいて、所望波信号のシンボルを上記式 (7) を用いて再構成し、再構成されたシンボル s_d_1 を信号ベクトル構成部 6 に出力する。

【 0 0 4 5 】

さらに、情報ビット復号部 12 は、入力される情報ビットに対する A P P 値に基づいて、A P P 値が 0.5 を超えるときは情報ビットを 1 にセットする一方、A P P 値が 0.5 以下であるときは情報ビットを 0 にセットすることで情報ビットを選択的に識別して復号

10

20

30

40

50

化して、復号化された情報ビットを含むベースバンド信号を出力する。

【0046】

ここで、図1における、APP値計算部11から再インターリーブ処理部13、APP値再計算部14及び所望波シンボル再構成部15を介して信号ベクトル構成部6に至るフィードバックを少なくとも1回以上反復して実行することにより、信号ベクトル構成部6による信号ベクトルの再構成処理により得られる信号ベクトルにおける符号化ビットの誤り率を大幅に改善することができ、詳細後述するように、SINRを大幅に改善することができる。

【0047】

次いで、図1の装置におけるSINRについての検討結果を以下に示す。ここで、データシンボルをランダム変数として見たときの分散 b^2 は、以下の分析検討用に互いに独立な平均値ゼロの複素ガウス分布であることを仮定した、信号ベクトル構成部6により計算される再構成後のデータシンボル $s_1 - sc_1, \dots, s_L - sc_L$ の分散を定義するものとする。さらに、分散 s^2 は、元のデータシンボル s_1, s_2, \dots, s_L の第2のモーメントを定義し、かつ

10

[数式10]

$$0 < b^2 < s^2$$

であるものとする。

【0048】

ウェイト w_1^{opt} を線形結合(合成)することにより、次式で表される事後の結合されたSINRを得ることができる。

20

【0049】

[数式11]

$$w_1^{opt} = h^{\dagger} R_1^{-1} h \quad s^2 \quad (8)$$

【0050】

これに対して、式(5)におけるようなサンプル共分散行列 Rd_1 から計算されるウェイト w_1 を使用すると、合成信号 z_1 におけるSINRは次式で表される。

【0051】

【数8】

$$\gamma_l = \frac{|h^{\dagger} Rd_l^{-1} h|^2}{h^{\dagger} Rd_l^{-1} R_l Rd_l^{-1} h} \sigma_S^2 \quad (9)$$

30

【0052】

非特許文献1において開示されるように、SMIに起因するSINRの品質低下は、共分散行列 R_1 はSMIウィンドウ内で不変でありかつK個のサンプルには所望波信号が存在しないという仮定のもとで、平均値が次式の μ であるベータ確率密度になる。

[数式12]

$$\mu = (K + 2 - N) / (K + 1)$$

40

【0053】

ここで、 $\{y_i - sc_i h\}$ に基づいてサンプル共分散行列 Rd_1 を計算すると、平均SINRの品質低下率は次式で表される。

【0054】

【数9】

$$E \left[\frac{\gamma_l}{\gamma_l^{opt}} \right] = \frac{\alpha}{\gamma_l^{opt}} \frac{K+2-N}{K+1} F(1, K+3-N, K+2; \alpha) \quad (10)$$

【0055】

50

ここで、 $E[\cdot]$ は時間平均された期待値関数であり、 $F(\cdot, \cdot, \cdot; \cdot)$ は超幾何関数を示す。また、パラメータ μ は次式で表される。

【0056】

[数式13]

$$\mu = \sigma^2 / (\sigma^2 \rho + \sigma^2 \rho)$$

【0057】

式(10)は、非特許文献2の式(26)乃至式(31)における導出を最後まで実行して求めることができる。式(10)の分析により、分散 σ^2 を0に漸近させるとき、期待値 $E[\rho / \rho]$ は所定値 μ に接近し、分散 σ^2 を分散 σ^2 に漸近させたときの段階的拡大は、より高い値の $SINR_{\rho}$ に関して特に顕著であることが明らかになる。

10

【実施例1】

【0058】

本発明者らは、図1における手順の効率をコンピュータによるシミュレーションにより検証した。図2は図1のアレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、シンボルインデックスに対する1シンボル当たりの $SINR [dB]$ を示すグラフである。

