

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4167183号
(P4167183)

(45) 発行日 平成20年10月15日(2008.10.15)

(24) 登録日 平成20年8月8日(2008.8.8)

| | | | |
|--------------|-----------|--------------|---|
| (51) Int.Cl. | | F I | |
| HO 1 Q 3/46 | (2006.01) | HO 1 Q 3/46 | |
| HO 1 Q 19/32 | (2006.01) | HO 1 Q 19/32 | |
| HO 4 B 7/08 | (2006.01) | HO 4 B 7/08 | D |
| HO 4 B 7/10 | (2006.01) | HO 4 B 7/10 | A |

請求項の数 4 (全 29 頁)

| | | | |
|------------------------------|-------------------------------|-----------|--------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2004-6877 (P2004-6877) | (73) 特許権者 | 393031586 |
| (22) 出願日 | 平成16年1月14日(2004.1.14) | | 株式会社国際電気通信基礎技術研究所 |
| (65) 公開番号 | 特開2005-203961 (P2005-203961A) | | 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7月28日(2005.7.28) | (74) 代理人 | 100101454 |
| 審査請求日 | 平成18年7月18日(2006.7.18) | | 弁理士 山田 卓二 |
| 特許法第30条第1項適用 | 2003年8月18日 社 | (74) 代理人 | 100081422 |
| 団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会技術 | | | 弁理士 田中 光雄 |
| 研究報告 信学技報 Vol. 103 No. 265」に | | (74) 代理人 | 100125874 |
| 発表 | | | 弁理士 川端 純市 |
| (出願人による申告)平成15年度通信・放送機構、研 | | (74) 代理人 | 100098280 |
| 究テーマ「自律分散型無線ネットワークの研究開発」に | | | 弁理士 石野 正弘 |
| 関する委託研究、産業活力再生特別措置法第30条の適 | | (72) 発明者 | 青野 智之 |
| 用を受ける特許出願 | | | 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装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になる場合に、上記摂動の前の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第1の制御手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項2】

無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第1の制御手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項3】

無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子が採り得るリアクタンス値の範囲を二分し、二分後の各範囲の中央値をそれぞれ設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記二分後の各範囲の中央値に対応する各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記二分

10

20

30

40

50

後の各範囲の中央値に対応する規範関数値のうちより増大する規範関数値に対応する各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第1の制御手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項4】

上記2つの規範関数は、

所定の期間における上記受信された無線信号の4乗値の平均値を上記受信された無線信号の2乗値の平均値の2乗値で除算してなる第1の規範関数と、

Mを2以上の整数とし、所定の期間における上記受信された無線信号のM乗値の平均値の絶対値の2乗値を上記受信された無線信号のM乗値の絶対値の2乗値の平均値で除算してなる第2の規範関数とを含むことを特徴とする請求項1乃至3のうちのいずれか1つに記載の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を備えて指向特性を変化させることができるアレーアンテナを所望波信号の方向に向けるためのアレーアンテナの制御装置に関し、特に、指向特性を適応的に変化させることができる電子制御導波器アレーアンテナ装置 (Electronically Steerable Passive Array Radiator Antenna) を用いたアレーアンテナの制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

アダプティブアレーアンテナは、無線通信システムの性能を格段に高めるその能力によって大いに注目されている新しい技術である。しかしながら、最新のアダプティブアンテナ方式を使用して移動体無線端末装置を改良する方法に焦点を当てた研究はほとんどない。最近になって、電子制御導波器アレーアンテナ装置が、無線通信システムに適用される小型の適応ビーム形成用に提案されている。

【0003】

【特許文献1】特開2001-24431号公報。

【非特許文献1】T. Ohira, "Renaissance of Analog Beamforming Approach to Adaptive Array Antennas", ISSSE 2001, WE3-B1, July 2001。

【非特許文献2】J. Cheng et al., "Adaptive Beamforming of ESPAR Antenna Based on Steepest Gradient Algorithm", IEICE Transactions on Communications, Vol. E84-B, No. 7, July 2001。

【非特許文献3】J. Cheng et al., "Sequential Random Search Algorithm for Adaptive

10

20

30

40

50

e Beamforming of ESPAR Antenna", Technical Report of IEICE, A.P2001-107, RCS2001-146, October 2001.

【非特許文献4】R. Matzner et al., "SNR estimation and blind equalization (deconvolution) using the Kurtosis", Proceedings of IEEE IMS Workshop on Information Theory Statistics, Alexandria, Virginia, U.S.A., pp.68, October 1994.

【非特許文献5】T. Ohira, "Blind aerial beamforming based on a higher-order maximum moment criterion (part 1: Theory)", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2002, pp. 652-655, San Antonio, Texas, U.S.A., June 2002.

【非特許文献6】K. Takizawa et al., "Criterion Diversity: A New Blind Adaptive Beamforming Scheme for ESPAR Antennas", European Conference on Wireless Technology, European Microwave Week 2003 Conference Proceedings, pp. 245-248, October 2003.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

特許文献1、非特許文献1乃至3及び非特許文献6などにおいて提案されている電子制御導波器アレーアンテナ装置は、無線信号が給電される励振素子と、この励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられ、無線信号が給電されない少なくとも1個の非励振素子と、この非励振素子に接続された可変リアクタンス素子とから成るアレーアンテナを備え、上記可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記アレーアンテナの指向特性を変化させることができる。しかしながら、この電子制御導波器アレーアンテナ装置では非励振素子上の信号は観測され得ないため、励振素子に接続された単一ポートの出力信号のみが測定され、リアクタンス値を適応制御するためのフィードバックとして処理される。従って、従来のアダプティブアレー用に作られた適応制御アルゴリズムのほとんどは、電子制御導波器アレーアンテナ装置にそのまま適用することができない。

【0005】

これまでに提案された適応ビーム形成アルゴリズム及び規範のうちで、電子制御導波器アレーアンテナ装置のために適用可能なものがいくつか存在する。これらのアルゴリズムには、非特許文献2の最急勾配法のアルゴリズム(SGA)、非特許文献3の順次ランダム探索法のアルゴリズム(SRA)などがあり、規範には、非特許文献4の2次モーメント及び4次モーメント(M2M4)規範、非特許文献5の最大M次モーメント規範(Mは2以上の整数とする。以下、MMMCという。)などが存在する。それにも拘わらず、高速な収束と安定性との間のトレードオフの問題を克服できるような、アルゴリズム及び規範の組み合わせは存在しなかった。非特許文献6では、M2M4、MMMC及び最大モーメント規範(MMC)を用いた最急勾配法のアルゴリズムが開示されているが、この場合は適応ビーム形成のための計算処理が非常に複雑になってしまう。

【0006】

以上説明したように、電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを、所望波信号に対して主ビームを向けかつ干渉波信号にヌルを向けた状態に高速かつ安定に収束させる適応制御型アルゴリズムを開発することが望ましい。また、電子制御導波器アレーアンテナ装置のビームをステアリングさせ、当該アンテナのSIR(信号対干渉比)を自動的に可能な限り増大させる適応制御型アルゴリズムを開発することが望ましい。それと同時に、この適応制御型アルゴリズムは、従来と比較して処理が簡単化されていることが望ましい。

【0007】

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、簡単な処理で、より高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させることができるアレーアンテナの制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

10

20

30

40

50

第1の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になる場合に、上記摂動の前の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を反復して実行する制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

【0009】

また、第2の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になる場合に、上記摂動の前の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうち最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを

10

20

30

40

50

特徴とする。

【0010】

さらに、第3の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記摂動の前後の上記各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大する場合に、上記摂動の後の各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

【0011】

またさらに、第4の発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための励振素子と、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた少なくとも1つの非励振素子と、上記各非励振素子にそれぞれ接続された可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記各非励振素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、

上記各可変リアクタンス素子が採り得るリアクタンス値の範囲を二分し、二分後の各範囲の中央値をそれぞれ設定したときに、上記アレーアンテナで受信された無線信号に関する2つの規範関数を用いて、上記二分後の各範囲の中央値に対応する各規範関数の値をそれぞれ計算し、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記二分後の各範囲の中央値に対応する規範関数値のうちより増大する規範関数値に対応する各リアクタンス値を上記各可変リアクタンス素子の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する計算設定手段と、

上記計算設定手段の処理を所定の回数だけ反復して実行する第1の制御手段と、

上記第2の手段の処理を実行した後で、上記アレーアンテナで受信された無線信号に基づいて、上記2つの規範関数のうちの一方の規範関数を含む所定の信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比を計算する計算手段と、

上記計算された信号対雑音比が所定のしきい値よりも低いとき、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、上記アレーアンテナで受信

10

20

30

40

50

された無線信号に基づき各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトルをそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を更新することを反復して実行する更新手段と、

上記計算された信号対雑音比が上記しきい値以上であるとき、上記計算設定手段の処理を反復して実行する第2の制御手段とを備え、

これによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

10

【0012】

上記のアレーアンテナの制御装置において、上記2つの規範関数は、好ましくは、

所定の期間における上記受信された無線信号の4乗値の平均値を上記受信された無線信号の2乗値の平均値の2乗値で除算してなる第1の規範関数と、

Mを2以上の整数とし、所定の期間における上記受信された無線信号のM乗値の平均値の絶対値の2乗値を上記受信された無線信号のM乗値の絶対値の2乗値の平均値で除算してなる第2の規範関数とを含むことを特徴とする。

【発明の効果】

【0013】

従って、本発明に係るアレーアンテナの制御装置によれば、従来技術に比較して、簡単な処理で、より高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させることができる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、図面を参照して本発明の実施形態について説明する。なお、同様の構成要素又はステップについては同一の符号を付与している。

