

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3889715号
(P3889715)

(45) 発行日 平成19年3月7日(2007.3.7)

(24) 登録日 平成18年12月8日(2006.12.8)

(51) Int. Cl. F I
 HO 1 Q 3/46 (2006.01) HO 1 Q 3/46
 HO 1 Q 9/16 (2006.01) HO 1 Q 9/16

請求項の数 7 (全 38 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2003-47177 (P2003-47177)</p> <p>(22) 出願日 平成15年2月25日 (2003.2.25)</p> <p>(65) 公開番号 特開2004-260398 (P2004-260398A)</p> <p>(43) 公開日 平成16年9月16日 (2004.9.16)</p> <p>審査請求日 平成16年6月17日 (2004.6.17)</p> <p>特許法第30条第1項適用 電子情報通信学会技術研究報告、Vol. 102、No. 579、A・P2002-119~133 [アンテナ・伝播] (2003年1月16日) 社団法人電子情報通信学会発行、第19~24頁 (A・P2002-122) に発表</p> <p>(出願人による申告) 国等の委託研究の成果に係る特許出願 (通信・放送機構、平成14年4月1日付け委託契約研究テーマ「自律分散型無線ネットワークの研究開発」、産業再生法第30条の適用を受けるもの)</p>	<p>(73) 特許権者 393031586 株式会社国際電気通信基礎技術研究所 京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2</p> <p>(74) 代理人 100062144 弁理士 青山 稜</p> <p>(74) 代理人 100098280 弁理士 石野 正弘</p> <p>(72) 発明者 飯草 恭一 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</p> <p>(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</p> <p>審査官 儀同 孝信</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

(54) 【発明の名称】 アレーアンテナ装置とその制御方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線信号を送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複数の非励振素子と、上記複数の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て指向特性を変化させるアレーアンテナ装置において、

上記アレーアンテナ装置は、上記複数の非励振素子を、それぞれダイポールアンテナで構成し、上記励振素子の位置から上記間隔だけ離れかつ放射形状で配置された各位置において、上記励振素子に対して傾斜するように設けることにより、上記励振素子に平行な垂直偏波成分に加えて、水平偏波成分の無線信号を送受信し、

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、送受信する無線信号の垂直偏波成分及び水平偏波成分を電氣的に制御する制御手段を備えたことを特徴とするアレーアンテナ装置。

【請求項2】

上記励振素子に対して所定の正の角度で傾斜する第1の非励振素子と、上記励振素子に対して上記角度とは逆の方向である所定の負の角度で傾斜する第2の非励振素子とをそれぞれ含む複数組の非励振素子セットを備え、上記第1の非励振素子に接続される可変リアクタンス素子のリアクタンス値と、上記第2の非励振素子に接続される可変リアクタンス素子のリアクタンス値とを変化させることにより、上記第1の非励振素子と上記第2の非

励振素子とのうちの少なくとも一方を動作させることを特徴とする請求項 1 記載のアレーアンテナ装置。

【請求項 3】

上記各組の非励振素子セットにおける第 1 の非励振素子と第 2 の非励振素子とを、実質的に同一の位置に設けたことを特徴とする請求項 2 記載のアレーアンテナ装置。

【請求項 4】

上記各組の非励振素子セットにおける第 1 の非励振素子と第 2 の非励振素子とを、互いに所定の間隔だけ離れて設けたことを特徴とする請求項 2 記載のアレーアンテナ装置。

【請求項 5】

上記励振素子に対して直交するように設けられた少なくとも 1 つの第 3 の非励振素子をさらに備えたことを特徴とする請求項 1 乃至 4 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナ装置。

10

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナ装置の制御方法であって、上記励振素子によって受信された受信信号に基づいて、非線形計画法における反復的な数値解法を用いて、上記受信信号を含む所定の評価関数の値が最大又は最小となるように、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装置の制御方法。

【請求項 7】

20

請求項 1 乃至 5 のうちのいずれか 1 つに記載のアレーアンテナ装置の制御装置であって、上記励振素子によって受信された受信信号に基づいて、非線形計画法における反復的な数値解法を用いて、上記受信信号を含む所定の評価関数の値が最大又は最小となるように、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制御手段を備えたことを特徴とするアレーアンテナ装置の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、複数のアンテナ素子を備え、指向特性を変化させることができる、例えば電子制御導波器アレーアンテナ装置 (Electronically Steerable Passive Array Radiator Antenna) やリニアアレーアンテナ装置などのアレーアンテナ装置とその制御方法及び装置に関する。

30

【0002】

【従来の技術】

従来技術の電子制御導波器アレーアンテナ装置は、例えば、特許文献 1 や非特許文献 1 において提案されている。この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。

40

【0003】

このアレーアンテナ装置は 1 つの給電系で構成され、可変リアクタンス素子として安価な可変容量ダイオードで可変指向特性が得られるアンテナである。このため、小型、軽量、低消費電力、低コスト等の特徴を備えるので、アダプティブアンテナ普及の先導物として期待される。このアレーアンテナ装置のアダプティブ制御においては、通信相手が位置する方向にビームを向け、干渉波の到来方向にヌルを向けるようにアレーアンテナ装置の指向特性を制御することにより、受信された信号の信号対干渉雑音電力比 (S I N R) 値を改善できる。

【0004】

50

また、このアレーアンテナ装置の動作解析や定式化、制御方法について、非特許文献 2 乃至 8 において開示されている。また、非特許文献 9 乃至 11 では、このアレーアンテナ装置におけるアンテナ素子上の電流分布を制御して、当該アンテナ素子のベクトル実効長を変化させる方法が開示されている。

【 0 0 0 5 】

【 特 許 文 献 1 】

特開 2 0 0 1 - 2 4 4 3 1 号 公 報。

【 非 特 許 文 献 1 】

大平孝ほか，“アンテナの指向特性を電子的に制御する：高周波ハードウェア設計の観点から見たアダプティブアレー”，電子情報通信学会誌，電子情報通信学会発行，V o l . 8 3 ， N o . 1 2 ， p p . 9 2 0 - 9 2 6 ， 2 0 0 0 年 1 2 月。

10

【 非 特 許 文 献 2 】

大平孝ほか，“エスパアンテナの等価ウェイトベクトルとアレーファクタ表現”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，A P 2 0 0 0 - 4 4 ， S A T 2 0 0 0 - 4 1 ， M W 2 0 0 0 - 4 4 ， p p . 7 - 1 2 ， 2 0 0 0 年 7 月。

【 非 特 許 文 献 3 】

大平孝ほか，“エスパアンテナの等価ウェイトベクトルとその勾配に関する基本的定式化”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，A P 2 0 0 1 - 1 6 ， S A T 2 0 0 1 - 3 ， p p . 1 5 - 2 0 ， 2 0 0 1 年 5 月。

【 非 特 許 文 献 4 】

飯草恭一ほか，“エスパアンテナの素子上電流分布に基づく等価ウェイトベクトルの高精度化”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，A P 2 0 0 2 - 4 4 ， p p . 2 5 - 3 0 ， 2 0 0 2 年 7 月。

20

【 非 特 許 文 献 5 】

飯草恭一ほか，“線状アンテナアレー素子上のアドミタンス分布によるベクトル実効長の考察”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，A P 2 0 0 2 - 1 0 9 ， p p . 4 5 - 5 2 ， 2 0 0 2 年 1 0 月。

【 非 特 許 文 献 6 】

飯草恭一ほか，“線上アレーアンテナの素子上電流分布をポート電流と電圧から簡単に計算する方法”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，A P 2 0 0 2 - 1 1 7 ， p p . 3 1 - 3 8 ， 2 0 0 2 年 1 2 月。

30

【 非 特 許 文 献 7 】

程俊ほか，“エスパアンテナの M C C C 及び M M C 規範による適応制御実験”，電子情報通信学会総合大会，電子情報通信学会発行，B - 1 - 1 1 7 ， 2 0 0 2 年。

【 非 特 許 文 献 8 】

滝沢賢一ほか，“S N 比ブラインド推定を用いたエスパアンテナ適応ビーム形成規範”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，A ・ P 2 0 0 2 - 1 1 4 ， 2 0 0 2 年 1 2 月。

【 非 特 許 文 献 9 】

飯草恭一ほか，“リアクタンス制御で素子を透明化するリコンフィギャラブルアレーアンテナ”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，A P 2 0 0 2 - 1 2 2 ， p p . 1 9 - 2 4 ， 2 0 0 3 年 1 月。

40

【 非 特 許 文 献 1 0 】

J. Cheng, et al., “Adaptive beamforming of ESPAR antenna based on steepest gradient algorithm”, IEICE Transaction on Communication, E84-B, No.7, July 2001.

【 非 特 許 文 献 1 1 】

飯草恭一ほか，“エスパアンテナの最急勾配法によるビーム・ヌル形成に関する検討”，電子情報通信学会技術研究報告，電子情報通信学会発行，A P 2 0 0 2 - 2 7 ， p p . 3 3 - 3 8 ， 2 0 0 2 年 5 月。

【 0 0 0 6 】

50

【発明が解決しようとする課題】

図36は、特許文献1等の開示された従来技術に係る電子制御導波器アレーアンテナ装置150に到来する無線信号の偏波成分を説明するための図である。図36の無線環境において、送信アンテナ装置160は直線偏波の無線信号を送信している。室内無線通信等ではマルチパス波が多数存在し、反射面S1及びS2などの散乱体表面への入射角度などによりマルチパス波の偏波が変化するので、図36のように、所望波の散乱波あるいは干渉波は、送信された無線信号に対して直交した偏波成分を有するようになる。しかしながら、従来技術の電子制御導波器アレーアンテナ装置150は、所定方向の直線偏波の無線信号しか受信することができないという問題点があった。また、これにより、受信すべき無線信号を最適の放射パターンや偏波で受信できないという問題点があった。

10

【0007】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、送受信する無線信号の偏波を変化させることができるアレーアンテナ装置とその制御方法及び装置を提供することにある。

【0008】**【課題を解決するための手段】**

第1の発明に係るアレーアンテナ装置は、無線信号を送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、上記少なくとも1つの非励振素子にそれぞれ接続された少なくとも1つの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、上記少なくとも1つの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て指向特性を変化させるアレーアンテナ装置において、

20

上記少なくとも1つの非励振素子を、ダイポールアンテナで構成しかつ上記励振素子に対して傾斜するように設けることにより、上記励振素子に平行な垂直偏波成分に加えて、水平偏波成分の無線信号を送受信することを特徴とする。

【0009】

上記アレーアンテナ装置において、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、送受信する無線信号の垂直偏波成分及び水平偏波成分を制御することを特徴とする。

【0010】

また、上記アレーアンテナ装置において、上記励振素子に対して所定の正の角度で傾斜する第1の非励振素子と、上記励振素子に対して上記角度とは逆の方向である所定の負の角度で傾斜する第2の非励振素子との少なくとも1組の非励振素子セットを備え、上記第1の非励振素子に接続される可変リアクタンス素子のリアクタンス値と、上記第2の非励振素子に接続される可変リアクタンス素子のリアクタンス値とを変化させることにより、上記第1の非励振素子と上記第2の非励振素子とのうちの少なくとも一方を動作させることを特徴とする。

30

【0011】

さらに、上記アレーアンテナ装置において、上記第1と第2の非励振素子のうちの一方の非励振素子上の電流の積分値が実質的に零になるようなリアクタンス値を、当該非励振素子に接続された可変リアクタンス素子に設定することによって、当該アンテナ素子のベクトル実効長を実質的に零にして当該アンテナ素子を電氣的に除去することにより、他方の非励振素子のみを選択的に動作させることを特徴とする。

40

【0012】

またさらに、上記アレーアンテナ装置において、上記各組の非励振素子セットにおける第1の非励振素子と第2の非励振素子とを、実質的に同一の位置に設けたことを特徴とする。もしくは、上記アレーアンテナ装置において、上記各組の非励振素子セットにおける第1の非励振素子と第2の非励振素子とを、互いに所定の間隔だけ離れて設けたことを特徴とする。

【0013】

また、上記アレーアンテナ装置において、上記励振素子に対して直交するように設けられ

50

た少なくとも1つの第3の非励振素子をさらに備えたことを特徴とする。

【0014】

さらに、上記アレーアンテナ装置において、上記励振素子から所定の間隔だけ離れて設けられた複数の非励振素子に代えて、上記励振素子と複数の非励振素子とが1直線上に並置するように複数の非励振素子を設けたことを特徴とする。