【0059】

無線受信機は波長の2分の1で離隔された $N = 3$ 個のアンテナ素子 $20 - 1$ 乃至 $20 - 3$ を有するアレーアンテナ装置100を装備し、 $L = 200$ 個のデータシンボルを有するバースト信号の復号を目的とするものとする。データシンボル s_1, s_2, \dots, s_{200} は、64の状態及び発生器(133_{oct}, 171_{oct})を有するレート $R_c = 1/2$ の畳み込み符号を使用してランダムビットシーケンスを符号化し、続いてビットワイズインターリーブ及び連続する4ビット毎の16値QAM信号へのマッピングを行って生成する。視野方向は、所望波信号がアンテナアレーに対する角度 $\theta = 90^\circ$ から到来し、図2の下側によりそれぞれ方位角 $\theta_1 = 60^\circ$ 、 $\theta_2 = 110^\circ$ 及び $\theta_3 = 140^\circ$ から到来する3つのランダムな干渉波信号と部分的にオーバーラップするというシナリオを仮定する。各伝達関数 h 、チャンネルベクトル g_1, g_2, \dots, g_p における N 個の利得値は、所定の単位の大きさに正規化した。干渉波信号電力に対する所望信号電力の比 σ^2 / σ^2 は6dBであり、 σ^2 / N^2 は30dBである。最後に、 $K = 15$ 、 $\rho = 0.5$ であり、(非特許文献7の式(7)参照。)によりすべてのシンボルにおいて符号化された4ビットの符号化ビットを計算した。

20

30

【0060】

上記セットアップにより、多数のバースト信号の受信シミュレーション結果を平均すると、APP計算部111であるMAPデコーダの出力において、初回受信サイクル後は約 2.7×10^{-2} 、2回目の受信サイクル後は約 1.8×10^{-4} 及び3回目の受信サイクル後は約 10^{-6} の平均ビット誤り率が得られた。さらに、図2の上部は、初回、2回目及び3回目の各サイクル後の合成信号 z_1, z_2, \dots, z_L における平均 $SINR_{m_1}, \dots, m_L$ を理論上の $SINR_{\rho}, \dots, L_{\rho}$ とともに示している。初回のビーム形成試行後の $SINR$ と ρ, \dots, L_{ρ} との距離は、

[数式14]

$$\sigma^2 = \sigma^2$$

で表され、式(10)にほぼ一致することになり、3回の反復サイクル後は、理論上の $SINR_{\rho}, \dots, L_{\rho}$ との偏差が上述の所定値 μ に近づく。

40

【0061】

以上説明したように、非定常な同一チャンネル干渉を抑圧するための、新しい反復性のビーム形成及び復号技術を提案した。最初のビーム形成試行では、SMIは、基本的サンプルにおける所望波信号の存在によって性能品質が大幅に低下する。結局、所望波信号と観測値からの所望波信号の除去の推定は成功し、結合後の $SINR$ の性能品質低下はほぼ完全に逆転されるに至った。 $SINR$ の改善から、サンプルサポート(信号処理対象のサンプル数)を少量に維持できることと、そのために無線受信機を高速に変化する同一チャ

50

ンネル干渉状況に対応させることができることがわかった。従って、高度な衝突回避プロトコルを不要にする可能性のある本技術は、将来の無線アドホックネットワークにとって特に魅力のある技術であると考えられる。

【 0 0 6 2 】

最後に、従来技術と本発明に係る実施形態との比較を行う。

(1) 複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナ装置を用いて、一般的な適応制御ビームを形成するアレーアンテナの制御装置においては、ターボ符号化法ではなく、ビタビの畳み込み符号を用いる。

(2) また、一般的なターボ符号にMAP復号化法を適用するアンテナの制御装置においては、1つのアンテナ素子で受信した受信信号に対する信号処理装置でのみ用いられるために、アレーアンテナのウェイトや適応制御ビームの形成を行うことができない。

(3) 本発明に係る実施形態によれば、上記2つの技術思想を合成しかつ、ビタビ復号化法の代わりにMAP符号化法を用いてその結果を適応ビーム形成部分にフィードバックさせることで適応ビーム形成性能を向上させるものである。ビタビ復号化アルゴリズムとMAP復号化法は誤り訂正の性能としてはほぼ同等であるが、ビタビ復号法の方が演算負荷が軽いため通常ビタビ復号化法を用いる。

(4) 特に、本発明に係る実施形態においては、誤り訂正に例えばターボ符号化法を使用した場合に用いるMAP復号化法を、アレーアンテナを用いた適応ビーム形成機能に応用することを特徴としている。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 6 3 】