【0015】

<第1の実施形態>

図1は本発明に係る第1の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。この実施形態のアレーアンテナの制御装置は、特許文献1において開示された、1つの励振素子A0と、6個の非励振素子A1乃至A6とを備えて構成されている電子制御導波器アレーアンテナ装置(以下、アレーアンテナ装置という。)100と、復調器4と、適応制御型コントローラ20とを備えている。適応制御型コントローラ20は、例えばデジタル計算機で構成され、本実施形態では、図3及び図4に示すように、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したとき(図3のステップS8)に、アレーアンテナ装置100で受信された無線信号に基づく2つの規範関数 $(n)_{M_2 M_4}$ 及び $(n)_{M M M C}$ を用いて、上記摂動の前後の各規範関数の値 $(n-1)_{M_2 M_4}$ 及び $(n)_{M_2 M_4}$ と、 $(n-1)_{M M M C}$ 及び $(n)_{M M M C}$ とをそれぞれ計算し(図3のステップS10及びS12)、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大するならば、上記摂動の後の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動の後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になるならば、上記摂動の前の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の設定値として設定する(図4のステップS16)ステップを反復して実行し、これによって、アレーアンテナ装置100の主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。

30

40

【0016】

50

図1において、アレーアンテナ装置100は、接地導体11上に設けられた励振素子A0及び非励振素子A1乃至A6から構成され、励振素子A0は、半径rの円周上に設けられた6本の非励振素子A1乃至A6によって囲まれるように配置されている。好ましくは、各非励振素子A1乃至A6は上記半径rの円周上に互いに等間隔を保って設けられる。励振素子A0及び各非励振素子A1乃至A6の長さは、例えば約 $\lambda/4$ (但し、 λ は所望波の波長である。) になるように構成され、本実施形態では 0.23λ である。また、上記半径rは $\lambda/4$ になるように構成される。接地導体11は、図2に示すように、半径 $\lambda/2$ の円板形状の上面部と、上面部の外周縁端部から下に延在する長さ $\lambda/4$ の円筒形状のスカート部とから構成され、このスカート部を備えた構成により、主ビームの仰角を減少させることができる。励振素子A0の給電点と同軸ケーブル5を介して低雑音増幅器(LNA)1に接続される。また、非励振素子A1乃至A6はそれぞれ可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に接続され、これら可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値は、適応制御型コントローラ20からの制御電圧信号によってそれぞれ設定される。

【0017】

図2のアレーアンテナ装置100の縦断面図において、励振素子A0は接地導体11と電氣的に絶縁され、各非励振素子A1乃至A6は、可変リアクタンス素子12-1乃至12-6を介して、接地導体11に対して高周波的に接地される。可変リアクタンス素子12-1乃至12-6は、例えば、制御電圧(又はバイアス電圧)が印加されることによってそのリアクタンス値が変化する可変容量ダイオードであって、制御電圧は適応制御型コントローラ20からの制御電圧信号を介して印加される。適応制御型コントローラ20は、内蔵したテーブルメモリ(図示せず。)内に予め設定されたデジタル電圧値を参照し、内蔵した6個のD/A変換器(図示せず。)を使って上記デジタル電圧値をアナログの制御電圧値に変換し、この制御電圧値を制御電圧信号としてアレーアンテナ装置100の各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に印加することにより、アレーアンテナ装置100上で、対応する各指向性ビームパターンが形成される。

【0018】

可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の動作を説明すると、例えば励振素子A0と非励振素子A1乃至A6の長手方向の長さが実質的に同一であるとき、例えば、可変リアクタンス素子12-1がインダクタンス性(L性)を有するときは、可変リアクタンス素子12-1は延長コイルとなり、非励振素子A1の電気長が励振素子A0に比較して長くなり、反射器として働く。一方、例えば、可変リアクタンス素子12-1がキャパシタンス性(C性)を有するときは、可変リアクタンス素子12-1は短縮コンデンサとなり、非励振素子A1の電気長が励振素子A0に比較して短くなり、導波器として働く。また、他の可変リアクタンス素子12-2乃至12-6に接続された非励振素子A2乃至A6についても同様に動作する。従って、図1のアレーアンテナ装置100において、各非励振素子A1乃至A6に接続された可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を変化させることにより、アレーアンテナ装置100の平面指向性特性を変化させることができる。

【0019】

図1のアレーアンテナの制御装置において、アレーアンテナ装置100は無線信号を受信し、上記受信された無線信号である受信信号は、励振素子A0に接続された同軸ケーブル5から出力される。出力された受信信号は、低雑音増幅器(LNA)1に入力され、低雑音増幅器1において増幅された受信信号はダウンコンバータ(D/C)2に入力され、ダウンコンバータ2は入力される受信信号を所定の中間周波数の中間周波信号に周波数変換した後、A/D変換器3に出力する。A/D変換器3は、入力されるアナログの中間周波信号をデジタルの中間周波信号に変換した後、適応制御型コントローラ20及び復調器4に出力する。さらに、適応制御型コントローラ20は、図3及び図4に示すように、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を所定の設定値からランダムに摂動して設定したとき(図3のステップS8)に、アレーアンテナ装置100で受

10

20

30

40

50

信された無線信号に基づく2つの規範関数 $(n)_{M_2 M_4}$ 及び $(n)_{M M M C}$ を用いて、上記摂動の前後の各規範関数の値 $(n-1)_{M_2 M_4}$ 及び $(n)_{M_2 M_4}$ と、
 $(n-1)_{M M M C}$ 及び $(n)_{M M M C}$ とをそれぞれ計算し(図3のステップS10及びS12)、上記2つの規範関数のうちの少なくとも1つの規範関数について上記摂動後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値に対して増大するならば、上記摂動後の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、上記2つの規範関数のうちの両方について上記摂動後の規範関数値が上記摂動の前の規範関数値以下になるならば、上記摂動の前の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6の各リアクタンス値の設定値として設定する(図4のステップS16)ステップを反復して実行し、それによって、アレー

10

【0020】

以下、適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理について詳細に説明する。最初に図1のアレーアンテナ装置100の構造及び動作を定式化し、次いで適応制御処理の各ステップについて説明する。

【0021】

アレーアンテナ装置100の指向性パターンは、各非励振素子A1乃至A6に装荷された可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値 x_m , $m(1, \dots, 6)$ を調整することによって変化されうる。このため、次式で示されるベクトルを、リアクタンスベクトルと呼ぶ。ここで、上付き添字^Tはベクトルの転置である。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番号と、数式が文字入力された大括弧の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。

20

【0022】

[数1]

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_6]^T \quad (1)$$

【0023】

これで、アレーアンテナ装置100の出力信号を簡単に定式化することが可能である。 $s_m(t)$ が、時刻tにおいて、m番目のアンテナ素子Am(すなわち、励振素子A0又は非励振素子A1乃至A6のいずれか)に入射するRF信号であるとき、信号ベクトル $s(t)$ を次式で表す。

30

【0024】

[数2]

$$s(t) = [s_0(t), s_1(t), \dots, s_6(t)]^T \quad (2)$$

【0025】

また、 i_m がm番目のアンテナ素子Am上に現れるRF電流であるとき、電流ベクトル i を次式で表す。

【0026】

40

[数3]

$$i = [i_0, i_1, \dots, i_6]^T \quad (3)$$

【0027】

よって、時刻tにおいて、このアレーアンテナ装置100の単一ポートから出力される受信信号 $y(t)$ は、次式で定式化される。

【0028】

[数4]

$$y(t) = i^T s(t) \quad (4)$$

【0029】

アレーアンテナ装置100に対して到来する無線信号の波面が、到来角(DOA)で

50

入射するとき、アレーアンテナ装置 100 のステアリングベクトルは次式で定義される。

【0030】

【数1】

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[\mathbf{1}, \exp\left\{j\frac{\pi}{2}\cos(\theta - \phi_1)\right\}, \dots, \exp\left\{j\frac{\pi}{2}\cos(\theta - \phi_6)\right\} \right]^T \quad (5)$$

【0031】

ここで、 $m = 2(m-1)/6$, ($m = 0, 1, \dots, 6$) であり、これらは、励振素子 A0 に対して非励振素子 A1 が位置する方位角を 0 度方向とするときに、各非励振素子 Am が位置する方位角をそれぞれ示す定数である。

10

【0032】

これで、時刻 t において、異なる DOA である方位角 θ_q , ($q = 0, 1, 2, \dots, Q$) からアレーアンテナ装置 100 に入射する Q 個の信号 $u_q(t)$ が存在するものと仮定する。ここで、 $s_m(t)$, ($m = 0, 1, \dots, 6$) を、アレーアンテナ装置 100 の m 番目のアンテナ素子 Am に到来する信号とし、信号ベクトル $s(t)$ を、m 番目の成分に $s_m(t)$ を有する列ベクトルとすると、結果として、信号ベクトル $s(t)$ は次式のように表記される。

20

【0033】

【数2】

$$\mathbf{s}(t) = \sum_{q=0}^Q \mathbf{a}(\theta_q) u_q(t) \quad (6)$$

【0034】

ゆえに、時刻 t において、アレーアンテナ装置 100 から出力される受信信号 $y(t)$ は、次式で定義される。

【0035】

【数3】

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{i}^T \mathbf{s}(t) = \sum_{q=0}^Q \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\theta_q) u_q(t) \quad (7)$$

30

【0036】

式(7)では、受信信号を、時刻 t において適応制御型コントローラ 20 で測定される受信信号 $y(t)$ として表記したが、以下では、適応制御型コントローラ 20 が実行する適応制御処理の反復回数 n をパラメータとし、n 回目の反復において適応制御型コントローラ 20 で測定される受信信号を $y(n)$ として、この表記を用いて説明する。また、適応制御型コントローラ 20 が実行する適応制御処理の n 回目の反復において各可変リアクタンス素子 12-1 乃至 12-6 に設定されるリアクタンスベクトルを $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), \dots, x_6(n)]^T$ と表記する。従って、受信信号 $y(n)$ は、リアクタンスベクトル $\mathbf{x}(n)$ が各可変リアクタンス素子 12-1 乃至 12-6 に設定されているときに、適応制御型コントローラ 20 で測定される受信信号である。

40

【0037】

また、電流ベクトル \mathbf{i} は、非特許文献 1 により、次式のように定式化できる。

【0038】

【数5】

$$\mathbf{i} = \mathbf{V}_s (\mathbf{Z} + \mathbf{X})^{-1} \mathbf{u}_0 \quad (8)$$

50

【 0 0 3 9 】

ここで、 $X = \text{diag} [5 0 , j \times 1 , \dots , j \times 6]$ はリアクタンス行列と呼ばれ、 Z は、各アンテナ素子 $A 0$ 乃至 $A 6$ 間のインピーダンスを成分とするインピーダンス行列であり、 $(6 + 1)$ 次元ベクトル u_0 は $[1 , 0 , \dots , 0]^T$ とされ、 V_s は内部ソース $R F$ 電圧である。