【0015】

第2の発明に係るアレーアンテナ装置の制御方法は、上記アレーアンテナ装置の制御方法であって、上記励振素子によって受信された受信信号に基づいて、非線形計画法における反復的な数値解法を用いて、上記受信信号を含む所定の評価関数の値が最大又は最小となるように、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

【0016】

第3の発明に係るアレーアンテナ装置の制御装置は、上記アレーアンテナ装置の制御装置であって、上記励振素子によって受信された受信信号に基づいて、非線形計画法における反復的な数値解法を用いて、上記受信信号を含む所定の評価関数の値が最大又は最小となるように、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制御手段を備えたことを特徴とする。

【0017】

20

【発明の実施の形態】

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。

【0018】

従来技術の項で説明した図36の無線環境において、例えば、所望波の直交偏波成分を受信することにより受信信号を増加することができる。また、干渉波除去は干渉波到来方向にヌルを形成しなくても、その方向の干渉波の偏波方向に対して、電子制御導波器アレーアンテナ装置の偏波を直交させることによっても実現できる。さらに、干渉波は幾つかの方向から到来するので、各干渉波を低減しなくても干渉波の受信信号の合計を低減するように、偏波の自由度を利用すればよいと考えられる。これまでに提案されている電子制御導波器アレーアンテナ装置はモノポール又はダイポールを用いた垂直偏波アンテナであった。本実施形態では、水平偏波に対して所定のアンテナ利得を有する電子制御導波器アレーアンテナ装置を提案し、可変リアクタンス素子のリアクタンス値によって、所望方向の偏波を制御できることを示す。この際、偏波の最適状態を解析的に求めることは出来ないため、最急勾配法を用いる。そのために、提案する電子制御導波器アレーアンテナ装置に対して等価ウェイトベクトル表現を求める方法を以下に示す。

30

【0019】

<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、電子制御導波器アレーアンテナ装置であるアレーアンテナ装置100を備えたアレーアンテナ装置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装置の制御装置は、図1に示すように、1つの励振素子A0と、可変リアクタンス素子12-1乃至12-6がそれぞれ装荷された6個の非励振素子A1乃至A6とを備えてなるアレーアンテナ装置100と、適応制御型コントローラ20とを備えて構成され、アレーアンテナ装置100は、垂直偏波の成分のみならず、水平偏波の成分に対して通信可能なアンテナ利得を有し、当該アレーアンテナ装置100の偏波を変化させることができることを特徴としている。

40

【0020】

以下の説明では、図1のxyz座標を用い、励振素子A0の長手方向をz軸とし、z軸と直交し、接地導体11の面をxy平面とする。ここで、励振素子A0から放射する垂直偏波の成分はz軸と平行な偏波面を有し、当該偏波面と直交する偏波を水平偏波という。

【0021】

50

図2は、図1のアレーアンテナ装置100の詳細構成を示す斜視図である。図2に示すように、アレーアンテナ装置100は、7本の半波長ダイポールのアンテナ素子、すなわち、励振素子A0と、励振素子A0を中心とした所定半径の円周200上に設けられた非励振素子A1乃至A6とから構成されている。具体的には、図2中のxyz座標を参照すると、励振素子A0は、z軸上で、長手方向の中心を原点Oに合わせて配置され、非励振素子A1乃至A6については、それぞれの長手方向の中心が、原点Oを中心とするxy平面内の円周200上に互いに等間隔を保って配置される。円周200の半径は、例えば、所望波の波長 λ に対して約 $\lambda/4$ になるように構成される。ここで、従来技術のアレーアンテナ装置150では、励振素子A0と非励振素子A1乃至A6は互いに平行に配置されたが、本実施形態のアレーアンテナ装置100では、各非励振素子A1乃至A6の向きは、励振素子A0の長手方向（鉛直方向）に対してねじれている。詳しくは、図3に示されたように、非励振素子A1は、原点Oと、非励振素子A1の長手方向の中心の点OA1とを通る半径の直線を軸として、鉛直方向から傾斜角 θ だけ回転されている。傾斜角 θ は $0^\circ < \theta < 90^\circ$ であり、好ましくは 45° である。各非励振素子A2乃至A6もまた、原点Oと各非励振素子の長手方向の中心の点とを通る半径の直線を軸として、鉛直方向から例えば同一の傾斜角 θ だけ回転されている。ただし、非励振素子A1乃至A6の傾き方向は、原点と各非励振素子の長手方向の中心とを通る軸に関する回転でなくても、偏波可変の特性は得られ、例えば、円周200の接線の軸などの他の軸に関する回転であってもよい。また、本実施形態では非励振素子数が6であるが、1つ以上であれば偏波は可変となる。

10

20

【0022】

励振素子A0の長手方向の中心に位置した給電点（励振素子A0のポートという。）は、同軸ケーブル5及びサーキュレータ6を介して低雑音増幅器（LNA）1に接続されている。また、非励振素子A1乃至A6において、その長手方向の中心においてそれぞれ可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に接続されている。具体的には、例えば図1に示されたように、非励振素子A3は1対のアンテナ素子からなるダイポールアンテナであって、1対のアンテナ素子の中央部において、そのポートに可変リアクタンス素子12-3が接続される。また、他の可変リアクタンス素子12-1, 12-2, 12-4乃至12-6も同様に、非励振素子A1, A2, A4乃至A6に接続される。これら可変リアクタンス素子12-1乃至12-6は、適応制御型コントローラ20からの制御電圧信号に

30

【0023】

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乃至A6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

40

【0024】

本実施形態では、アレーアンテナ装置100は、非励振素子A1乃至A6を鉛直方向に対して斜めに配置したことによって、水平偏波成分を含む無線信号を送受信することができる。送信で考えた場合、励振素子A0は直接的に垂直偏波を送信すると同時に、斜めに設置された非励振素子A1乃至A6を励振する。励振された非励振素子A1乃至A6は、無線信号の垂直偏波成分を送信すると同時に水平偏波成分を送信する。このように、無線信

50

号の水平偏波成分は非励振素子 A 1 乃至 A 6 のみから放射される。従って、図 1 のアレーアンテナ装置 1 0 0 において、各非励振素子 A 1 乃至 A 6 に接続された可変リアクタンス素子 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 に印加するバイアス電圧値を変化させて、その接合容量値である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 1 0 0 の平面指向特性と、アレーアンテナ装置 1 0 0 で送受信される無線信号の偏波とを変化させることができる。

【 0 0 2 5 】

鉛直方向からの非励振素子 A 1 乃至 A 6 の傾斜角 θ が全て等しいとする場合、励振素子 A 0 に対して反対の位置に配置される非励振素子同士で、励振される垂直偏波の向きが等しい時、水平偏波の向きは反対である。このため、アレーアンテナ装置 1 0 0 上で実現される偏波は方向によって異なる。このことは詳細後述される。

10

【 0 0 2 6 】

図 1 において、適応制御型コントローラ 2 0 は、例えばコンピュータなどのデジタル計算機で構成される。適応制御型コントローラ 2 0 は、受信時において、復調器 4 による無線通信を開始する前に、相手先の送信機から送信される無線信号に含まれる学習シーケンス信号を上記アレーアンテナ装置 1 0 0 の励振素子 A 0 により受信したときの受信信号 $y(t)$ と、上記学習シーケンス信号と同一の信号パターンを有して学習シーケンス信号発生器 2 1 で発生された学習シーケンス信号 $r(t)$ とに基づいて、所定の評価関数を用いて、最急勾配法による適応制御処理を実行する。この適応制御処理では、上記アレーアンテナ装置 1 0 0 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、各可変リアクタンス素子 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 に印加されるバイアス電圧値を探索して制御電圧信号を用いて設定する。

20

【 0 0 2 7 】

アレーアンテナ 1 0 0 で受信される無線信号を送信する送信局は、学習シーケンス信号発生器 2 1 で発生される所定の学習シーケンス信号と同一の信号パターンを有する学習シーケンス信号を含む所定のシンボルレートのデジタルデータ信号に従って、無線周波数の搬送波信号を、例えば B P S K、Q P S K などのデジタル変調法を用いて変調し、当該変調信号を電力増幅して受信局のアレーアンテナ装置 1 0 0 に向けて送信する。本実施形態においては、データ通信を行う前に、送信局から受信局に向けて学習シーケンス信号を含む無線信号が送信され、受信局では、適応制御型コントローラ 2 0 による適応制御処理

30

【 0 0 2 8 】

アレーアンテナ装置 1 0 0 は送信局からの無線信号を受信し、上記受信された信号は、同軸ケーブル 5 及びサーキュレータ 6 を介して低雑音増幅器 (L N A) 1 に入力されて増幅され、次いで、ダウンコンバータ (D / C) 2 は増幅された信号を所定の中間周波数の信号 (I F 信号) に低域変換する。さらに、 A / D 変換器 3 は低域変換されたアナログ信号をデジタル信号に A / D 変換し、そのデジタル信号を適応制御型コントローラ 2 0 及び復調器 4 に出力する。次いで、適応制御型コントローラ 2 0 は、入力される受信信号 $y(t)$ と学習シーケンス信号 $r(t)$ とに基づいて、可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定の差分幅だけ摂動させ、各リアクタンス値に対して所定の評価関数値を計算し、上記計算された評価関数値に基づいて、例えば、最急勾配法を用いて、当該評価関数値が最大となるように、各リアクタンス値を反復して計算することにより、当該アレーアンテナ装置 1 0 0 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各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ように制御する。これにより、当該評価関数値が最大となるように、上記アレーアンテナ装置 1 0 0 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各可変リアクタンス素子のバイアス電圧値を探索し、探索された各バイアス電圧値を有する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子に出力して設定する。

40

【 0 0 2 9 】

以上の実施形態においては、最急勾配法を用いているが、本発明はこれに限らず、他の適

50

応制御方法を用いてもよい。また、評価関数の具体例については、詳細後述する。

【0030】

また、無線送信機7は入力される送信ベースバンド信号に基づいて無線搬送波を所定の変調方式で変調し、変調された無線搬送波である無線信号をサーキュレータ6、同軸ケーブル5を介してアレーアンテナ装置100の励振素子A0に出力し、これにより当該アレーアンテナ装置100から無線信号が放射される。なお、適応制御型コントローラ20は、送信時において、例えば、受信時に設定された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、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6に設定する。

【0031】

以上説明したように、本実施形態によれば、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に印加するバイアス電圧値を変化させて、その接合容量値である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の平面指向特性と、アレーアンテナ装置100で送受信される無線信号の偏波とを変化させることができる。

10

【0032】

次いで、本実施形態のアレーアンテナ装置の制御方法を説明するために、まず、アレーアンテナ装置100で受信される信号の信号モデルを定式化する。

【0033】

連続時間で表された時刻 t において、送信された無線信号 $u(t)$ は、図2に示されたように方位角（原点 O を中心とし、非励振素子A1の中心からの $x-y$ 平面での角度）及び仰角（ z 軸方向である鉛直方向からの角度）で到来するものと仮定する。 $s_m(t)$ （ $m=0, 1, \dots, 6$ ）はアレーアンテナ装置100の m 番目の素子に到来する信号を示し、 $s(t)$ は m 番目の成分 $s_m(t)$ を有する列ベクトルであるものとする、列ベクトル $s(t)$ を次のように表すことができる。

20

【0034】

【数1】

$$s(t) = a(\theta, \phi)^T u(t)$$

【0035】

ここで、上付き添字の T は転置行列を表す。ステアリングベクトル $a(\theta, \phi)$ は、アレーアンテナ装置100に到来する無線信号の仰角 θ と方位角 ϕ との関数として次式で表される。

30

【0036】

【数2】

$$a(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[j\beta d \sin \theta \cos(\phi - \phi_1)] \\ \exp[j\beta d \sin \theta \cos(\phi - \phi_2)] \\ \vdots \\ \exp[j\beta d \sin \theta \cos(\phi - \phi_6)] \end{bmatrix}$$