【 図 1 】 本発明に係る実施形態であるアレーアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。

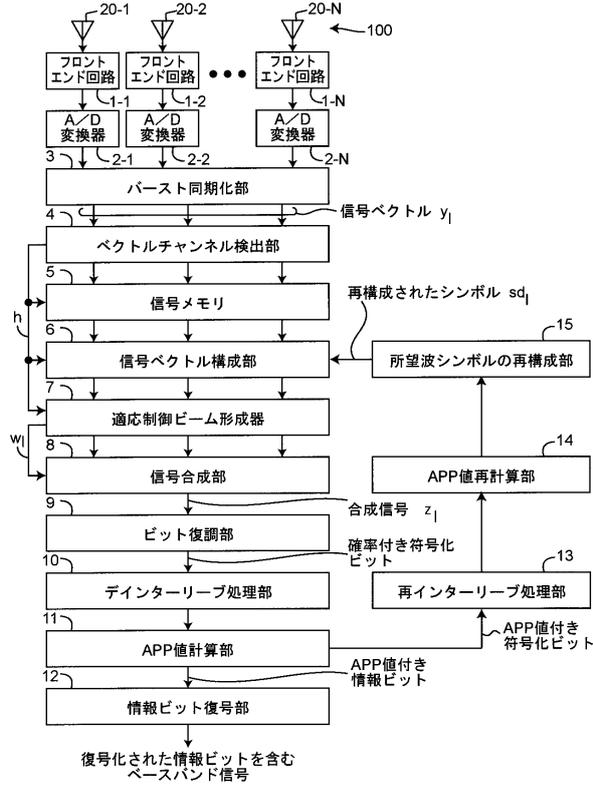
【 図 2 】 図 1 のアレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、シンボルインデックスに対する1シンボル当たりのSINR [dB] を示すグラフである。

【 符号の説明 】

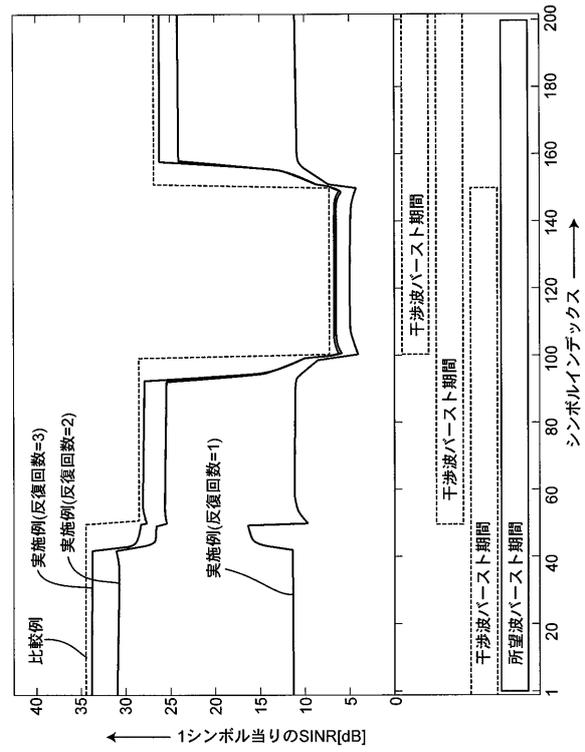
【 0 0 6 4 】

- 1 - 1 乃至 1 - N ... フロントエンド回路、
- 2 - 1 乃至 2 - N ... A / D 変換器、
- 3 ... パースト同期化部、
- 4 ... ベクトルチャンネル検出部、
- 5 ... 信号メモリ、
- 6 ... 信号ベクトル構成部、
- 7 ... 適応制御ビーム形成器、
- 8 ... 信号合成部、
- 9 ... ビット復調部、
- 1 0 ... デインターリーブ処理部、
- 1 1 ... A P P 値計算部、
- 1 2 ... 情報ビット復号部、
- 1 3 ... 再インターリーブ処理部、
- 1 4 ... A P P 値再計算部、
- 1 5 ... 所望波シンボル再構成部
- 2 0 - 1 乃至 2 0 - N ... アンテナ素子、
- 1 0 0 ... アレーアンテナ装置。

【図1】



【図2】



フロントページの続き

審査官 佐藤 敬介

(56)参考文献 特開2001-203619(JP,A)
特開2003-249918(JP,A)
特開2002-077013(JP,A)
特表2001-502502(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B	7/10
H01Q	3/26
H04B	7/08
H04B	7/26