【 0 0 4 0 】

次いで、適応制御型アルゴリズムに適用される規範関数ダイバシティの概念について説明する。一般に、従来の適応制御型アルゴリズムでは、ただ1つの規範関数を使用してビーム形成が行われる。表1は、アレーアンテナ装置100のブラインド適応ビーム形成のために使用可能な2つの規範関数とその特性とを示している。これらの規範関数はブラインドである。すなわち、送信側無線局と受信側無線局とで同一のトレーニングシンボル（又は学習シーケンス信号）を発生して受信側無線局のトレーニングシンボルと受信された送信側無線局のトレーニングシンボルとを比較することを必要とせず、受信側無線局で受信される無線信号のみを使用する。本実施形態で使用されるブラインドの規範関数は、 $M 2 M 4$ と $MMMC$ である。 $M 2 M 4$ の規範関数は、所定の期間における受信信号 $y(n)$ の4乗値の平均値（すなわち4次のモーメント）を受信信号 $y(n)$ の2乗値の平均値（すなわち2次のモーメント）の2乗値で除算した関数である。また、 $MMMC$ の規範関数は、 M を2以上の整数として、所定の期間における受信信号 $y(n)$ の M 乗値の平均値の絶対値の2乗値を受信信号 $y(n)$ の M 乗値の絶対値の2乗値の平均値で除算した関数である。

10

20

【 0 0 4 1 】

【表1】

| | M 2 M 4 | MMMC |
|--------|--|--|
| 規範関数 | $\rho(n) = \frac{(-1) \times \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v ^4}{\left\{ \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v ^2 \right\}^2}$ | $\rho(n) = \frac{\left \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v^M \right ^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v^M ^2}$ |
| 収束速度 | 速い | 遅い |
| 安定性 | 低い | 高い |
| SNRの計算 | 可能 | 可能 |

30

40

【 0 0 4 2 】

表1において、 $\rho(n)$ は規範関数値を表し、 n は、適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理の反復回数を示し、 N_s は統計的モーメントのサンプル数を表す。従って、規範関数値 $\rho(n)$ は、適応制御型コントローラ20が実行する適応制御処理の n 回目の反復において、リアクタンスベクトル $x(n)$ が各可変リアクタンス素子 $1 2 - 1$ 乃至 $1 2 - 6$ に設定されたときに、適応制御型コントローラ20によって測定される受信信号 $y(n)$ に基づいて計算される。実際には、表1中の式からわかるように、規範関数値 $\rho(n)$ は、アレーアンテナ装置100から出力された受信信号 $y(n)$ の N_s 個のサンプル $y(n)_1$ 乃至 $y(n)_{N_s}$ から計算される。本願明細書では、以下説明の簡単化

50

のために、「受信信号 $y(n)$ 」という表記によって N_s 個のサンプル $y(n)_1$ 乃至 $y(n)_{N_s}$ を表すものとする。

【0043】

以下、表1に記載の $M2M4$ の規範関数を $(n)_{M2M4}$ と表記し、 $MMMC$ の規範関数を $(n)_{MMMC}$ と表記する。

【0044】

【数4】

$$\rho(n)_{M2M4} = \frac{(-1) \times \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} |y(n)_v|^4}{\left\{ \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} |y(n)_v|^2 \right\}^2} \quad (9)$$

【数5】

$$\rho(n)_{MMMC} = \frac{\left| \frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} y(n)_v^M \right|^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{v=1}^{N_s} |y(n)_v^M|^2} \quad (10)$$

【0045】

残念ながら、表1は、両方の規範関数がそれらの収束速度と安定性との間でトレードオフの問題点を有することを示している。

【0046】

この問題点を克服し、より速く、より安定した収束によるブラインド適応ビーム形成を達成するために、適応制御型アルゴリズムにおいてこれらの規範関数の両方が使用されてもよい。このことが規範関数ダイバシティの基本原理である。この原理は、実際に、本発明に係る実施形態の適応制御処理において使用され、適応制御処理のループの反復毎に、どちらの規範が計算に最良であるかを決定している。

【0047】

次いで、図3及び図4を参照して、図1の適応制御型コントローラ20によって実行される、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理について説明する。順次ランダム探索法は、本実施形態の適応ビーム形成の主要なアルゴリズムの1つであり、これは、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値を成分とするリアクタンスベクトル $x(n)$ をループの反復毎にランダムに変化させることを特徴とする。このアルゴリズムの基本原理によれば、処理は次のように進行する。

【0048】

図3のステップS1において、反復回数 n を0に初期化する。ステップS2において、リアクタンスベクトル $x(n)$ の初期値 $x(0)$ に対応する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に出力して設定する。一般に、リアクタンスベクトル $x(0)$ は、無指向性のアンテナパターンをもたらすゼロベクトルに設定される。ステップS3において、受信信号 $y(n)$ を測定する。ステップS4において、ステップS3で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(9)を用いて $M2M4$ の規範関数値 $(n)_{M2M4}$ を計算し、ステップS5において、ステップS3で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(10)を用いて $MMMC$ の規範関数値 $(n)_{MMMC}$ を計算する。ステップS4及びS5を実行する順序は、逆又は同時であってもよい。次いで、ステップS

10

20

30

40

50

6において、反復回数 n を 1 だけインクリメントする。ステップ S 7 において、ランダムに発生された 6 個の成分を有するランダムベクトル $R(n)$ を発生し、ステップ S 8 において、ランダムベクトル $R(n)$ によって変化されたリアクタンスベクトル $x(n-1) + R(n)$ に対応する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子 12-1 乃至 12-6 に出力して設定する。ステップ S 9 において、受信信号 $y(n)$ を測定する。ステップ S 10 において、ステップ S 9 で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式 (9) を用いて $M2M4$ の規範関数値 $(n)_{M2M4}$ を計算し、ステップ S 11 において、ランダムベクトル $R(n)$ によってリアクタンスベクトルが変化される前後の $M2M4$ の規範関数値の差分値 $Diff_{M2M4}$ を、変化後の規範関数値 $(n)_{M2M4}$ から変化前の規範関数値 $(n-1)_{M2M4}$ を減算することによって計算する。次いで、ステップ S 12 において、ステップ S 9 で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式 (10) を用いて $MMMC$ の規範関数値 $(n)_{MMMC}$ を計算し、ステップ S 13 において、ランダムベクトル $R(n)$ によってリアクタンスベクトルが変化される前後の $MMMC$ の規範関数値の差分値 $Diff_{MMMC}$ を、変化後の規範関数値 $(n)_{MMMC}$ から変化前の規範関数値 $(n-1)_{MMMC}$ を減算することによって計算する。ステップ S 10 及び S 11 と、ステップ S 12 及び S 13 とを実行する順序は、逆又は同時であってもよい。

10

【0049】

次いで、図 4 のステップ S 14 及び S 15 において、より大きな差分値をもたらす規範関数を参照することによって、リアクタンスベクトル $x(n)$ の更新（すなわちランダムベクトル $R(n)$ による変化）が適切であったか否かを決定する。詳しくは、ステップ S 14 において、 $M2M4$ による差分値 $Diff_{M2M4}$ が $MMMC$ による差分値 $Diff_{MMMC}$ 以上でありかつ差分値 $Diff_{M2M4}$ が正の値であるとき、又は、ステップ S 15 において、 $MMMC$ による差分値 $Diff_{MMMC}$ が $M2M4$ による差分値 $Diff_{M2M4}$ よりも大きくかつ差分値 $Diff_{MMMC}$ が正の値であるときには、ランダムベクトル $R(n)$ による変化が適切であったと判断され、ステップ S 17 に進む。ステップ S 14 及び S 15 において、2 つの規範関数を用いて計算される差分値 $Diff_{M2M4}$ 及び $Diff_{MMMC}$ が両方とも負の値であれば、ランダムベクトル $R(n)$ による変化は却下され、次いで、ステップ S 16 において、前の反復におけるリアクタンスベクトル $x(n-1)$ に対応する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子 12-1 乃至 12-6 に出力して設定し、ステップ S 17 に進む。

20

30

【0050】

ステップ S 14 乃至 S 16 の処理において、実際には、 $M2M4$ と $MMMC$ の規範関数のうちのどちらが参照されるかは、リアクタンスベクトル $x(n)$ の更新に影響しない。従って、2 つの規範関数のうちの少なくとも 1 つの規範関数について、ランダムベクトル $R(n)$ による摂動後の規範関数値が摂動前の規範関数値に対して増大する場合（ステップ S 14 又は S 15 が YES のとき）に、摂動後の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子 12-1 乃至 12-6 の各リアクタンス値の新たな設定値として設定する一方、2 つの規範関数のうちの両方について摂動後の規範関数値が摂動前の規範関数値以下になる場合（ステップ S 14 及び S 15 がどちらも NO のとき）に、摂動前の各リアクタンス値を各可変リアクタンス素子 12-1 乃至 12-6 の各リアクタンス値の設定値として設定する（ステップ S 16）。

40

【0051】

ステップ S 17 において、反復回数 n が、予め設定された最大の反復回数 N に達したか否かが決定され、 $n < N$ の場合はステップ S 6 に戻り、 $n = N$ の場合は処理を終了する。

【0052】

本実施形態では、規範関数ダイバシティを実現するために、 $M2M4$ と $MMMC$ との 2 つの規範関数を用いたが、3 つ以上の規範関数を用いて適応制御処理を実行してもよい。それらの規範関数は、収束速度、安定性、及び / 又は他の特性が互いに異なっていることが望ましい。

【0053】

50

以上説明したように、本実施形態のアレーアンテナの制御方法及び制御装置によれば、収束速度と安定性とのトレードオフの問題を解決し、従来技術に比較して、簡単な処理で、より高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させ、アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することができる。