40

【0037】

ここで、 β は伝搬定数 $2\pi/\lambda$ であり、 d はアンテナ素子の間隔であって、本実施形態では $\lambda/4$ であり、さらに、

【数3】

$$\phi_m = 2\pi(m-1)/6$$

$$m = 1, \dots, 6$$

である。

【0038】

この信号モデルによれば、アレーアンテナ装置100で受信された受信信号 $y(t)$ を次のように表すことができる。

50

【 0 0 3 9 】

【 数 4 】

$$y(t) = \mathbf{i}^T \mathbf{s}(t) = \mathbf{i}^T \mathbf{a}(\quad, \quad) u(t)$$

【 0 0 4 0 】

ここで、ベクトル $\mathbf{i} = [i_0, i_1, \dots, i_6]^T$ はアレーアンテナ装置 100 の高周波電流ベクトルであり、各素子上の信号を観測可能な従来のアレーアンテナにおけるウエイトベクトルと同様の役割を果たし、本実施形態では「等価ウエイトベクトル」と呼ぶ。等価ウエイトベクトル \mathbf{i} は、次のように定式化される。

【 0 0 4 1 】

【 数 5 】

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{00} & Y_{01} & Y_{01} & Y_{01} & Y_{01} & Y_{01} & Y_{01} \\ Y_{01} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{13} & Y_{12} \\ Y_{01} & Y_{12} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{13} \\ Y_{01} & Y_{13} & Y_{12} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{01} & Y_{14} & Y_{13} & Y_{12} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{01} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{13} & Y_{12} & Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{01} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{13} & Y_{12} & Y_{11} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Z_s & & & & & & 0 \\ & jX1 & & & & & \\ & & jX2 & & & & \\ & & & jX3 & & & \\ & & & & jX4 & & \\ & & & & & jX5 & \\ 0 & & & & & & jX6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

10

又は

【 数 6 】

$$\mathbf{i} = (\mathbf{Y}^{-1} + \mathbf{X})^{-1} [v_s, 0, \dots, 0]^T$$

20

【 0 0 4 2 】

ここで、 v_s は給電電圧を表す定数であり、 Z_s はアレーアンテナ装置 100 の出力インピーダンスを表す定数である。対角行列 \mathbf{X} はリアクタンス行列と呼ばれ、アレーアンテナ装置 100 の出力インピーダンス Z_s と、虚数単位 j を乗算された可変リアクタンス素子のリアクタンス値 X_m ($m = 1, \dots, 6$) とを成分とする行列である。さらに数 5 において、 $\mathbf{Y} = [Y_{kl}]$ ($(6+1) \times (6+1)$) はアドミタンス行列と呼ばれ、その要素 Y_{kl} はアレーアンテナ装置 100 の素子 A_k と素子 A_l ($0 \leq k, l \leq 6$) の間の相互アドミタンス要素を表す。アドミタンス要素 Y_{kl} の値には、公知の相反定理により、通常型のアレーアンテナ装置と同様に $Y_{kl} = Y_{lk}$ が成り立つ。アドミタンス要素 Y_{kl} の値はまた、例えば半径、空間の間隔及び素子の長さといったアンテナの物理的構造に依存して一定であり、さらに、アレーアンテナ装置 100 の回転対称性より、次の関係を満たす。

30

【 0 0 4 3 】

【 数 7 】

$$Y_{11} = Y_{22} = Y_{33} = Y_{44} = Y_{55} = Y_{66}$$

【 数 8 】

$$Y_{01} = Y_{02} = Y_{03} = Y_{04} = Y_{05} = Y_{06}$$

【 数 9 】

$$Y_{12} = Y_{23} = Y_{34} = Y_{45} = Y_{56} = Y_{61}$$

40

【 数 10 】

$$Y_{13} = Y_{24} = Y_{35} = Y_{46} = Y_{51} = Y_{62}$$

【 数 11 】

$$Y_{14} = Y_{25} = Y_{36}$$

【 0 0 4 4 】

ゆえに、アドミタンス行列 \mathbf{Y} は、アドミタンス要素の 6 個の成分 $Y_{00}, Y_{10}, Y_{11}, Y_{21}, Y_{31}$ 及び Y_{41} のみによって決定されることがわかる。以下、説明の簡単化のために、アレーアンテナ装置 100 から出力される受信信号と、A/D変換器 3 から出力される受信信号とを同一視して、 $y(t)$ で表す。

【 0 0 4 5 】

50

次に、アレーアンテナ装置 100 の各アンテナ素子に係るベクトル実効長の概念を導入し、このベクトル実効長がベクトルの性質と方向依存性とを有することについて説明する。

【0046】

本実施形態のアレーアンテナ装置 100、及び特許文献 1 に開示されたようなアレーアンテナ装置は通常のアレーアンテナと異なり、各アンテナ素子上に励振される電流を直接制御できず、リアクタンス値によって実現可能な電流のアレー配列（等価ウェイトベクトル）が明確でないため、所望の指向特性や偏波を実現するリアクタンス値を解析的に求めることは困難である。そこで、最急勾配法を用いた反復による収束解を用いる。そのためには、等価ウェイトベクトル表現（非特許文献 2 及び 3 を参照）が便利であるので、本実施形態のアレーアンテナ装置 100 に対して定式化を行う。

10

【0047】

アンテナ素子 A_m ($m = 0, 1, \dots, 6$) のポート（本実施形態では、各アンテナ素子の長手方向の中央部に位置し、1 対のアンテナ素子の給電点のポートをいう。）に流れる電流 i_m は給電線路や可変リアクタンス素子 12 - m 等の回路素子に流れる電流に等しいので、信号処理やリアクタンス制御にとって重要な値である。また、この電流 i_m は回路理論により計算可能である。この電流 i_m を成分とするベクトルを等価ウェイトベクトル i とし、等価ウェイトベクトル i とステアリングベクトル a (,) との積によりアレーファクタ（すなわちアレーアンテナ装置 100 の指向特性） E (,) を計算してきた（非特許文献 2 及び 3 を参照）。しかしながら、電波は、送信時には、ポート電流 i_m からだけではなくアンテナ素子上に流れる電流全体により放射され、また、受信時にも同様

20

【0048】

【数 12】

$$i'_m = l e_m i_m$$

30

【0049】

i'_m を成分とする新たな等価ウェイトベクトルを i' で表すと、アレーファクタ E (,) は数 13 で計算される。

【0050】

【数 13】

$$E(,) = a^T(,) i'$$

【0051】

非特許文献 4 及び 5 において、ベクトル実効長 $l e_m$ は一定でなくアンテナ素子毎に変化するということが示され、非特許文献 6 において、ベクトル実効長 $l e_m$ は、ポート電流 i_m と電圧 v_m を用いて数 14 のように表現できるということが示された。

40

【0052】

【数 14】

$$l e_m = l e_m^{(0)} (1 - j_m v_m / i_m)$$

【0053】

$l e_m^{(0)}$ はポートに何も接続しない場合のベクトル実効長であり、 j_m は比例定数である。数 14 において、ベクトル実効長 $l e_m$ は電流の強さと位相を表す複素スカラー量である。しかし、一般にベクトル実効長は実空間におけるベクトル量であり、また、方向依存性を有する。このように、数 12、数 14 のベクトル実効長 $l e_m$ を複素スカラー量から、方向依存性を有するベクトル量に拡張することによって、図 1 のような偏波を変化させることができるアレーアンテナ装置 100 を表現できる。

50

【0054】

そこで、図3に示したように、各非励振素子A1乃至A6のベクトル実効長 $l e_m$ を、z軸に平行な垂直成分 $l e_m^V$ と、z軸に直交する水平成分 $l e_m^H$ とに分けて考える。これらのベクトルは実空間におけるベクトルであり、等価ウエイトベクトル i' 等におけるアンテナ素子のアレー配列を表すベクトルとは異なる。図3のように、非励振素子Amが鉛直方向となす傾斜角 θ_m を有するとすると、ベクトル実効長の垂直成分 $l e_m^V$ と水平成分 $l e_m^H$ は、各非励振素子Amの正面方向である仰角 $\theta_m = 90^\circ$ 、方位角 $\phi_m = \theta_m$ において、数15及び数16のように表される。

【0055】

【数15】

$$l e_m^V = l e_m \cos \theta_m$$

【数16】

$$l e_m^H = l e_m \sin \theta_m$$

【0056】

また、ベクトル実効長の方向 (θ_m, ϕ_m) に対する依存性は、ベクトル実効長の垂直成分と水平成分とで異なり、数17及び数18のように表される。

【0057】

【数17】

$$l e_m^V(\theta_m, \phi_m) = l e_m^V f_m(\theta_m - 90^\circ)$$

【数18】

$$l e_m^H(\theta_m, \phi_m) = l e_m^H f_m(\theta_m - \theta_m)$$

【0058】

ここで、 $f_m(\theta_m)$ は素子パターンを表し、アンテナ素子長が約半波長以下に短い場合、数19で近似できる。

【0059】

【数19】

$$f_m(\theta_m) \approx \cos(\theta_m)$$

【0060】

従って、各非励振素子Amのベクトル実効長の垂直成分 $l e_m^V(\theta_m, \phi_m)$ は、ベクトル実効長 $l e_m$ に基づいて当該アレーアンテナの仰角の関数 $f_m(\theta_m - 90^\circ)$ を用いて計算され、各非励振素子Amのベクトル実効長の水平成分 $l e_m^H(\theta_m, \phi_m)$ は、ベクトル実効長 $l e_m$ に基づいて、当該アレーアンテナの方位角の関数 $f_m(\theta_m - \theta_m)$ を用いて計算される。

【0061】

図36に図示された従来技術のアレーアンテナ装置150や、非特許文献4、5及び9に記載されたアレーアンテナ装置では、鉛直方向からのアンテナ素子の傾斜角 θ_m が0であったため、数16より水平偏波成分が存在しないので、ベクトル実効長をスカラー量 $l e_m = l e_m^V$ として扱うことができた。また、数17及び数19から分かるように、方位角 (θ_m, ϕ_m) に対するベクトル実効長の依存性は全てのアンテナ素子で同一なので、素子パターン $f_m(\theta_m - 90^\circ)$ をまとめて別に考えることができた。さらには、ベクトル実効長 $l e_m$ がアンテナ素子によらず一定と考えたので、ベクトル実効長 $l e_m$ すなわち素子パターンを考慮せず、アレーファクタを計算していた(非特許文献2を参照)。一方、上記で考察したように、ベクトル実効長の水平偏波成分 $l e_m^H(\theta_m, \phi_m)$ は、アンテナ素子の向きが変わるため、数18のようにアンテナ素子Amにより方位角 θ_m に対する依存性が異なることが特徴である。

【0062】

以上の説明によれば、数17のベクトル実効長の垂直成分 $l e_m^V(\theta_m, \phi_m)$ で補正された等価ウエイトベクトルの垂直成分を i^V で表し、数18のベクトル実効長の水平成分 $l e_m^H(\theta_m, \phi_m)$ で補正された等価ウエイトベクトルの水平成分を i^H で表すことができ、数4の受信信号 $y(t)$ の式は次のように変形される。

10

20

30

40

50

【0063】

【数20】

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \{ (i^V + i^H)^T a(\theta, \phi) \} \times u(t) \\
 &= \{ (i^V)^T a(\theta, \phi) \} \times u(t) \\
 &+ \{ (i^H)^T a(\theta, \phi) \} \times u(t) \\
 &= E^V \times u(t) + E^H \times u(t)
 \end{aligned}$$

【0064】

ここで、 $E^V = \{ (i^V)^T a(\theta, \phi) \}$ はアレーファクタの垂直成分を表し、 $E^H = \{ (i^H)^T a(\theta, \phi) \}$ はアレーファクタの水平成分を表す。従って、数13のアレーファクタ $E(\theta, \phi)$ は、次式のように垂直成分 E^V と水平成分 E^H との和として表すことができる。

10

【0065】

【数21】

$$E(\theta, \phi) = E^V + E^H$$

【0066】

以下、アレーファクタの垂直成分 E^V を、アレーアンテナ装置100の電界の垂直成分と呼び、アレーファクタの水平成分 E^H を、アレーアンテナ装置100の電界の水平成分と呼ぶことができる。従って、前者はアレーアンテナ装置100の垂直面内の指向特性であり、後者はその水平面内の指向特性である。すなわち、以下の手順を用いて、当該アレーアンテナ装置100の指向特性を計算できる。