【 0 0 5 4 】

< 第 2 の実施形態 >

本実施形態は、アレーアンテナ装置 1 0 0 の指向性を制御するために、順次ランダム探索法と最急勾配法との 2 つのアルゴリズムを用いるアルゴリズムダイバシティを採用し、それと同時に、これら 2 つのアルゴリズムはそれぞれ、 $M 2 M 4$ の規範関数及び $M M M C$ の規範関数を用いる規範関数ダイバシティを採用したことを特徴とする。詳しくは、本実施形態において、適応制御型コントローラ 2 0 は、第 1 の実施形態の規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理と同様に実行される第 1 のステップと、第 1 のステップの処理を所定の回数だけ反復する第 2 のステップと、第 2 のステップの処理を実行した後で、アレーアンテナ装置 1 0 0 で受信された無線信号に基づいて、2 つの規範関数のうちの一方の規範関数に関連付けられた信号対雑音比計算関数を用いて、当該受信された無線信号の信号対雑音比 (S N R) の値を計算する第 3 のステップと、計算された S N R 値が所定のしきい値よりも低いとき、各可変リアクタンス素子 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、アレーアンテナ装置 1 0 0 で受信された無線信号に基づく 2 つの規範関数 $(n)_{M 2 M 4}$ 及び $(n)_{M M M C}$ を用いて、各リアクタンス値に関する上記各規範関数の勾配ベクトル $(n)_{M 2 M 4}$ 及び $(n)_{M M M C}$ をそれぞれ計算し、計算された上記各勾配ベクトルのうちで最大のノルムを有する勾配ベクトルに基づいて、上記最大のノルムを有する勾配ベクトルに対応した規範関数の値が最大となるように最急勾配法により各可変リアクタンス素子 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 のリアクタンス値を更新することを反復する第 4 のステップと、計算された S N R 値が上記しきい値以上であるとき、第 1 のステップの処理を反復する第 5 のステップとを実行し、それによって、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することを特徴とする。また、本実施形態では、図 1 の適応制御型コントローラ 2 0 が実行する適応制御処理のみが第 1 の実施形態と異なり、本実施形態における他の構成要素は第 1 の実施形態と同様である。

【 0 0 5 5 】

最初に、規範関数ダイバシティを使用する 2 つの異なるアルゴリズムを比較する。ここでは、本発明の第 1 の実施形態として説明された規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理と、非特許文献 6 に記載の規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法による適応制御処理とのそれぞれの優位点について論じる。

【 0 0 5 6 】

まず、後述される第 1 の実施形態に係るシミュレーション結果を参照すると、図 1 1 の収束曲線は、規範関数ダイバシティを使用するアルゴリズムが、 $M 2 M 4$ の規範関数のみ、又は $M M M C$ の規範関数のみを用いたアルゴリズムに比較して、より優れたブラインド適応ビーム形成を実現することを示している。また、非特許文献 6 を参照して、 $M 2 M 4$ と $M M M C$ との規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法による適応制御処理を実行するものと仮定すると、電子制御導波器アレーアンテナ装置のための規範関数ダイバシティを用いた両方の適応ビーム形成アルゴリズムの特性を表 2 のように示すことができる。

【 0 0 5 7 】

【表 2】

| | 最急勾配法 | 順次ランダム探索法 |
|------|-------|-----------|
| 収束速度 | 遅い | 速い |
| 安定性 | 高い | 低い |

【 0 0 5 8 】

10

実際のところ、本発明者らが行ったシミュレーションによれば、信号対雑音比（S N R）の値が高い場合に（約 2 0 d B の場合）、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理を実行すると、所望波信号が存在する方向へビームを形成し、干渉波信号に向けて深いヌルを形成できるということがわかっている。反対に S N R 値が低い値である場合には、順次ランダム探索法よりも最急勾配法のほうが格段に効率的になる。通常は S N R 値を知ることができず、異なる状況では最急勾配法と順次ランダム探索法との両方が有効であるので、本実施形態では、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法及び規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法の両方のアルゴリズムによる適応制御処理を提案する。

【 0 0 5 9 】

20

さらに、処理の継続時間の問題に遭遇する場合がある。実際には、最急勾配法のアルゴリズムは順次ランダム探索法のアルゴリズムより複雑であるため、最急勾配法のアルゴリズムの計算処理には格段に長い時間がかかる。このことは、最急勾配法が、7 素子のアレーアンテナ装置 1 0 0 の各可変リアクタンス素子 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 についてそれぞれリアクタンス値を摂動させる毎に規範関数値を計算しなければならないという事実を以て説明することができる。最急勾配法は、S N R 値が高い場合にもアレーアンテナ装置 1 0 0 の指向性パターンにビーム及びヌルの両方を形成することができるが、最急勾配法の処理の複雑さは順次ランダム探索法の処理を遙かに上回り、この理由により、S N R 値が高い場合には順次ランダム探索法を使用する方がよい。なお、最急勾配法は、所望波信号と干渉波信号とがほぼ同じパワーを有するような所定の条件下では順次ランダム探索法よりも効率的である。

30

【 0 0 6 0 】

次いで、図 5 乃至図 9 を参照して、適応制御型コントローラ 2 0 が実行する、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理について説明する。この適応制御処理の主たる原理は、規範関数ダイバシティを用いる最急勾配法と、規範関数ダイバシティを用いる順次ランダム探索法とを組み合わせることにある。その結果、本実施形態の適応制御処理は、入射する信号の電力値及び S N R 値がどのような値であっても、アレーアンテナ装置 1 0 0 の指向性パターンを改善する。

【 0 0 6 1 】

40

本実施形態の適応制御処理は、リアクタンス値を計算する途中で、受信信号の S N R 値に応じて使用するアルゴリズムを切り換えることを特徴とする。本実施形態において S N R 値を計算するためには、非特許文献 6 に記載の原理より、式（ 9 ）及び式（ 1 0 ）を用いて計算される規範関数値を基礎としている。

【 0 0 6 2 】

M 2 M 4 の規範関数 $(n)_{M 2 M 4}$ が、受信信号 $y(n)$ の S N R 値と所定の関係を有していることを以下に説明する。ここでは、 $E[\]$ を統計的期待値の演算子として、次のような一般化された M 2 M 4 の規範関数 $(n)_1$ を用いて説明する。

【 0 0 6 3 】

【数6】

$$\rho(n)_1 = \frac{(-1) \times E[|y(n)|^4]}{E[|y(n)|^2]^2} \quad (11)$$

【0064】

また、受信信号 $y(n)$ が、次式のように、送信信号 $s(n)$ と加法性白色ガウス雑音 (AWGN) $v(n)$ との単純な和によってモデル化されると仮定する。

【0065】

10

【数7】

$$y(n) = \sqrt{S} \sigma(n) + \sqrt{N} v(n) \quad (12)$$

【0066】

ここで、 S 及び N はそれぞれ、信号と雑音信号のパワーである。干渉信号の個数が十分に大きいならば、干渉信号は AWGN の信号成分 $s(n)$ に含まれている。

【0067】

式(12)を式(11)に代入すると、次式を得る。

【0068】

【数8】

20

$$\rho(n)_1 = (-1) \times \frac{K_s \gamma^2 + 4\gamma + K_n}{\gamma^2 + 2\gamma + 1} \quad (13)$$

【0069】

ここで、 γ は、 $\gamma = S/N$ によって与えられる、信号のビット毎の SNR 値であり、 K_s 及び K_n はそれぞれ、送信信号 $s(n)$ と雑音信号 $v(n)$ の尖度を示す。これらの尖度は次式によって与えられる。

【0070】

30

【数9】

$$K_s = \frac{E[|\sigma(n)|^4]}{E[|\sigma(n)|^2]^2} \quad (14)$$

【数10】

$$K_n = \frac{E[|v(n)|^4]}{E[|v(n)|^2]^2} \quad (15)$$

40

【0071】

送信信号の尖度 K_s は、送信信号 $s(n)$ の変調方式に従って異なる値をとるのに対して、雑音信号の尖度 K_n は、実又は複素 AWGN チャンネルにおいてそれぞれ 3 又は 2 となる。式(13)より、SNR 値 γ が高くなる時、規範関数値 $\rho(n)_1$ は K_s に近づくことがわかる。従って、M2M4 の規範関数 $\rho(n)_1$ に基づく適応制御処理は、適応型アルゴリズムを用いて規範関数値 $\rho(n)_1$ を最大化することによって達成される。

【0072】

ここで、式(13)を SNR 値 γ について解くことにより、次式のように、M2M4 の

50

規範関数値 $(n)_1$ から SNR 値 を計算するための M 2 M 4 の計算関数を得ることができる。

【 0 0 7 3 】

[数 6]

$$= F_1 ((n)_1) \quad (16)$$

【 0 0 7 4 】

本実施形態の適応制御処理では、式 (9) の規範関数と式 (1 6) の計算関数との組を信号対雑音比計算関数として用い、式 (4) を用いて計算された規範関数値 $(n)_{M 2 M 4}$ を数式 6 の規範関数値 $(n)_1$ に代入することによって、受信信号 $y(n)$ の SNR 値を計算する。

10

【 0 0 7 5 】

次に、MMMC の規範関数 $(n)_{M M M C}$ もまた、受信信号 $y(n)$ の SNR 値と所定の関係を有していることを以下に説明する。ここでは、 $E [\quad]$ を統計的期待値の演算子として、次のような一般化された MMC の規範関数 $(n)_2$ を用いて説明する。

【 0 0 7 6 】

[数 1 1]

$$\rho(n)_2 = \frac{|E [y(n)^M]|^2}{E [|y(n)^M|^2]} \quad (17)$$

20

【 0 0 7 7 】

送信信号 (n) を M - a r y の P S K 信号とすると、各時刻における信号値の M 乗は一意的な複素数値となる。この事実に従って、式 (1 7) の分子及び分母はそれぞれ、上記一意的な複素数値によって測定されたパワー及び分散を表す。

【 0 0 7 8 】

式 (1 1) を式 (1 7) に代入することによって、次式が得られる。

【 0 0 7 9 】

[数 1 2]

$$\rho(n)_2 = \frac{\gamma^M}{\sum_{k=0}^M \frac{M!^2}{(M-k)!^2 k!^2} \gamma^{M-k}} \quad (18)$$

30

【 0 0 8 0 】

式 (1 8) は、MMMC の規範関数 $(n)_2$ が、SNR 値 に関して単調に増大することを示している。従って、MMMC の規範関数 $(n)_2$ に基づく適応制御処理は、規範関数値 $(n)_2$ を最大化することによって達成される。

40

【 0 0 8 1 】

さらに、式 (1 8) を SNR 値 について解くことにより、次式のように、MMMC の規範関数値 $(n)_2$ から SNR 値 を計算するための MMC の計算関数を得ることができる。

【 0 0 8 2 】

[数 7]

$$= F_2 ((n)_2) \quad (19)$$

【 0 0 8 3 】

本実施形態の適応制御処理では、式 (1 0) の規範関数と式 (1 9) の計算関数との組を信号対雑音比計算関数として用い、式 (1 0) を用いて計算された規範関数値 (n)

50

$M M M C$ を式 (1 9) の規範関数値 $(n) _ 2$ に代入することによって、受信信号 $y (n)$ の $S N R$ 値を計算する。

【 0 0 8 4 】

アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理は、基本的には次のように進行する。

【 0 0 8 5 】

図 5 のステップ S 1 において反復回数 n を 0 に初期化し、ステップ S 1 a において規範関数フラグ $C F$ を 0 に設定する。規範関数フラグ $C F$ は、受信信号の $S N R$ 値を計算するときに使用する規範関数及び計算関数を指定するためのフラグであり、本実施形態では、 $C F = 0$ が、 $M 2 M 4$ の規範関数及び計算関数を用いることを意味し、 $C F = 1$ が、 $M M M C$ の規範関数及び計算関数を用いることを意味するが、フラグの意味はこの逆に設定されていてもよい。それに続くステップ S 2 乃至 S 5 は、第 1 の実施形態と同様である。次いで、ステップ S 2 1 において、順次ランダム探索法による初期適応制御処理を実行し、ステップ S 2 2 において反復回数 n が所定の回数 $N_{S N R}$ に達したと判断されるまで、ステップ S 2 1 の処理を反復する。図 6 に、順次ランダム探索法による初期適応制御処理 S 2 1 に係るサブルーチンのフローチャートが図示されている。図 6 のステップ S 6 乃至 S 1 3 は図 3 の各ステップと同様である。図 6 のステップ S 1 4 (図 4 のステップ S 1 4 と同様) が $Y E S$ であるとき、ステップ S 1 4 a において規範関数フラグ $C F$ の値を 0 にし、図 5 のステップ S 2 2 に進む。ステップ S 1 4 が $N O$ であってステップ S 1 5 (図 4 のステップ S 1 5 と同様) が $Y E S$ であるとき、ステップ S 1 5 a において規範関数フラグ $C F$ の値を 1 にし、図 5 のステップ S 2 2 に進む。ステップ S 1 4 及び S 1 5 がどちらも $N O$ であるときは、ステップ S 1 6 (図 4 のステップ S 1 6 と同様) を実行し、図 5 のステップ S 2 2 に進む。図 6 のステップ S 6 乃至 S 1 6 は、反復回数 n が 1 乃至 $N_{S N R}$ である間に反復される。

【 0 0 8 6 】

ステップ S 2 2 において、 $n = N_{S N R}$ と判断されると、次いで、ステップ S 2 3 において受信信号 $y (n)$ を測定し、ステップ S 2 4 において、ステップ S 2 3 で測定された受信信号 $y (n)$ に基づいて $S N R$ 値を計算する。ステップ S 2 4 で $S N R$ 値を計算するためには、規範関数フラグ $C F$ を参照して、 $C F = 0$ のときは式 (9) の $M 2 M 4$ の規範関数と式 (1 6) の計算関数とを用い、 $C F = 1$ のときは式 (8) の $M M M C$ の規範関数と式 (1 9) の計算関数とを用いる。従って、 $S N R$ 値を計算するために用いる規範関数及び計算関数は、ステップ S 2 1 の処理における実質的に最後の更新 (すなわち、図 6 のステップ S 1 4 及び S 1 5 の一方が $Y E S$ であった最後の更新) において、ステップ S 1 4 及び S 1 5 のいずれが $Y E S$ であったか、すなわち、リアクタンスベクトル $x (n)$ は $M 2 M 4$ の規範関数と $M M M C$ の規範関数とのどちらを参照して更新されたかということに基づいて、式 (9) 及び式 (1 6) の組又は式 (1 0) 及び式 (1 9) の組に決定される。ステップ S 2 5 において、計算された $S N R$ 値が $1 0 \text{ dB}$ (又は予め設定された所定のしきい値) より小さいと判断されると、 $N_{S N R} + 1$ 回目から N 回目までの反復において、ステップ S 2 6 の最急勾配法による第 1 の適応制御処理を実行する。一方、ステップ S 2 5 において、計算された $S N R$ 値が $1 0 \text{ dB}$ 以上であると判断されると、 $N_{S N R} + 1$ 回目から N 回目までの反復において、ステップ S 2 6 の順次ランダム探索法による第 2 の適応制御処理を実行する。

【 0 0 8 7 】

ここで、ステップ S 2 6 において実行される、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法について説明する。このステップにおける処理のアルゴリズムは、電子制御導波器アレーアンテナ装置のための、規範関数ダイバシティを使用しかつ規範関数の勾配を基礎とするアルゴリズムであり、非特許文献 6 に記載された技術が参照される。このアルゴリズムは、第 1 の実施形態における規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理と同様に、ダイバシティを実現するために $M 2 M 4$ 及び $M M M C$ の両方のブラインド規範関数 $(n) _{M 2 M 4}$ 及び $(n) _{M M M C}$ を使用する。簡単化のために、2

10

20

30

40

50

つの規範関数に共通の説明をする場合には、規範関数を $\rho(n)$ と表記する。

【0088】

規範関数 $\rho(n)$ の勾配ベクトルは、次式で表される。

【0089】

【数13】

$$\nabla\rho(\mathbf{n}) = \left[\frac{\delta\rho(\mathbf{n})}{\delta x_1}, \dots, \frac{\delta\rho(\mathbf{n})}{\delta x_6} \right]^T \quad (20)$$

10

【0090】

ここで、勾配ベクトル $\nabla\rho(\mathbf{n})$ は、規範関数 $\rho(n)$ をリアクタンスベクトル $\mathbf{x}(n)$ の各成分に関して偏微分することによって得られる。すなわち、勾配ベクトルの成分 $\frac{\delta\rho(\mathbf{n})}{\delta x_m}$ は、次式のように計算される規範関数の偏微分係数である。

【0091】

【数14】

$$\begin{aligned} & \frac{\delta\rho(\mathbf{n})}{\delta x_m} \\ &= \frac{\rho(\mathbf{n}) - \rho(\mathbf{n})^{(0)}}{\Delta x_m} \\ &= \frac{\rho(x_1(n), \dots, x_m(n) + \Delta x_m, \dots, x_6(n)) - \rho(x_1(n), \dots, x_m(n), \dots, x_6(n))}{\Delta x_m} \end{aligned} \quad (21)$$

20

【0092】

ここで、規範関数の基準値 $\rho(n)^{(0)}$ は、適応制御処理の n 回目の反復においてリアクタンスベクトル $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), \dots, x_6(n)]$ がアレーアンテナ装置 100 に設定されたときに計算される値であり、規範関数値 $\rho(n)$ は、 m 番目の成分を所定のリアクタンス値 x_m だけ摂動したリアクタンスベクトル $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), \dots, x_m(n) + \Delta x_m, \dots, x_6(n)]$ がアレーアンテナ装置 100 に設定されたときに計算される値である。前述のように、式(21)の規範関数 $\rho(n)$ は、 $M2M4$ の規範関数 $\rho(n)_{M2M4}$ であるか、 $MMMC$ の規範関数値 $\rho(n)_{MMMC}$ であるかのいずれかである。

30

【0093】

図7及び図8に、最急勾配法による第1の適応制御処理 S26 に係るサブルーチンのフローチャートが図示されている。図7のステップ S31 において、各アンテナ素子 A0 乃至 A6 に対応するパラメータ m を 0 に設定し、ステップ S32 において、受信信号 $y(n)$ を測定する。ステップ S33 において、ステップ S32 で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(9)を用いて $M2M4$ の規範関数値 $\rho(n)_{M2M4}$ を計算し、これを $M2M4$ の規範関数の基準値 $\rho(n)_{M2M4}^{(0)}$ とする。ステップ S34 において、ステップ S32 で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式(10)を用いて $MMMC$ の規範関数値 $\rho(n)_{MMMC}$ を計算し、これを $MMMC$ の規範関数の基準値 $\rho(n)_{MMMC}^{(0)}$ とする。ステップ S33 及び S34 を実行する順序は、逆又は同時であってもよい。次いで、ステップ S35 において、パラメータ m を 1 だけインクリメントする。ステップ S36 において、 m 番目の成分のみが所定のリアクタンス値 x_m だけ変化したリアクタンスベクトルに対応する制御電圧信号を、各可変リアクタンス素子 12-1

40

50

乃至 12 - 6 に出力して設定する。ステップ S 37 において、受信信号 $y(n)$ を測定する。ステップ S 38 において、ステップ S 37 で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式 (9) を用いて規範関数値 $(n)_{M_2 M_4}$ を計算し、ステップ S 39 において、規範関数値 $(n)_{M_2 M_4}$ と基準値 $(n)_{M_2 M_4}^{(0)}$ とに基づいて、式 (21) を用いて規範関数の偏微分係数 $(n)_{M_2 M_4} / x_m$ を計算する。次いで、ステップ S 40 において、ステップ S 37 で測定された受信信号 $y(n)$ に基づいて、式 (8) を用いて規範関数値 $(n)_{M M M C}$ を計算し、ステップ S 41 において、規範関数値 $(n)_{M M M C}$ と基準値 $(n)_{M M M C}^{(0)}$ とに基づいて、式 (21) を用いて規範関数の偏微分係数 $(n)_{M M M C} / x_m$ を計算する。ステップ S 38 及び S 39 と、ステップ S 40 及び S 41 とを実行する順序は、逆又は同時であってもよい。ステップ S 42 において、ステップ S 36 で変化されたリアクタンスベクトルの m 番目の成分を元に戻すために、 m 番目の成分のみがリアクタンス値 x_m だけ変化されたリアクタンスベクトルに対応する制御電圧信号を、各可変リアクタンス素子 12 - 1 乃至 12 - 6 に出力して設定する。ステップ S 43 において、リアクタンスベクトルのすべての成分に関して規範関数の偏微分係数が計算されたと判断されたときは、ステップ S 44 に進み、そうでないときはステップ S 35 に戻る。