20

【0067】

(1) アレーアンテナ装置100における励振素子A0と各非励振素子A1乃至A6からなる各素子(これら7本の素子をいう。)A0乃至A7間のアドミタンスからなるアドミタンス行列Yと、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6のリアクタンス値からなるリアクタンス行列Xとに基づいて、数5を用いて、各素子A0乃至A7に流れる電流のアレー分布の等価ウエイトベクトル i を計算する。

(2) 各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6が装荷されないときの各素子A0乃至A7のベクトル実効長 $l e_m^{(0)}$ と、各可変リアクタンス素子12-1乃至12-6上のポート電流及びポート電圧とに基づいて、上記数14を用いて、各素子A0乃至A7のベクトル実効長 $l e_m$ を計算する。

30

(3) 計算された各素子A0乃至A7のベクトル実効長 $l e_m$ に基づいて、各素子A0乃至A7のベクトル実効長 $l e_m$ と、励振素子A0に対する各非励振素子A1乃至A7の傾斜角 θ_{ij} と、励振素子A0と平行な方向からの傾斜角である仰角 θ_{i0} と、非励振素子A0と直交する面での方位角 ϕ_{ij} との関係を示す式(上記数15乃至数19)を用いて、各素子A0乃至A7に関する、励振素子A0と平行なベクトル実効長の成分 $l e_m^V(\theta, \phi)$ と、励振素子A0と直交するベクトル実効長の成分 $l e_m^H(\theta, \phi)$ とを計算する。

(4) 計算された各素子A0乃至A7に関する、励振素子A0と平行なベクトル実効長の成分 $l e_m^V(\theta, \phi)$ と、励振素子A0と直交するベクトル実効長の成分 $l e_m^H(\theta, \phi)$ とに対して、計算された等価ウエイトベクトル i を乗算しかつアレーアンテナ装置100の放射方向を示すステアリングベクトル $a(\theta, \phi)$ を乗算することにより(上記数12及び数13を用いる。)、励振素子A0と平行な垂直面内の指向特性 $E^V(\theta, \phi)$ と、励振素子A0と直交する水平面内の指向特性 $E^H(\theta, \phi)$ とを計算する。

40

【0068】

なお、この指向特性の計算において、詳細後述するように、ベクトル実効長 $l e_m$ に対して、実質的に1.1である補正係数 k を乗算することによりベクトル実効長 $l e_m$ を補正することが好ましく、これにより、指向特性の計算精度を大幅に向上できる。

【0069】

ところで、従来技術のアレーアンテナ装置150では、到来した無線信号の水平偏波成分を受信できなかったため、受信信号のうちの水平偏波の無線信号から生じた成分 $E^V \times u(t)$ しか取得することができなかった。それに対して、本実施形態のアレーアンテナ装

50

置 100 では、数 20 からわかるように、受信信号 $y(t)$ の中に、到来した無線信号の垂直偏波成分と水平偏波成分との両方が含まれているので、アレーアンテナ装置 100 のアンテナ利得は、従来技術のアレーアンテナ装置 150 と比較して向上することが期待される。

【0070】

図 4 は、本発明に係るアレーアンテナ装置と従来技術のアレーアンテナ装置とにおいてベクトル実効長を計算するときに考慮されている概念を示す表である。この表では特に、これまでのアレーアンテナに対する等価ウェイトベクトル表現における、ベクトル実効長の概念の拡張の経過をまとめている。最初に、本発明者らは、非特許文献 4 及び 5（第 1 の従来例という。）において、アレーアンテナの素子上電流分布が一定でないことを見出し、ベクトル実効長の導入を提案した。ベクトル実効長は、各非励振素子に装荷された可変リアクタンス素子のリアクタンス値にほぼ比例していることを示した。方向依存性は全て等しいので素子パターンとして分離して議論した。次に、本発明者らは、非特許文献 6（第 2 の従来例と呼ぶ。）において、アレーアンテナに関してベクトル実効長はポート電流 i_m と電圧 v_m で表されることを示した。この段階でベクトル実効長は複素数に拡張され、位相情報を有するようになった。そして、本実施形態に係るアレーアンテナ装置 110 のための等価ウェイトベクトル表現では、第 2 の従来例の内容に加えてさらに、ベクトル実効長に対して、実空間におけるベクトルの特性と方向依存性とを導入した。

10

【0071】

図 1 の適応制御型コントローラ 20 は、以上の原理に基づいて、所定の評価関数を用いてアレーアンテナ装置 100 を制御する。以下、いくつかの評価関数を用いたときに、適応制御型コントローラ 20 がアレーアンテナ装置 100 をそれぞれ制御する方法について説明する。

20

【0072】

図 1 を参照してすでに説明された実施形態では、適応制御型コントローラ 20 は、相手先の送信機から送信される無線信号に含まれる学習シーケンス信号をアレーアンテナ装置 100 の励振素子 A0 により受信したときの受信信号 $y(t)$ と、上記学習シーケンス信号と同一の信号パターンを有して学習シーケンス信号発生器 21 で発生された学習シーケンス信号 $r(t)$ とに基づく所定の評価関数値を計算し、最急勾配法による適応制御処理を実行した。このとき、評価関数として、次式で定義される受信信号 $y(t)$ と学習シーケンス信号 $r(t)$ との相互相関係数を用いることができる（非特許文献 7 を参照）。

30

【0073】

【数 2 2】

$$J_1 = \frac{|y^H(n)r(n)|}{y^H(n)y(n)r^H(n)r(n)}$$

40

【0074】

ここで、連続時間のパラメータ t は、離散化されたパラメータ n で表されている。 $y(n)$ は、所定時刻 n から受信される所定の P 個のシンボルの受信信号にてなるベクトルを表し、 $r(n)$ は、時刻 n から受信される所定の P 個のシンボルの学習シーケンス信号にてなるベクトルを表し、適応制御型コントローラ 20 は、ベクトル $y(n)$ と $r(n)$ に基づいて数 2 2 を用いて評価関数値 J_1 を計算する。適応制御型コントローラ 20 は、可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定の差分幅だけ摂動させ、各リアクタンス値に対して上記評価関数値 J_1 を計算し、上記計算された評価関数値 J_1 に基づいて、例えば、最急勾配法を用いて、当該評価関数値 J_1 が最大となるように、各リアクタンス値を反復して計算することにより、当該アレーアンテナ装置 100 の主ビームを所望波の方向

50

に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための各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ように制御する。これにより、当該評価関数値が最大となるように、上記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各可変リアクタンス素子のバイアス電圧値を探索し、探索された各バイアス電圧値を有する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子に出力して設定する。

【0075】

それに代わって、適応制御型コントローラ 20 は、学習シーケンス信号 $r(t)$ を必要とせず、受信信号 $y(t)$ のみから計算可能な評価関数を用いることもできる。このようなリアクタンス値の推定はブラインド推定と呼ばれる。この場合は、図 1 の構成から学習シーケンス信号発生器 21 を除去することができる。そのような評価関数として、例えば、非特許文献 7 に開示された数 23 の式、非特許文献 8 に開示された数 24 及び数 25 の式を用いることができる。

10

【0076】

【数 23】

$$J_2 = \frac{\left(\sum_{p=1}^P |y_p(n)|^2 \right)^2}{P \sum_{p=1}^P |y_p(n)|^4}$$

20

【数 24】

$$J_3 = \frac{E\{|y_n|^4\}}{E\{|y_n|^2\}^2}$$

30

【数 25】

$$J_4 = J_4\{y_n^m\} = \frac{|E\{y_n^m\}|^2}{E\{|y_n^m|^2\}}$$

40

【0077】

数 23 において、受信信号 $y_p(n)$ 、 $(p = 1, \dots, P)$ は、時刻 n から受信される P 個のシンボルに対応し、数 23 の評価関数 J_2 は、受信信号 $y_p(n)$ のモーメントを最大化することに基づいた評価関数である。数 24 の評価関数 J_3 は、受信信号 y_n の 2 次モーメント $E\{|y_n|^2\}$ と 4 次モーメント $E\{|y_n|^4\}$ に基づいた評価関数である。数 25 において、受信信号 y_n は m 相 PSK 信号であり、数 25 の評価関数 J_4 は、受信信号 y_n の高次モーメント比を表す汎関数である。

【0078】

適応制御型コントローラ 20 は、可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定の差分幅だけ摂動させ、各リアクタンス値に対して評価関数 J_2 乃至 J_4 のうちのいずれかの

50

値を計算し、上記計算された評価関数値に基づいて、例えば、最急勾配法を用いて、当該評価関数値が最大となるように、各リアクタンス値を反復して計算することにより、当該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各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ように制御する。これにより、当該評価関数値が最大となるように、上記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各可変リアクタンス素子のバイアス電圧値を探索し、探索された各バイアス電圧値を有する制御電圧信号を各可変リアクタンス素子に出力して設定する。

【0079】

数 23 乃至数 25 の評価関数を用いるときは、学習シーケンス信号発生器 21 が不要になるので、アレーアンテナ装置の制御装置の構成が簡単になる。また、適用制御型コントローラ 20 が使用可能な評価関数は、上述の評価関数 J_1 乃至 J_4 のみに限定されるものではない。さらに、以上の実施形態では、最急勾配法を用いているが、本発明はこれに限らず、例えば、順次ランダム法、ランダム法、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ることができる。

10

【0080】

なお、無線信号のうちの 1 方向に偏波した成分のみを送受信するためのアレーアンテナ（例えば図 36 のアレーアンテナ装置 150）の場合は、半波長ダイポール素子の代わりに、接地導体上の 1/4 波長モノポールのアンテナ素子を用いることができたが、鉛直方向に対して斜めに傾けたモノポールのアンテナ素子を接地導体上に設置すると、電波の鏡像において垂直偏波は同じ向きに写るが、水平偏波は逆向きに写り互いにキャンセルしあうので、接地導体と平行な水平偏波成分を含む無線信号を送受信するためには、接地導体上に設けられたモノポールの非励振素子を用いることは不适当である。従って、本実施形態の非励振素子としては、半波長ダイポールのアンテナ素子のみを用いることができる。しかしながら、励振素子には、接地導体上の 1/4 波長モノポールのアンテナ素子が使用されてもよい。もちろん、ダイポールの励振素子 A0 も使用できる。

20

【0081】

以上説明したように、本実施形態のアレーアンテナ装置の制御装置によれば、受信する無線信号の偏波に対するアンテナ利得を変化させ、かつ送信する無線信号の偏波を変化させることができるアレーアンテナ装置 100 を制御し、特に受信時には、所望波方向の偏波面に対して当該アレーアンテナ装置 100 で受信可能な偏波面を一致させ、干渉波に対しては、当該アレーアンテナ装置 100 で受信可能な偏波方向を直交させるように、アレーアンテナ装置 100 を制御することができる。また、説明されたアレーアンテナの等価ウエイトベクトル表現によれば、ベクトルの性質と方向依存性を考慮したアレーアンテナ装置 100 の等価ウエイトベクトル表現を提供することができるので、この等価ウエイトベクトル表現を用いると、アレーアンテナ装置 100 の指向特性をより正確に計算することができる。

30

【0082】

< 第 2 の実施形態 >

図 5 は、本発明に係る第 2 の実施形態であるアレーアンテナ装置 110 の構成を示す斜視図であり、図 6 は、本発明に係る第 2 の実施形態の変形例であるアレーアンテナ装置 111 の構成を示す斜視図である。これらの実施形態は、右旋楕円偏波と左旋楕円偏波とを対称に実現するように偏波を変化させることができるアレーアンテナ装置である。

40

【0083】

図 5 のアレーアンテナ装置 110 では、第 1 の実施形態のアレーアンテナ装置 100 の構成に加えて、円周 200 上で非励振素子 A1 乃至 A6 が位置する場所にそれぞれ、非励振素子 A11 乃至 A16 を非励振素子 A1 乃至 A6 の傾斜角 θ とは逆の傾斜角（すなわち、 $-\theta$ ）で配置し、円周 200 上に 6 対の十字型のダイポールアンテナを互いに所定の同一間隔だけ離れて形成する。当該傾斜角は第 1 の実施形態と同様に、傾斜角 θ は $0^\circ < \theta < 90^\circ$ であり、好ましくは 45° である。非励振素子 A11 乃至 A16 はそれぞれ、その