【0094】

以下のステップでは、ステップ S 39 及び S 41 において計算された偏微分係数を成分とする勾配ベクトルのノルムを参照して、当該ノルムがより大きくなるような規範関数を選定することにより、リアクタンスベクトルの次の設定値を計算する。図 8 のステップ S 44 において、ステップ S 39 において計算された偏微分係数を成分とする $M_2 M_4$ の規範関数の勾配ベクトルのノルム $(n)_{M_2 M_4}$ と、ステップ S 41 において計算された偏微分係数を成分とする $M M M C$ の規範関数の勾配ベクトルのノルム $(n)_{M M M C}$ とを比較する。 $M_2 M_4$ の規範関数の勾配ベクトルのノルム $(n)_{M_2 M_4}$ が、 $M M M C$ の規範関数の勾配ベクトルのノルム $(n)_{M M M C}$ よりも大きいときは、ステップ S 45 に進んで、 $M_2 M_4$ の規範関数の勾配ベクトル $(n)_{M_2 M_4}$ に基づいて次のリアクタンスベクトル $x(n+1)$ を計算する。そうでないときはステップ S 46 に進んで、 $M M M C$ の規範関数の勾配ベクトル $(n)_{M M M C}$ に基づいて次のリアクタンスベクトル $x(n+1)$ を計算する。ここで、図 8 のステップ S 45 及び S 46 に示された式の μ は、最急勾配法の処理の収束速度を制御する正の定数である（非特許文献 2 を参照）。ステップ S 45 又は S 46 では、さらに、計算されたリアクタンスベクトル $x(n+1)$ に対応する制御電圧信号が、各可変リアクタンス素子 12 - 1 乃至 12 - 6 に出力して設定される。次いで、ステップ S 47 において反復回数 n を 1 だけインクリメントし、ステップ S 48 において、反復回数 n が、予め設定された最大の反復回数 N に達したか否かが決定され、 $n < N$ の場合はステップ S 31 に戻り、 $n = N$ の場合は処理を終了する。

【0095】

この適応制御処理のアルゴリズムを制御する他の異なるパラメータとして、反復回数 S_{N_R} と S_{N_R} のしきい値との 2 つが存在する。

【0096】

図 9 に、順次ランダム探索法による第 2 の適応制御処理 S 27 に係るサブルーチンのフローチャートが図示されている。ステップ S 3 乃至ステップ S 17 は、図 3 に示された各ステップと同様であり、ステップ S 17 において反復回数 n が予め決められた最大値 N に達したと判断されたときは、処理を終了する。

【0097】

本実施形態では、 N 回の反復の後に S_{N_R} 値が所定のしきい値より高ければ、適応制御処理は、結果的に、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法の場合と同程度に効率的になる。一方、処理を S_{N_R} 回だけ反復した後にも未だ S_{N_R} 値がしきい値を下回っていれば、最急勾配法によるブラインド適応ビーム形成の方が順次ランダム探索法よりも優れていると判断され、これを根拠として、ステップ S 25 の後で、処理は、順次ラ

10

20

30

40

50

ンダム探索法による第2の適応制御処理から最急勾配法による第1の適応制御処理へ切り換えられる。

【0098】

本実施形態では、規範関数ダイバシティを実現するために、M2M4とMMMCとの2つの規範関数を用いたが、3つ以上の規範関数を用いて適応制御処理を実行してもよい。それらの規範関数は、収束速度、安定性、及び/又は他の特性が互いに異なっていることが望ましい。また、アルゴリズムダイバシティを実現するために、順次ランダム探索法及び最急勾配法とは異なるアルゴリズムを用いてもよい。さらに、ステップS24においてSNR値を計算するために、規範関数フラグCFを参照することによって式(9)のM2M4の規範関数及び式(16)の計算関数の組と、式(10)のMMMCの規範関数及び式(12)の計算関数の組とのいずれかを選択して用いたが、常にいずれか一方の組を用いてSNR値を計算してもよい。

10

【0099】

以上説明したように、本実施形態のアレーアンテナの制御方法及び制御装置によれば、収束速度と安定性とのトレードオフの問題を解決し、従来技術に比較して、簡単な処理で、より高速かつ安定に電子制御導波器アレーアンテナ装置のパターンを収束させ、アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定することができる。

【実施例1】

【0100】

以下、本発明の実施形態に係るアレーアンテナの制御装置の性能を示すシミュレーション結果について説明する。

20

【0101】

図10は、本発明の第1の実施形態に係るシミュレーション結果であって、規範関数ダイバシティを用いた場合と規範関数ダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける方位角0度方向の利得に対する各方位角方向での相対利得を示す指向性パターンである。アルゴリズムは順次ランダム探索法であり、SNRの初期値は10dBであり、所望波信号の到来角が0度であり、干渉波信号の到来角が45度であるとした。このパターンから分かるように、規範関数ダイバシティは順次ランダム探索法のブラインド適応ビーム形成を改善する。また、非特許文献3のシミュレーション結果によれば、異なる分布を有するランダムベクトルR(n)を使用した場合に、ガウス分布の方が一様分布よりも優れた結果をもたらすことが示されている。

30

【0102】

図11は、本発明の第1の実施形態に係るシミュレーション結果であって、規範関数ダイバシティを用いた場合と規範関数ダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける、反復回数nに対するアレーアンテナの制御装置の出力SIRを示すグラフである。アルゴリズムは順次ランダム探索法であり、SNRの初期値は10dBであり、所望波信号の到来角が0度であり、干渉波信号の到来角が45度であるとした。実際に、これは、順次ランダム探索法による処理の50回目までの反復を1000回だけ試行した平均値で出力SIRを比較している。このグラフの収束曲線は、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理が、M2M4又はMMMCのうちのただ1つの規範関数を使用するアルゴリズムよりも有効であることを示している。

40

【実施例2】

【0103】

さらに、本発明に係る第2の実施形態のアルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理の性能を評価する目的でシミュレーションが行われた。アレーアンテナ装置100の指向性パターンのシミュレーションが、いくつかの到来角(DOA)が存在し、SNRの初期値が異なる場合(0乃至20dB)について行われた。シミュレーションでは、所望波信号がアレーアンテナ装置100に入射され、さらに干渉波信号もまた追加された。

50

【 0 1 0 4 】

図 1 2 は、本発明の第 2 の実施形態に係るシミュレーション結果であって、アルゴリズムダイバシティを用いた場合とアルゴリズムダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける方位角 0 度方向の利得に対する各方位角方向での相対利得を示す指向性パターンである。シミュレーションは、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた第 2 の実施形態の適応制御処理と、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による（すなわちアルゴリズムダイバシティを用いない）第 1 の実施形態の適応制御処理と、M 2 M 4 及び M M M C の規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法による（すなわちアルゴリズムダイバシティを用いない）非特許文献 6 の従来技術の適応制御処理とに対して実行された。シミュレーション結果は、S N R 値がいかなる値であるかに関わらず、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理によるブライ

10

【 0 1 0 5 】

図 1 3 は、本発明の第 2 の実施形態に係るシミュレーション結果であって、アルゴリズムダイバシティを用いた場合とアルゴリズムダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける、反復回数 n に対するアレーアンテナの制御装置の出力 S I R を示すグラフである。このグラフの収束曲線は、規範及びアルゴリズムの同時ダイバシティを、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法及び順次ランダム探索法に対して比較するためのものである。S N R の初期値は 1 0 d B であり、所望波信号の到来角は 0 度であり、干渉波信号の到来角は 4 5 度であるとされた。このシミュレーションは $N = 5 0$ 回目までの反復を 1 0 0 0 回試行して行われた。ステップ S 2 2 のパラメータである反復回数 $N_{S N R}$ は、2 5 に設定されている。図 1 3 の結果は、最初の $N_{S N R}$ 回の反復の間は、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理の収束曲線と、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理の収束曲線とがほぼ同じであることを示している。しかし、実際には、試行において $N_{S N R}$ 回目の反復におけるサンプルに関して S N R 値がしきい値パラメータを下回る毎に、順次ランダム探索法（ステップ S 2 7）の代わりに最急勾配法（ステップ S 2 6）が使用される。

20

30

【 0 1 0 6 】

図 5 のステップ S 2 5 のしきい値は 1 0 d B に設定されるため、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理で測定されるサンプルの中には、処理を、順次ランダム探索法から最急勾配法へ切り換えさせるものがある。この場合はリアクタンスベクトルを計算するために使用される各パラメータが初期化される。図 1 3 のグラフにおいて、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理に係る S I R 出力値が降下し、その後急速に収束して最急勾配法アルゴリズムの S I R 出力値に到達するように見えるのはこのためである。

【 0 1 0 7 】

最終的には、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理は、規範関数ダイバシティを用いた最急勾配法による適応制御処理と同じ効率になる。このシミュレーションでは、最急勾配法の収束曲線の方が順次ランダム探索法の収束曲線より優れている。しかしながら、順次ランダム探索法は最急勾配法ほど複雑ではないことから、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理は、最急勾配法による適応制御処理ほど複雑ではなく、そのため、本発明に係る第 2 の実施形態のアルゴリズムは他のものより効率的である。

40

【 0 1 0 8 】

以上の好ましい実施形態においては、規範関数を適応制御のためのリアクタンス値を求めるための規範関数とし、それを最大となるようにリアクタンスベクトルの最適解を計算しているが、本発明はこれに限らず、規範関数の逆数を適応制御のためのリアクタンス値

50

を求めるための規範関数とし、それを最小となるようにリアクタンスベクトルの最適解を計算してもよい。

【 0 1 0 9 】

以上の好ましい実施形態においては、図 5 のステップ S 2 1 において順次ランダム探索法による初期適応制御処理を実行しかつ図 5 のステップ S 2 7 において順次ランダム探索法による第 2 の適応制御処理を実行しているが、本発明はこれに限らず、これらの初期適応制御処理及び第 2 の適応制御処理において、以下に示す単純ランダム法又は高次元二分法などの非線形計画法における反復的な数値解法を用いてもよい。

【 0 1 1 0 】

なお、単純ランダム探索法においては、以下の手順を用いる。

(i) 最初に、リアクタンスベクトルの所定の初期値 $x(1)$ (例えば、当該エスパンテナ装置 1 0 0 をオムニアテナに設定にするときのリアクタンスベクトル) によって処理を開始する。

(ii) 次いで、この初期値を使用して、当該初期値への加算値を所定の存在範囲内で乱数を発生させて計算する。

(iii) 計算された加算値を上記初期値に加算することにより、リアクタンスベクトルにおける推定値を計算する。

(iv) 計算された推定値における規範関数値が所定のしきい値 (例えば 0 . 9) 以上であれば、当該推定値を設定すべきリアクタンスベクトルとするが、NOであれば、ステップ (ii) に戻って処理を繰り返す。

【 0 1 1 1 】

また、高次元二分法においては、以下の手順を用いる。

(i) 最初に、反復数パラメータ n (すなわち、 n 回目の反復) を 1 に設定して処理を開始する。

(ii) 次いで、リアクタンスベクトルの各リアクタンス値の所定の存在範囲 (なお、2 回目以降は、前に選択された推定値の存在範囲) を均等に二分し、二分された各存在範囲の平均値 (各可変リアクタンス素子 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 に対して 2 つの平均値) を計算する。

(iii) この 2 つの平均値に対する規範関数値を計算し、規範関数値が大きい方を、リアクタンスベクトルにおける次の推定値とする。

(iv) 反復数パラメータ n を 1 だけインクリメントし、ステップ (ii) に戻って処理を繰り返す。この繰り返し処理は、規範関数値が所定のしきい値 (例えば 0 . 9) 以上になるまで実行される。

【産業上の利用可能性】

【 0 1 1 2 】

本発明においては、無線通信システムのためのスマートアンテナの展開について新たな解決法を提示している。まず、規範関数ダイバシティは、より速く指向性パターンを形成して、より安定的に収束する適応制御型アルゴリズムをもたらすことが示された。但し、最急勾配法及び順次ランダム探索法の両方のアルゴリズムの効率は、受信信号電力の SNR 値の条件に依存する。このため、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを使用することが、電子制御導波器アレーアンテナ装置のためのブラインド適応ビーム形成における改善をもたらす。

【図面の簡単な説明】

【 0 1 1 3 】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態に係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】本実施形態に係るアレーアンテナ装置 1 0 0 の詳細な構成を示す断面図である。

【図 3】図 1 の適応制御型コントローラ 2 0 が実行する、規範関数ダイバシティを用いた順次ランダム探索法による適応制御処理を示すフローチャートの第 1 の部分である。

【図 4】図 1 の適応制御型コントローラ 2 0 が実行する、規範関数ダイバシティを用いた

10

20

30

40

50

順次ランダム探索法による適応制御処理を示すフローチャートの第2の部分である。

【図5】本発明の第2の実施形態に係るアレーアンテナの制御装置において、適応制御型コントローラ20が実行する、アルゴリズムダイバシティ及び規範関数ダイバシティを用いた適応制御処理を示すフローチャートである。

【図6】図5の順次ランダム探索法による初期適応制御処理S21に係るサブルーチンを示すフローチャートである。

【図7】図5の最急勾配法による第1の適応制御処理S26に係るサブルーチンを示すフローチャートの第1の部分である。

【図8】図5の最急勾配法による第1の適応制御処理S26に係るサブルーチンを示すフローチャートの第2の部分である。

10

【図9】図5の順次ランダム探索法による第2の適応制御処理S27に係るサブルーチンを示すフローチャートである。

【図10】本発明の第1の実施形態に係るシミュレーション結果であって、規範関数ダイバシティを用いた場合と規範関数ダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける方位角0度方向の利得に対する各方位角方向での相対利得を示す指向性パターンである。

【図11】本発明の第1の実施形態に係るシミュレーション結果であって、規範関数ダイバシティを用いた場合と規範関数ダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける、反復回数nに対するアレーアンテナの制御装置の出力SIRを示すグラフである。

【図12】本発明の第2の実施形態に係るシミュレーション結果であって、アルゴリズムダイバシティを用いた場合とアルゴリズムダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける方位角0度方向の利得に対する各方位角方向での相対利得を示す指向性パターンである。

20

【図13】本発明の第2の実施形態に係るシミュレーション結果であって、アルゴリズムダイバシティを用いた場合とアルゴリズムダイバシティを用いなかった場合のそれぞれにおける、反復回数nに対するアレーアンテナの制御装置の出力SIRを示すグラフである。