50

長手方向の中央部のポートに可変リアクタンス素子 12 - 11 乃至 12 - 16 が装荷されている。

【0084】

図36の無線環境においては、円偏波（又は楕円偏波）の無線信号は、反射面 S1, S2 などにおける反射によって偏波の旋回方向が反転する。所望波の有効受信や干渉波の除去のためには、右旋又は左旋の任意の楕円偏波を受信できることが望ましいと考えられる。後述のシミュレーション結果より、第1の実施形態のアレーアンテナ装置100では、形成しやすい円偏波の旋回方向に差があることが分かるが、これは、アレーアンテナ装置100では鉛直方向に対する非励振素子A1乃至A6の傾きが一方向のみであるため、すなわち、図2を参照すると、非励振素子A1乃至A6が、原点Oから各非励振素子A1乃至A6の長手方向の中央部とをそれぞれ結ぶ直線を回転軸としていずれも正の方向に角度で回転されているためと考えられる。同じリアクタンス値を設定した時、各非励振素子の傾斜角を、第1の実施形態とは逆の角度にすれば、第1の実施形態のときとは逆向きの偏波が得られる。

10

【0085】

一方、非特許文献9に記載されたように、可変リアクタンス素子が装荷されたダイポールのアンテナ素子は、適切なリアクタンス値を与えることにより電氣的に除去可能である。すなわち、i番目(1 ≤ i ≤ 6)の非励振素子Aiに直交する方向のベクトル実効長 l_{e_i} は、i番目の非励振素子に装荷される可変リアクタンス素子のリアクタンス値 X_i を用いて、 $l_{e_i} = l_{e_i}^{(0)} (1 - X_i)$ で表される。ここで、 $l_{e_i}^{(0)}$ は、リアクタンス値が0 []の状態、あるいは可変リアクタンス素子を装荷しない状態のベクトル実効長であり、物理的なアンテナ素子長の約65%の値をとる。比例定数はアンテナの構造、特にアンテナ素子自体の長さおよび太さによりほぼ決まる定数である。上記式より、ベクトル実効長は制御結果に実現される電流のアレー分布（等価ウェイトベクトル）に依存せず、制御パラメータであるリアクタンス値で決まる。また、非励振素子自体に装荷された可変リアクタンス素子のリアクタンス値 X_i のみにより決まるので、他の非励振素子のリアクタンス値とは独立に制御できることが分かる。さらに、上記式の線形性より、リアクタンス値 X_i を所定値に設定することによって、他の非励振素子の状態によらず、非励振素子Aiのベクトル実効長 l_{e_i} を常に0とすることができる。以上を要約すれば、所定のアンテナ素子上の電流の積分値が実質的に零になるようなリアクタンス値を、当該アンテナ素子に接続された可変リアクタンス素子に設定することによって、当該アンテナ素子のベクトル実効長を実質的に零にして当該アンテナ素子を電氣的に除去することができる。

20

30

【0086】

そこで、右旋楕円偏波と左旋楕円偏波の送受信のためにそれぞれ互いに逆の傾きで鉛直方向から傾けられたダイポールのアンテナ素子を予め配置する、図5及び図6のようなアレーアンテナ装置を提案する。図5のアレーアンテナ装置110では、右旋楕円偏波のためのアンテナ素子として非励振素子A1乃至A6を備え、左旋楕円偏波のためのアンテナ素子として非励振素子A11乃至A16を備えている。右旋楕円偏波の無線信号を送受信するときには、非特許文献9記載の方法に従って可変リアクタンス素子12 - 11乃至12 - 16に適切なリアクタンス値を設定することによって非励振素子A11乃至A16を電氣的に除去し、第1の実施形態と同様に非励振素子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のリアクタンス値を制御し、右旋楕円偏波を形成することができる。同様に、左旋楕円偏波の無線信号を送受信するときには、非特許文献9記載の方法に従って可変リアクタンス素子12 - 1乃至12 - 6に適切なリアクタンス値を設定することによって非励振素子A1乃至A6を電氣的に除去し、第1の実施形態と同様に非励振素子A11乃至A16に装荷された可変リアクタンス素子12 - 11乃至12 - 16のリアクタンス値を制御し、左旋楕円偏波を形成することができる。右旋楕円偏波のときと左旋楕円偏波のときとは、アレーアンテナ装置110の水平面内指向特性が対称になる。

40

50

【0087】

すなわち、図5のアレーアンテナ装置111では、右旋楕円偏波のためのアンテナ素子としての非励振素子A1乃至A6と、左旋楕円偏波のためのアンテナ素子としての非励振素子A11乃至A16とが、円周200で所定の同一の間隔だけ離れて異偏波で交互に配置されているので、異偏波交互配置型ということができる。

【0088】

また、図6のアレーアンテナ装置111においては、非励振素子A21乃至A26を非励振素子A1乃至A6の位置からそれぞれ30度だけ円周200上でずらして、隣接する非励振素子A1とA2の間の位置、隣接する非励振素子A2とA3の間の位置、隣接する非励振素子A3とA4の間の位置、隣接する非励振素子A4とA5の間の位置、隣接する非励振素子A5とA6の間の位置、隣接する非励振素子A6とA1の間の位置に配置しても、図5のアレーアンテナ装置110と同様の効果は得られる。すなわち、図6のアレーアンテナ装置111では、第1の実施形態のアレーアンテナ装置100の構成に加えて、円周200上で非励振素子A1乃至A6から30°ずらした位置にそれぞれ、非励振素子A21乃至A26を非励振素子A1乃至A6とは逆の傾斜角 θ で配置する。非励振素子A21乃至A26にはそれぞれ、その長手方向の中央部のポートに可変リアクタンス素子12-21乃至12-26が装荷されている。アレーアンテナ装置111では、右旋楕円偏波のためのアンテナ素子として非励振素子A1乃至A6を備え、左旋楕円偏波のためのアンテナ素子として非励振素子A21乃至A26を備えている。アレーアンテナ装置111は、図5のアレーアンテナ装置110と同様に、非励振素子A1乃至A6の組と、非励振素子A21乃至A26の組とのうちの一方を、上述のごとく、非特許文献9記載の方法に従って電氣的に除去し、残りの非励振素子の組で右旋楕円偏波又は左旋楕円偏波の無線信号を送受信することができる。

【0089】

以上の実施形態においては、楕円偏波で送受信するアレーアンテナ装置110, 111について説明しているが、傾斜角 θ や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、円偏波で送受信するアレーアンテナ装置を構成できる。

【0090】

以下、図1のアレーアンテナ装置の制御装置において、第1の実施形態のアレーアンテナ装置100に代わって、アレーアンテナ装置110を備えたときの制御方法について説明する。

【0091】

適応制御型コントローラ20にはキーボードなどの入力装置22が接続されている。復調器又は無線送信機7を用いた無線通信を開始する前に、ユーザは入力装置22を用いて、非励振素子A1乃至A6の組又は非励振素子A11乃至A16の組のうち、電氣的に除去したい非励振素子の組を選択して入力し、これに応答して、その指示内容を含む指示信号は入力装置22から適応制御型コントローラ20に入力される。適応制御型コントローラ20は、選択された非励振素子上の電流の積分値が実質的に零になるようなリアクタンス値を、当該非励振素子に接続された可変リアクタンス素子に出力して設定することによって、当該非励振素子のベクトル実効長を実質的に零にして当該非励振素子を電氣的に除去する。

【0092】

また、送信時においても、入力装置22からの指示信号に基づいて、ユーザにより選択された非励振素子の組(A1乃至A6、又はA11乃至A16)上の電流の積分値が実質的に零になるようなリアクタンス値を、当該非励振素子に接続された可変リアクタンス素子に出力して設定することによって、当該非励振素子のベクトル実効長を実質的に零にして当該非励振素子を電氣的に除去することもできる。

【0093】

非励振素子A1乃至A6、又は非励振素子A11乃至A16のうちのいずれかを電氣的に除去した後で、適応制御型コントローラ20は、第1の実施形態と同様に所定の評価関数

10

20

30

40

50

を用いて、アレーアンテナ装置 110 又は 111 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うちで、電氣的に除去されていない非励振素子に接続された可変リアクタンス素子に印加されるバイアス電圧値を探索して制御電圧信号を用いて設定する。

【0094】

以上説明した実施形態では、電氣的に除去すべき非励振素子をユーザが入力装置 22 を用いて予め設定したが、それに代わって、適応制御型コントローラ 20 が受信信号 $y(t)$ に基づいて自動的に設定してもよい。このとき、適応制御型コントローラ 20 は、受信する無線信号が右旋偏波であると仮定して非励振素子 A11 乃至 A16 を電氣的に除去した場合と、受信する無線信号が左旋偏波であると仮定して非励振素子 A1 乃至 A6 を電氣的に除去した場合とについて、受信信号に対する所定の評価関数値（例えば、受信信号電力）を比較する。詳しくは、適応制御型コントローラ 20 は、非励振素子 A11 乃至 A16 を電氣的に除去して、非励振素子 A1 乃至 A6 に対応するリアクタンス値を適応的に制御した場合の評価関数値と、非励振素子 A1 乃至 A6 を電氣的に除去して、非励振素子 A11 乃至 A16 に対応するリアクタンス値を適応的に制御した場合の評価関数値とを比較し、より大きいほうの評価関数値に対応するリアクタンス値、すなわち、当該評価関数値が大きくなるような偏波を受信できる非励振素子の組（すなわち、非励振素子 A1 乃至 A6 の組、又は非励振素子 A11 乃至 A16 の組）を残して他方の非励振素子の組を電氣的に除去するようリアクタンス値を、各非励振素子 A1 乃至 A6 及び A11 乃至 A16 に設定する。

10

20

【0095】

なお、非励振素子 A1 乃至 A6 の組と非励振素子 A11 乃至 A16 の組とのうちの片方を電氣的に除去しておく必要はないので、 6×2 個のリアクタンス値のパラメータを有効利用すれば、指向特性と偏波に関する可変な自由度はさらに向上する。この場合も、非励振素子 A1 及び A11, A2 及び A12, ..., A6 及び A16 のペア毎にリアクタンス値を入れ替えれば、偏波の向きがやはり逆転する。これは、垂直偏波は変わらないが、水平偏波の向きが変わるためである。

【0096】

以上説明したように、本実施形態のアレーアンテナ装置によれば、右旋楕円偏波の無線信号と左辺楕円偏波の無線信号とを送受信することができるアレーアンテナ装置を提供することができる。

30

【0097】

< 第 3 の実施形態 >

本実施形態では、可変リアクタンス素子をそれぞれ装荷した 1 つ又は複数の非励振素子を配列し、偏波を変化させることができるリニアアレーアンテナ装置について説明する。以下の実施形態もまた、図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置において、アレーアンテナ装置 100 と置き換えて使用することができる。

【0098】

図 7 は、本発明に係る第 3 の実施形態であるアレーアンテナ装置 120 の構成を示す斜視図である。このアレーアンテナ装置 120 では、垂直状態の励振素子 A0 に対して、平行でなく、かつ直交しない向きに非励振素子 A41 を配置し、その非励振素子に可変リアクタンス素子 12-41（具体的には可変容量ダイオードダイオードなど）を装荷し、そのリアクタンス値を制御することにより、偏波を変化させている。具体的には、図 7 中の x, y, z 座標を参照すると、半波長ダイポールの励振素子 A0 は、 z 軸上で、長手方向の中心を原点 O に合わせて配置され、半波長ダイポールの非励振素子 A41 は、 yz 平面と平行な平面内において、長手方向の中心が x 軸上に位置するように、励振素子 A0 から x 軸の正の方向に所定距離だけ離れて並置される。非励振素子 A41 は、図 3 に示された第 1 の実施形態と同様に、 x 軸を回転軸として、鉛直方向から所定の角度（例えば 45° ）だけ回転されている。

40

【0099】

50

アレーアンテナ装置 120 において、励振素子 A0 で放射された、垂直偏波成分のみを含む無線信号は、非励振素子 A41 を励振し、次いで、非励振素子 A41 は垂直偏波成分と水平偏波成分を含む電波を放射することができる。本実施形態のアレーアンテナ装置 120 によれば、第 1 及び第 2 の実施形態のように複数本の非励振素子を備えなくても、励振素子 A0 に対して x 軸を回転軸とする傾斜角を有する 1 本以上の非励振素子が存在することで、アレーアンテナ装置で送受信する無線信号の偏波を変化させることができる。

【0100】

なお、本実施形態では、非励振素子 A41 は、x 軸を回転軸として回転しているが、本発明はこれに限らず、z 軸とは異なる軸で回転させて、励振素子 A0 と位置がずれかつ励振素子 A0 に対して傾斜するように構成してもよい。このことは、以下に示す第 3 の実施形態の変形例でも同様である。

10

【0101】

図 8 は、本発明に係る第 3 の実施形態の第 1 の変形例であるアレーアンテナ装置 121 の構成を示す斜視図である。このアレーアンテナ装置 121 は、励振素子 A0 と 2 個の非励振素子 A41 及び A42 とを並べたりニアアレーアンテナ装置である。

【0102】

図 8 のアレーアンテナ装置 121 において、図 7 の非励振素子 A41 の前（直線上でなくてもよい）に、さらに非励振素子 A42 を配置することにより、励振素子 A0 と、2 本の非励振素子 A41 及び A42 とを x 軸上で並置している。具体的には、図 8 中の x y z 座標を参照すると、半波長ダイポールの非励振素子 A42 は、y z 平面と平行な平面内において、長手方向の中心が x 軸上に位置するように、非励振素子 A41 から x 軸の正の方向に所定距離だけ離れて配置される。非励振素子 A42 は、x 軸を回転軸として、鉛直方向に対して非励振素子 A41 とは異なる角度だけ回転されている。図 8 に示された実施例では、非励振素子 A42 は励振素子 A0 に対して 90° 回転されている。

20

【0103】

このように構成されたアレーアンテナ装置 121 によれば、利得向上と水平偏波成分の増加とが得ることができる。追加された非励振素子 A42 は、図 8 のように、励振素子 A0 に対して直交していてもよい。非励振素子 A42 は励振素子 A0 により直接に励振されないが、非励振素子 A42 を備えたことにより水平偏波成分が増大するのは、非励振素子 A42 を、可変リアクタンス素子 12-41 を装荷した非励振素子 A41 を介して励振させることが可能であることに起因する。また、追加する非励振素子 A42 には、必ずしも可変リアクタンス素子 12-42 を装荷する必要はない。可変リアクタンス素子 12-42 を装荷しない場合でも、八木宇田アレーアンテナの原理に従って、予め短く設計することにより導波器として動作させ、長く設計することにより反射器として動作させることが可能であり、制御の複雑さやコストを低減させることが期待できる。

30

【0104】

図 9 は、本発明に係る第 3 の実施形態の第 2 の変形例であるアレーアンテナ装置 122 の構成を示す斜視図である。このアレーアンテナ装置 122 は、3 素子以上の複数の非励振素子を励振素子 A0 の前後に配置するリニアアレーである。

【0105】

アレーアンテナ装置 122 において、具体的には、図 9 中の x y z 座標を参照すると、図 8 のアレーアンテナ装置 121 の構成に加えて、x 軸の正の方向に非励振素子 A43 をさらに備え、x 軸の負の方向に非励振素子 A39 及び A38 をさらに備えている。ここで、励振素子 A0 と、非励振素子 A41, A42, A38, A39 は x 軸上で並置されている。半波長ダイポールの非励振素子 A43 は、y z 平面と平行な平面内において、長手方向の中心が x 軸上に位置するように、非励振素子 A42 から x 軸の正の方向に所定距離だけ離れて配置される。非励振素子 A43 は、x 軸を回転軸として、鉛直方向に対して非励振素子 A41 及び A42 とは異なる角度（例えば 135°）だけ回転されている。非励振素子 A43 の長手方向の中央部のポートには、可変リアクタンス素子 12-43 が装荷される。

40

50

【 0 1 0 6 】

また、複数の非励振素子を励振素子 A 0 の前方 (x 軸の正の方向) にのみ配置する必要はなく、図のように励振素子 A 0 の後方 (x 軸の負の方向) にも配置し、それらを反射器として動作させることにより、アレーアンテナ装置の利得を向上できる。半波長ダイポールの非励振素子 A 3 9 は、 y z 平面と平行な平面内において、長手方向の中心が x 軸上に位置するように、励振素子 A 0 から x 軸の負の方向に所定距離だけ離れて配置される。非励振素子 A 3 9 は、 x 軸を回転軸として、鉛直方向に対して非励振素子 A 4 1 乃至 A 4 3 とは異なる角度 (例えば - 4 5 °) だけ回転されている。非励振素子 A 3 9 の長手方向の中央部のポートには、可変リアクタンス素子 1 2 - 3 9 が装荷される。同様に、半波長ダイポールの非励振素子 A 3 8 は、 y z 平面と平行な平面内において、長手方向の中心が x 軸上に位置するように、非励振素子 A 3 9 から x 軸の負の方向に所定距離だけ離れて配置される。非励振素子 A 3 8 は、 x 軸を回転軸として、鉛直方向に対して非励振素子 A 3 9 とは異なる角度 (例えば - 9 0 °) だけ回転されている。非励振素子 A 3 8 の長手方向の中央部のポートには、可変リアクタンス素子 1 2 - 3 8 が装荷される。

10

【 0 1 0 7 】

アレーアンテナ装置 1 2 2 によれば、八木宇田アレーアンテナの原理に従って、偏波制御の自由度と利得とを向上させることが可能である。各アンテナ素子を必ずしも直線状に配置する必要はない。また、いくつかの非励振素子 (図 9 の実施例では、非励振素子 A 4 2 及び A 3 8) は励振素子 A 0 と直交した状態に配置することができる。また、複数のリアクタンス値を制御する処理を簡単化するために、すべての非励振素子に可変リアクタンス素子を装荷しなくてもよい。

20

【 0 1 0 8 】

< 第 4 の実施形態 >

図 1 0 は、本発明に係る第 4 の実施形態であるアレーアンテナ装置 1 3 0 の構成を示す斜視図である。このアレーアンテナ装置 1 3 0 は、励振素子 A 0 の周囲に、非励振素子が 2 重に配列され、偏波を変化させることができるアレーアンテナ装置である。この実施形態もまた、図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置において、アレーアンテナ装置 1 0 0 と置き換えて使用することができる。

【 0 1 0 9 】

図 1 0 に示された x y z 座標を参照すると、アレーアンテナ装置 1 3 0 は、第 1 の実施形態のアレーアンテナ装置 1 0 0 の構成に加えて、原点 O を中心として円周 2 0 0 よりも大きな半径を有する x y 平面内の円周 2 1 0 上に配置された、半波長ダイポールの非励振素子 A 5 1 乃至 A 5 6 をさらに備えたことを特徴とする。非励振素子 A 5 1 乃至 A 5 6 は、その長手方向を円周 2 1 0 の接線方向に合わせて配置され、非励振素子 A 5 1 の長手方向の中心は、原点 O と非励振素子 A 1 の長手方向の中心との延長線上に位置し、非励振素子 A 5 2 の長手方向の中心は、原点 O と非励振素子 A 2 の長手方向の中心との延長線上に位置し、以下、非励振素子 A 5 3 乃至 A 5 6 についても同様である。

30

【 0 1 1 0 】

図 1 0 のアレーアンテナ装置 1 3 0 の実施例では、非励振素子 A 1 乃至 A 6 と A 5 1 乃至 A 5 6 とを半径が異なる 2 つの円周上に配列したが、非励振素子は 2 重に限らず、3重、4重等に配列されてもよい。これにより、偏波制御の自由度と利得とを向上させることができる。1重の場合 (すなわち第 1 の実施形態と同様の場合) は、励振素子 A 0 が垂直偏波であるので、水平偏波成分の励振が弱い。前述のように、第 1 の実施形態では、非励振素子 A 1 乃至 A 6 は励振素子 A 0 と直交してはならなかった。そこで、図 1 0 のように外側の円周 2 1 0 上に、水平にダイポールの非励振素子 A 5 1 乃至 A 5 6 を配置することにより、水平偏波を増加し、例えば円偏波軸比 (垂直成分と水平成分のレベル差) を改善できる。また、外側の円周 2 1 0 上の非励振素子 A 5 1 乃至 A 5 6 には可変リアクタンス素子を装荷しなくてもよい。これにより、制御の複雑化を回避できる。

40

【 0 1 1 1 】

< 第 5 の実施形態 >

50

図11は、本発明に係る第5の実施形態であるアレーアンテナ装置140の構成を示す斜視図である。この実施形態もまた、図1のアレーアンテナ装置の制御装置において、アレーアンテナ装置100と置き換えて使用することができる。

【0112】

アレーアンテナ装置140は、第4の実施形態のアレーアンテナ装置130の構成に加えて、円周200上で非励振素子A1乃至A6が位置する場所にそれぞれ、非励振素子A11乃至A16を非励振素子A1乃至A6とは逆の傾斜角(すなわち、-)で配置し、円周200上に6個の十字型のダイポールを形成する。非励振素子A11乃至A16はそれぞれ、その長手方向の中央部のポートに可変リアクタンス素子12-11乃至12-16が装荷されている。従って、アレーアンテナ装置140は、第2の実施形態と同様に非励振素子A1乃至A6とA11乃至A16とを備えたことにより右旋と左旋との対称な偏波を実現可能であり、第4の実施形態と同様に円周200上に6対の十字ダイポール型アンテナを所定の同一間隔だけ離れて備えるとともに、円周210上にその長手方向が円周210の接線に平行である水平偏波用非励振素子A51乃至A56を所定の同一の間隔だけ離れて備えたことにより、2重に配列された非励振素子群を有し偏波を変化させることができるアレーアンテナ装置を構成できる。

10

【0113】

後述のシミュレーション結果からわかるように、図1のアレーアンテナ装置100では右旋楕円偏波は実現しやすいが、左旋偏波は実現しにくい。そこで、対称な偏波特性を実現できるように、内側の非励振素子の配列の傾斜角が対称なペアを配置する。外側の円周210上に追加した水平なダイポールの非励振素子A51乃至A56は、非励振素子A1乃至A6の組に対しても、あるいは非励振素子A11乃至A16の組に対しても同様に動作するので、右旋偏波又は左旋偏波の無線信号に対して同様に水平偏波成分を増大させる効果をもたらす。

20

【0114】

【実施例】

以下のシミュレーションでは、第1の実施形態のアレーアンテナ装置100を用いて、その等価ウェイトベクトル表現を検証する。図2のような7素子のアレーアンテナ装置100を解析する。各アンテナ素子の太さは0.02であり、xy平面内での各アンテナ素子の間隔は/4であり、非励振素子A1乃至A6の素子長は/2であり、励振素子A0の素子長は/2^{3/2}であるとする。非励振素子A1乃至A6の傾斜角は全て等しく45度とする。励振素子A0と非励振素子A1乃至A6とのz軸方向の高さは等しい設定とした。図12はアレーアンテナ装置100の電気的構造パラメータを示す表である。図12の表には、この構造のアレーアンテナ装置100に対してモーメント法で計算して得られた電気的構造パラメータであるアドミタンス要素Y_{i,j}と、励振素子A0の給電ポートに同軸ケーブル5を接続しないときの励振素子A0のベクトル実効長l_{e0}⁽⁰⁾と、リアクタンス値が0のときの非励振素子A_mのベクトル実効長l_{e_m}⁽⁰⁾と、数14の比例定数_mとが示されている。

30

【0115】

非励振素子A1乃至A6が傾斜角を持つため、従来の垂直な偏波面のみを有するアレーアンテナ装置150が有していた構造のxz面に対する対称性はなくなったが、x軸に対する180°の回転対称性が存在するため、アドミタンス要素Y_{i,j}は数26のような対称性を維持していることが分かった。

40

【0116】

【数26】

$$Y_{12} = Y_{16}$$

【数27】

$$Y_{13} = Y_{15}$$

【0117】

従って、独立なアドミタンス要素Y_{i,j}は図12の表に示す6個のみである。また、ベク

50

トル実効長 $l_{em}^{(0)}$ と比例定数 m は、非特許文献 5 に従って、アンテナ素子上のアドミタンス分布から計算した。その結果、非特許文献 4 及び 5 で比例定数 m はほぼ実数となっていたが、本実施形態のようにアンテナ素子を斜めに配置した場合には虚数部が無視できない程度に大きいことが分かったので、本実施形態で解析するアレーアンテナ装置 100 では複素数として与える。