【符号の説明】

【0114】

A0 ... 励振素子、

A1乃至A6 ... 非励振素子、

30

1 ... 低雑音増幅器(LNA)、

2 ... ダウンコンバータ(D/C)、

3 ... A/D変換器、

4 ... 復調器、

5 ... 同軸ケーブル、

11 ... 接地導体、

12-1乃至12-6 ... 可変リアクタンス素子、

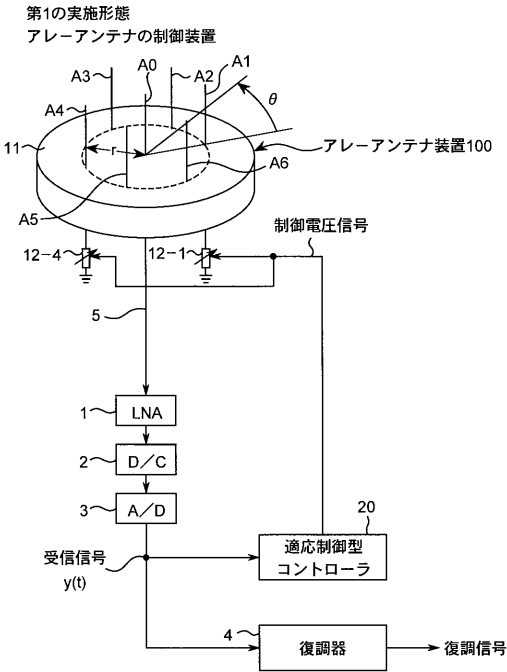
13 ... リアクタンス値テーブルメモリ、

20 ... 適応制御型コントローラ、

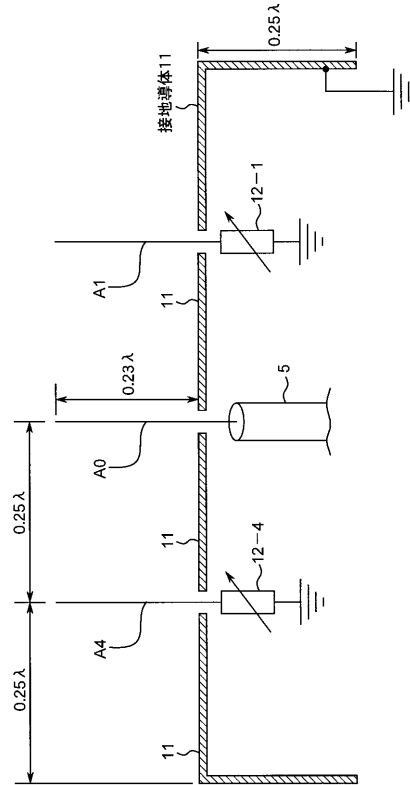
100 ... アレーアンテナ装置。

40

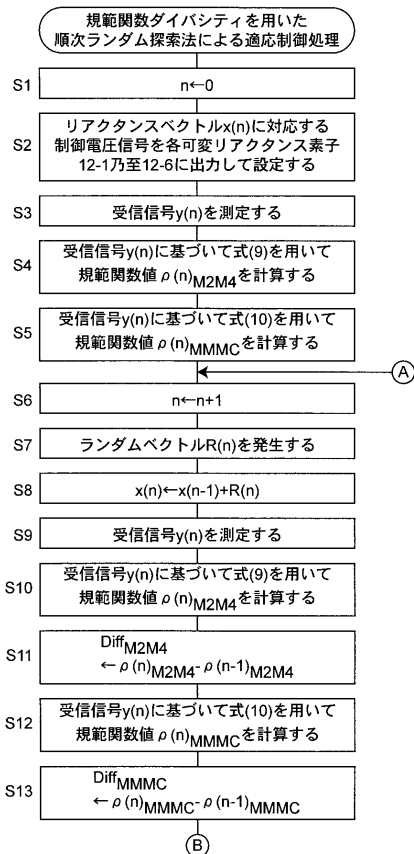
【図1】



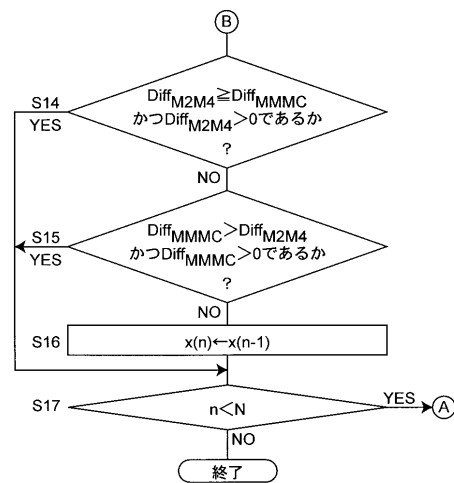
【図2】



【図3】

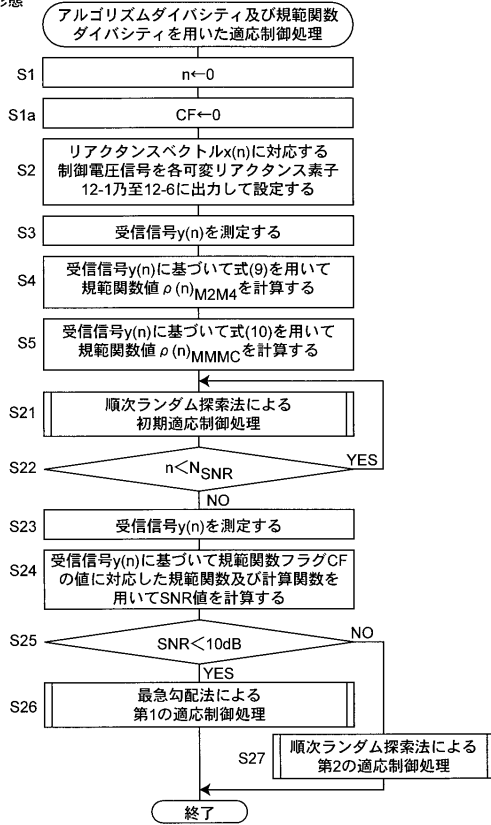


【図4】

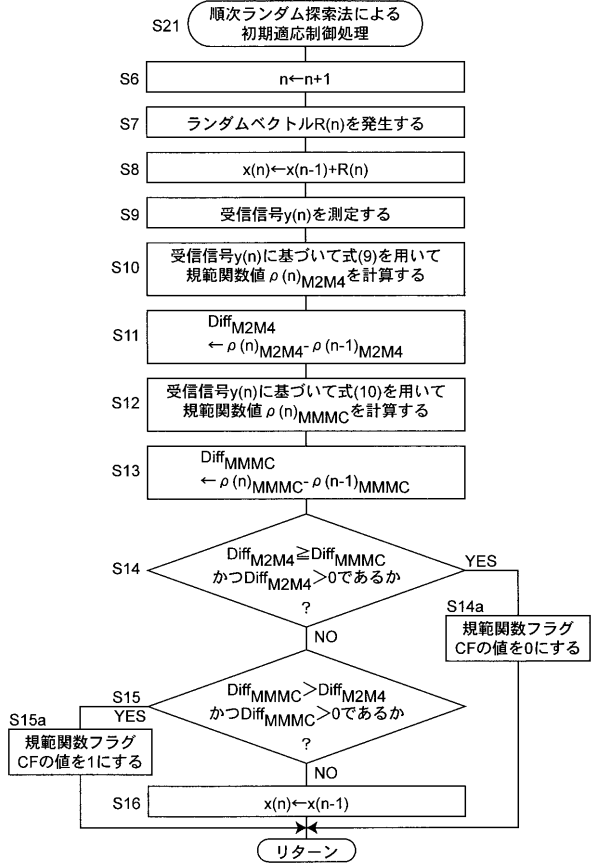


【図5】

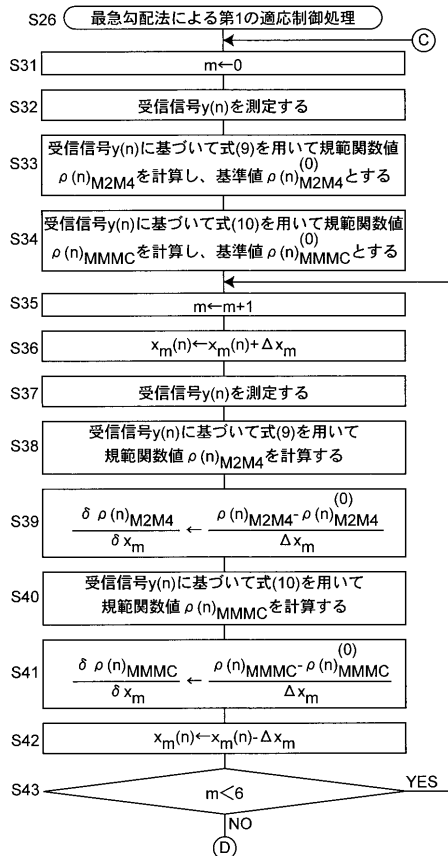
第2の実施形態



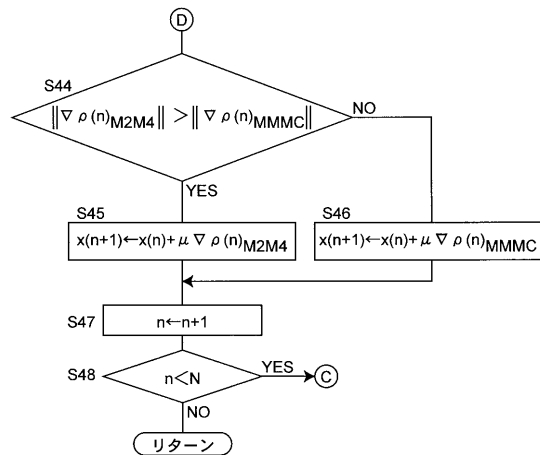
【図6】



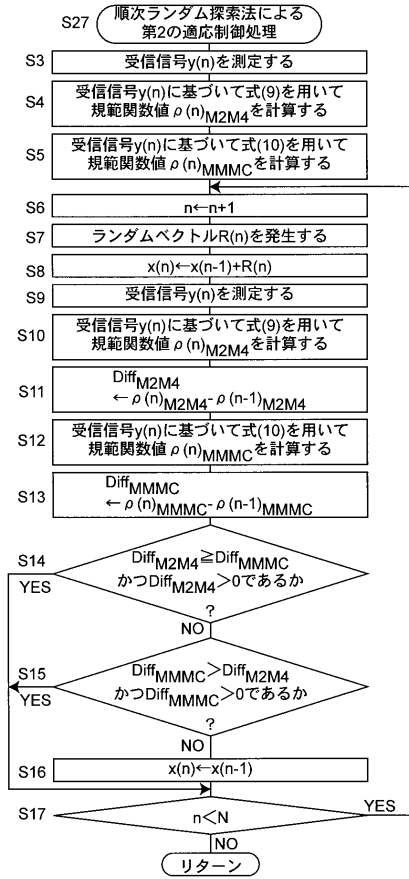
【図7】



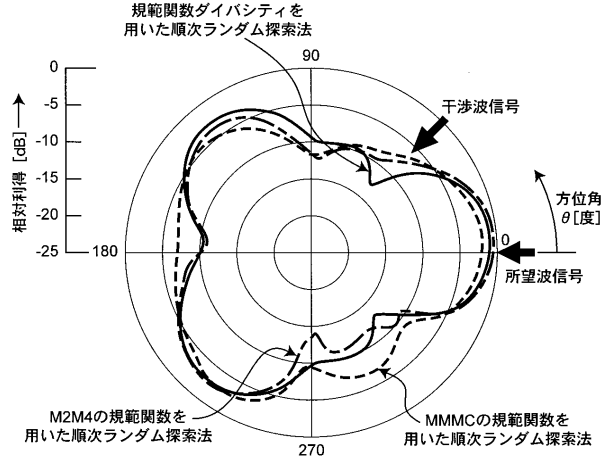
【図8】



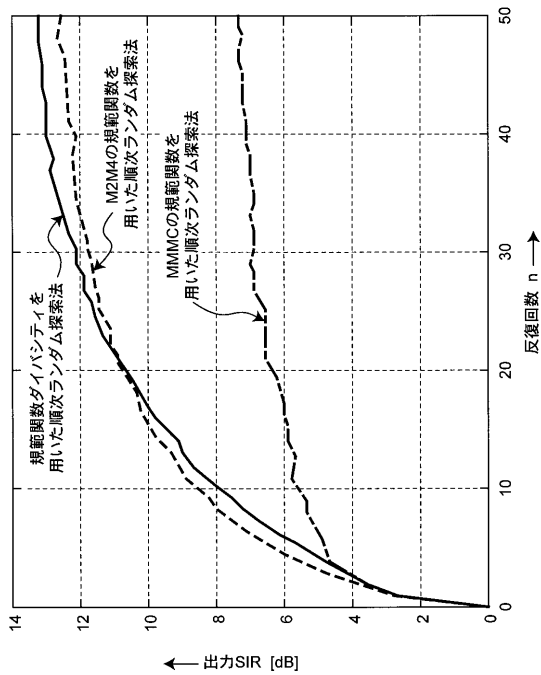
【図9】



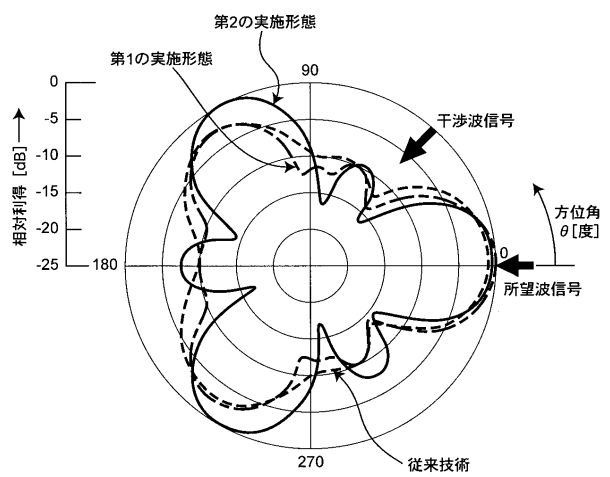
【図10】



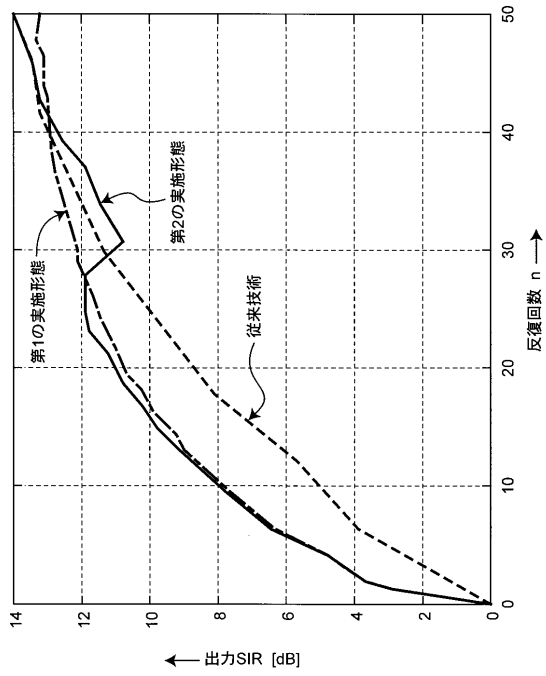
【図11】



【図12】



【 図 1 3 】



フロントページの続き

- (72)発明者 ガエル・サビエンス
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
- (72)発明者 樋口 啓介
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
- (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

審査官 麻生 哲朗

- (56)参考文献 特開2004-007329(JP,A)
特開2003-209425(JP,A)
特開2003-142926(JP,A)
特開平11-052988(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01Q 3/46
H01Q 19/32
H04B 7/08
H04B 7/10