【0118】

図 13 及び図 14 は、図 12 の表のパラメータを有するアレーアンテナ装置 100 に対して、以下の表 1 に示されたケース C1 及び C2 の各リアクタンス値が設定されているときの当該アレーアンテナ装置 100 の水平面内指向特性パターンをそれぞれ示すグラフである。

10

【0119】

【表 1】

	X1	X2	X3	X4	X5	X6
ケースC1	-91	-6.8	-6.8	-6.8	-6.8	-6.8
ケースC2	-100	-30	-60	0	-20	-40

20

【0120】

ケース 1 のリアクタンス値は、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 に設定されたときに、アレーアンテナ装置 100 において所定の主ビーム方位角とビーム幅とを有するセクターパターンを形成するように選択されたものであり、一方、ケース 2 のリアクタンス値はランダムに選択されたものである。

【0121】

図 13 及び図 14 において、 E^V で示された曲線は電界の垂直偏波成分を示し、 E^H で示された曲線は電界の水平偏波成分を表す。方位角 θ によって垂直偏波と水平偏波の比率が変化していることが分かる。これは、前述されたように、励振素子 A0 に対して反対の位置に配置される非励振素子同士で、励振される垂直偏波の向きが等しい時、水平偏波の向きは反対であるため、アレーアンテナ装置 100 上で実現される偏波は方向によって異なると考察された内容と合致している。実線の曲線 $E^V(Mom)$ 及び $E^H(Mom)$ はモーメント法で計算した結果の電界を示し、粗い破線 $E^V(le)$ 及び $E^H(le)$ は等価ウェイトベクトルから計算した結果の電界を示す。両者はほぼ一致している。このことから、ベクトル実効長を方向依存性を有する実空間ベクトルとして扱うことにより、偏波を変化させることができるアレーアンテナ装置 100 を、等価ウェイトベクトルを用いて表現できることが確認できた。

30

【0122】

しかしながら、特に垂直偏波の指向特性は非特許文献 5 に見られたほどの一致は見られない。この原因を調べるため、モーメント法で計算した素子上電流分布 $i_m(z)$ と、等価ウェイトベクトルの計算で求めたポート電流 $i_m(0)$ とを図 15 乃至図 18 に示す。図 15 は、アレーアンテナ装置 100 にケース C1 のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子の素子上電流分布 $i_m(z)$ とポート電流 $i_m(0)$ の振幅を示すグラフであり、図 16 は、アレーアンテナ装置 100 にケース C1 のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子の素子上電流分布 $i_m(z)$ とポート電流 $i_m(0)$ の位相を示すグラフである。また、図 17 は、アレーアンテナ装置 100 にケース C2 のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子の素子上電流分布 $i_m(z)$ とポート電流 $i_m(0)$ の振幅を示すグラフであり、図 18 は、アレーアンテナ装置 100 にケース C2 のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子の素子上電流分布 $i_m(z)$ とポ

40

50

ート電流 $i_m(0)$ の位相を示すグラフである。両計算法のポート電流 $i_m(0)$ は振幅及び位相とも良く一致していることが分かる。

【0123】

次にベクトル実効長の計算結果を調べる。図19は、アレーアンテナ装置100にケースC1のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子のベクトル実効長を示すグラフであり、図20は、アレーアンテナ装置100にケースC2のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子のベクトル実効長を示すグラフである。図19及び図20には、励振素子A0のベクトル実効長 l_{e0} で正規化したベクトル実効長 l_{em} の実数部と虚数部を示している。モーメント法による計算結果を中抜き記号(中抜きの正方形、及び45°回転された正方形)で示し、数14の等価ウエイトベクトルによる計算結果を中の詰まった記号(円、及び中の詰まった正方形)で示す。こちらも大きな違いはなく、数14で素子上電流分布が精度良く表されていることが分かる。図13及び図14の指向特性において、垂直偏波に比べて水平偏波の指向特性の形は良く一致していることから、その差の原因は水平偏波に寄与しない励振素子A0の放射波にあると推測できる。この放射波は無指向特性なので原因としてはその大きさが候補として残る。そこで、補正のために、励振素子A0のベクトル実効長を相対的に倍した値を新たなベクトル実効長 $l_{em}^{(0)}$ とする。

10

【0124】

【数28】

$$l_{em}^{(0)} = l_{em}^{(0)}$$

20

【0125】

補正係数 $= 1.1$ とした場合の結果を図13及び図14に、間隔の細かい破線 $E^V(l_{e'})$ 及び $E^H(l_{e'})$ で示す。垂直偏波、水平偏波ともにモーメント法の計算結果に近い結果が得られている。このことより、モーメント法の計算結果に合わせるためには、45度の傾きを有する非励振素子A1乃至A6から放射される垂直偏波を小さく評価する必要があることが分かる。なお、数19のように全てのアンテナ素子の素子パターンが等しいとしたが、図12の表のように励振素子A0と非励振素子A1乃至A6でベクトル実効長 $l_{em}^{(0)}$ の相違が大きい場合には、素子上電流分布が異なり素子パターンは等しくならぬので、素子パターンの相違により、補正係数 $= 1.1$ の補正が必要となっている可能性がある。すなわち、最も好ましい実施形態では、補正係数 $= 1.1$ であるが、好ましくは、補正係数は 1.0 を超えかつ 1.2 以下であり、より好ましくは、補正係数は 1.05 以上かつ 1.15 以下である。

30

【0126】

次に、水平方向の非励振素子A0の方向($= 0^\circ$)と、非励振素子A1及びA2の間の方向($= 30^\circ$)とに注目して、アレーアンテナ装置100において可変な偏波とビームパターンとを形成する能力を調べる。リアクタンス値の組み合わせで実現可能な電流のアレー配列(等価ウエイトベクトル)が明確でないため、解析的に最適解を見つけるのは困難なので、最急勾配法を用いる(非特許文献10及び11を参照)。ただし、最急勾配法で得られた収束状態は最適解とは限らない。リアクタンス値を変化させることができる範囲に制限はないものとする。また、反復におけるリアクタンス値の初期値は、非励振素子A1($= 0$)方向に注目するときは非励振素子A1のリアクタンス値を -100 、他の非励振素子A2乃至A6のリアクタンス値を 0 とし、非励振素子A1とA2の間($= 30$)方向に注目するときには非励振素子A1とA2のリアクタンス値を -100 、他の非励振素子A3乃至A6のリアクタンス値を 0 とする。なおベクトル実効長の計算では、数28を用い補正係数 $= 1.1$ とした。最大化する評価関数として数29乃至数35のような量を用いる。

40

【0127】

【数29】

$$|E^V|$$

【数30】

50

$$|E^H|$$

【数 3 1】

$$|E^V| - |E^H|$$

【数 3 2】

$$|E^V| - |E^V|$$

【数 3 3】

$$|E^V + jE^H|$$

【数 3 4】

$$|E^V - jE^H|$$

【数 3 5】

$$|E^V| + |E^H|$$

【0 1 2 8】

ここで、電界の垂直偏波成分 E^V と水平偏波成分 E^H とは、次式で定義される。

【0 1 2 9】

【数 3 6】

$$E^V = \gamma l e_0^{(0)} (1 - j\alpha_0 v_0 / i_0) \sin \theta \times i_0$$

$$+ \sum_{m=1}^6 \exp[-jkd \sin \theta \cos(\phi - \phi_m)]$$

$$\times l e_m^{(0)} (1 - j\alpha_m v_m / i_m) \cos \omega \sin \theta \times i_m$$

【数 3 7】

$$E^H = \sum_{m=1}^6 \exp[-jkd \sin \theta \cos(\phi - \phi_m)]$$

$$\times l e_m^{(0)} (1 - j\alpha_m v_m / i_m) \sin \omega \cos(\phi - \phi_m) \times i_m$$

【0 1 3 0】

ここで、補正係数 $\gamma = 1$ であり、 k は伝搬定数 $2\pi / \lambda$ であり、 d はアンテナ素子の間隔であって、本実施形態では $\lambda / 4$ であり、さらに、方位角 ϕ_m は次式で表される。

【数 3 8】

$$\phi_m = 2\pi (m - 1) / 6$$

$$m = 1, \dots, 6$$

【0 1 3 1】

それぞれ、数 2 9 は垂直偏波、数 3 0 は水平偏波、数 3 3 は左旋円偏波、数 3 4 は右旋円偏波が強くなる条件である。また、数 3 1 は垂直偏波に対する水平偏波の交差偏波識別度、数 3 2 は水平偏波に対する垂直偏波の交差偏波識別度が、また、数 3 5 は放射電力が強くなる条件である。図 2 1 は、所望波方向を 0° とした場合と 30° とした場合とのそれぞれについて、適応制御型コントローラ 2 0 が異なる評価関数を用いたときの各収束リアクタンス値を示す表である。図 2 2 乃至図 3 5 は、図 2 1 の各所望波方向と各評価関数に対応する収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。図 2 2 乃至図 3 5 において、図 2 1 の表のリアクタンス値でモーメント法により計算した結果を、実線 $E^V (M o m)$ 及び $E^H (M o m)$ で表し、数 2 8 の補正を行いベクトル実効長を考慮した等価ウェイトベクトル表現の結果を、破線 $E^V (l e')$ 及び $E^H (l e')$ で表す。また、垂直偏波成分 $E^V (M o m)$

10

20

30

40

50

)及び E^V (l e ') を細線で、水平偏波成分 E^H (M o m) 及び E^H (l e ') を太線で示す。

【 0 1 3 2 】

収束リアクタンス値の結果はモーメント法の結果に良く一致しており、拡張したベクトル実効長による等価ウェイトベクトル表現と、最急勾配法による最適化の手法の有効性が確認できる。全体的に垂直偏波に対し水平偏波のレベルが低い。これは大きな電流の流れる励振素子A0から水平偏波成分が放射されないためである。このため、評価関数の収束状態の決定において垂直偏波が支配的な役割をしている。しかし、数32の評価関数では、非励振素子が位置する方向と非励振素子間の方向に対して水平偏波を垂直偏波より強くすることは可能であることが分かる。逆に水平偏波を抑え、約13dBの交差偏波識別度を有する垂直偏波も実現できている。数34の値を評価関数値とした場合、0度方向で1.9(5.6dB)、30度方向で2.0(6.0dB)の円偏波軸比が得られている。軸比の良い円偏波は得られていない。また、右旋偏波を実現しようとする、水平偏波成分が大きくなるが、左旋偏波を実現しようとする、水平偏波が小さくなる。また、数32、数34と数35の収束結果がほぼ等しくなる。これらは水平偏波の励振位相が中央部の励振素子A0の垂直偏波より進む傾向にあるためと考えられる。

10

【 0 1 3 3 】

以上説明したように、実施形態に係るアレーアンテナの等価ウェイトベクトル表現によれば、ベクトルの性質と方向依存性を考慮したアレーアンテナ装置の等価ウェイトベクトル表現を提供することができる。従って、この等価ウェイトベクトル表現を用いると、アレーアンテナ装置の指向特性をより正確に計算することができる。

20

【 0 1 3 4 】

以上説明したように、本発明に係る実施形態のアレーアンテナ装置によれば、ダイポールの非励振素子を傾けて配置することにより、励振素子が送受信する無線信号の偏波面に対して交差した偏波(又は直交した偏波)にアンテナ利得を有するアレーアンテナ装置を提供することができる。偏波を制御することにより所望波の送受信強度を増加し、干渉波抑圧の自由度を増加することができる。また、ダイポールのアンテナ素子のベクトル実効長に実空間ベクトルの特性と方向依存性とを考慮することにより、等価ウェイトベクトル表現が可能であることを示した。さらに、シミュレーションでは、最急勾配法を用いて、所望方向の偏波の可変能力を調べた。シミュレーション結果からは、素子方向及び素子間方向において、水平偏波を垂直偏波より強くすることが可能であることが分かった。また、所望方向に軸比約2(6dB)の円偏波を実現できることが分かった。さらに、実現できる円偏波旋回方向の対称性を持たせるために、対称な傾きのダイポールのアンテナ素子を重ねて配置するアレーアンテナ装置も提案した。これにより、偏波が切り替え可能であり、また偏波の設定自由度が高いアレーアンテナ装置を実現することができる。

30

【 0 1 3 5 】

【 発明の効果 】

以上詳述したように、本発明に係るアレーアンテナ装置によれば、電子制御導波器アレーアンテナ装置やリニアアレーアンテナ装置において、少なくとも1つの非励振素子を、励振素子に対して傾斜するように設けることにより、垂直偏波成分に加えて水平偏波成分の無線信号を送受信し、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、送受信する無線信号の垂直偏波成分及び水平偏波成分を制御する。これにより、当該アレーアンテナ装置の偏波を変化させることができる。従って、図36に図示された無線環境などのマルチパス環境であっても、種々の偏波成分の無線信号を所定のアンテナ利得以上で送受信することができる。

40

【 0 1 3 6 】

また、本発明に係るアレーアンテナ装置の制御方法又は装置によれば、上記アレーアンテナ装置の励振素子によって受信された受信信号に基づいて、非線形計画法における反復的な数値解法を用いて、上記受信信号を含む所定の評価関数の値が最大又は最小となるように、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

50

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。従って、図36に図示された無線環境などのマルチパス環境であっても、当該アレーアンテナ装置の放射パターン及びその偏波を実質的に最良の状態に設定して無線通信を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

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

【図2】 図1のアレーアンテナ装置100の詳細構成を示す斜視図である。

【図3】 鉛直方向からの図2の非励振素子A1の傾斜角 θ と、ベクトル実効長の垂直成分及び水平成分を示す図である。

【図4】 図1のアレーアンテナ装置100と従来のアレーアンテナ装置とにおいてベクトル実効長を計算するときを考慮されている概念を示す表である。 10

【図5】 本発明に係る第2の実施形態であるアレーアンテナ装置110の構成を示す斜視図である。

【図6】 本発明に係る第2の実施形態の変形例であるアレーアンテナ装置111の構成を示す斜視図である。

【図7】 本発明に係る第3の実施形態であるアレーアンテナ装置120の構成を示す斜視図である。

【図8】 本発明に係る第3の実施形態の第1の変形例であるアレーアンテナ装置121の構成を示す斜視図である。

【図9】 本発明に係る第3の実施形態の第2の変形例であるアレーアンテナ装置122の構成を示す斜視図である。 20

【図10】 本発明に係る第4の実施形態であるアレーアンテナ装置130の構成を示す斜視図である。

【図11】 本発明に係る第5の実施形態であるアレーアンテナ装置140の構成を示す斜視図である。

【図12】 図1のアレーアンテナ装置100の電氣的構造パラメータを示す表である。

【図13】 図1のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、アレーアンテナ装置100にケースC1のリアクタンス値が設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図14】 図1のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、アレーアンテナ装置100にケースC2のリアクタンス値が設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。 30

【図15】 図1のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、アレーアンテナ装置100にケースC1のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子の素子上電流分布 $i_m(z)$ とポート電流 $i_m(0)$ の振幅を示すグラフである。

【図16】 図1のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、アレーアンテナ装置100にケースC1のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子の素子上電流分布 $i_m(z)$ とポート電流 $i_m(0)$ の位相を示すグラフである。

【図17】 図1のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、アレーアンテナ装置100にケースC2のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子の素子上電流分布 $i_m(z)$ とポート電流 $i_m(0)$ の振幅を示すグラフである。 40

【図18】 図1のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、アレーアンテナ装置100にケースC2のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子の素子上電流分布 $i_m(z)$ とポート電流 $i_m(0)$ の位相を示すグラフである。

【図19】 図1のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、アレーアンテナ装置100にケースC1のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子のベクトル実効長を示すグラフである。

【図20】 図1のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、アレーアンテナ装置100にケースC2のリアクタンス値が設定されたときの、各アンテナ素子のベクトル実効長を示すグラフである。 50

【図 2 1】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、適応制御型コントローラ 2 0 が異なる評価関数を用いたときの各収束リアクタンス値を示す表である。

【図 2 2】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 0^\circ$ 、評価関数 $|E^V|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 2 3】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 0^\circ$ 、評価関数 $|E^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 2 4】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 0^\circ$ 、評価関数 $|E^V| - |E^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

10

【図 2 5】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 0^\circ$ 、評価関数 $|E^H| - |E^V|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 2 6】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 0^\circ$ 、評価関数 $|E^V + jE^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

20

【図 2 7】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 0^\circ$ 、評価関数 $|E^V - jE^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 2 8】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 0^\circ$ 、評価関数 $|E^V| + |E^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 2 9】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 0^\circ$ 、評価関数 $|E^V|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

30

【図 3 0】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 30^\circ$ 、評価関数 $|E^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 3 1】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 30^\circ$ 、評価関数 $|E^V| - |E^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 3 2】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 30^\circ$ 、評価関数 $|E^H| - |E^V|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

40

【図 3 3】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 30^\circ$ 、評価関数 $|E^V + jE^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 3 4】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所望波方向 $= 30^\circ$ 、評価関数 $|E^V - jE^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 1 0 0 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 3 5】 図 1 のアレーアンテナ装置の制御装置のシミュレーション結果であって、所

50

望波方向 = 30°、評価関数 $|E^V| + |E^H|$ のときの収束リアクタンス値がアレーアンテナ装置 100 に設定されているときの水平面内指向特性パターンを示すグラフである。

【図 3 6】 従来技術に係るアレーアンテナ装置 150 に到来する無線信号の偏波成分を説明するための図である。

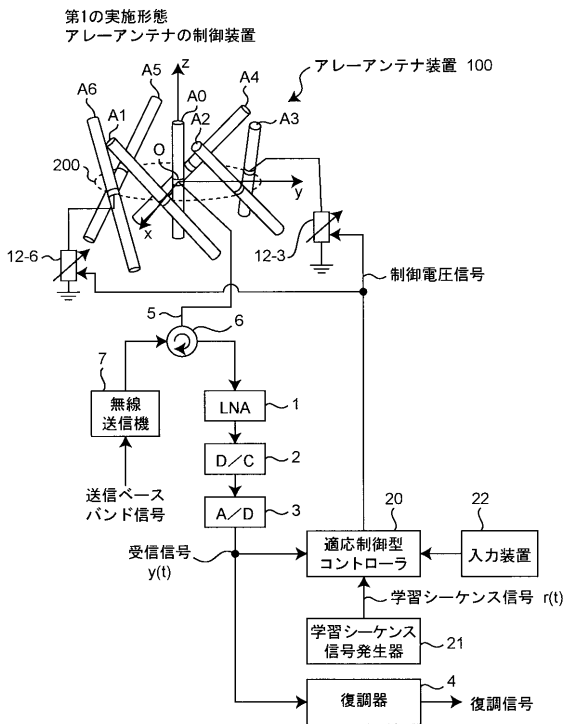
【符号の説明】

- A 0 ... 励振素子、
- A 1 乃至 A 6 , A 1 1 乃至 A 1 6 , A 2 1 乃至 A 2 6 , A 3 8 乃至 A 4 3 , A 5 1 乃至 A 5 6 ... 非励振素子、
- 1 ... 低雑音増幅器 (L N A)、
- 2 ... ダウンコンバータ、
- 3 ... A / D 変換器、
- 4 ... 復調器、
- 5 ... 同軸ケーブル、
- 6 ... サークュレータ、
- 7 ... 無線送信機、
- 1 1 ... 接地導体、
- 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 , 1 2 - 1 1 乃至 1 2 - 1 6 , 1 2 - 2 1 乃至 1 2 - 2 6 , 1 2 - 3 8 乃至 1 2 - 4 3 ... 可変リアクタンス素子、
- 2 0 ... 適応制御型コントローラ、
- 2 1 ... 学習シーケンス信号発生器、
- 2 2 ... 入力装置、
- 1 0 0 , 1 1 0 , 1 1 1 , 1 2 0 , 1 2 1 , 1 2 2 , 1 3 0 , 1 4 0 ... アレーアンテナ装置、
- 2 0 0 , 2 1 0 ... 円周。

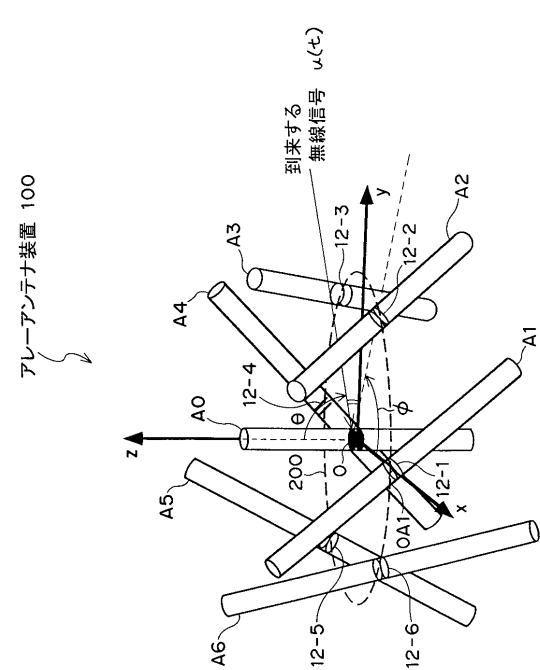
10

20

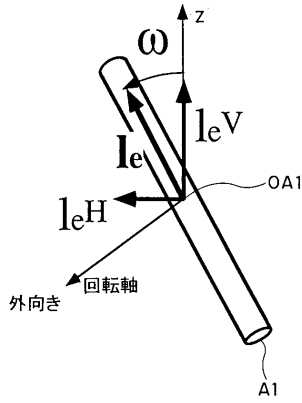
【図 1】



【図 2】



【 図 3 】

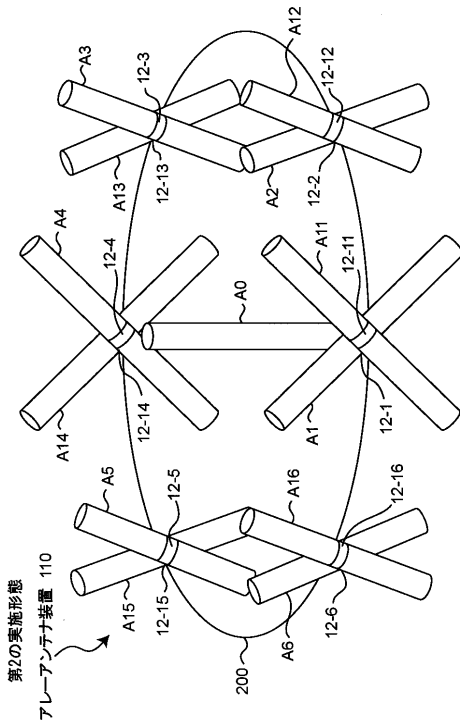


【 図 4 】

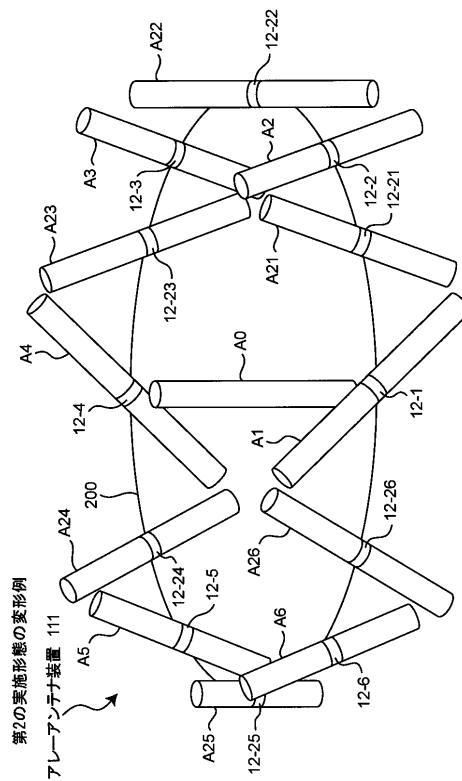
ベクトル実効長を計算するとき考慮されている概念

	ベクトル実効長の大きさ	位相	ベクトル	方向依存性
第1の従来例のアレーアンテナ装置	リアクタンス値 $X \sim X_6$ に依存する	x	x	△ (アレーファクタ)
第2の従来例のアレーアンテナ装置	ポート電流I及び電圧Vに依存する	○	x	△ (アレーファクタ)
本実施形態のアレーアンテナ装置	ポート電流I及び電圧Vに依存する	○	○	○

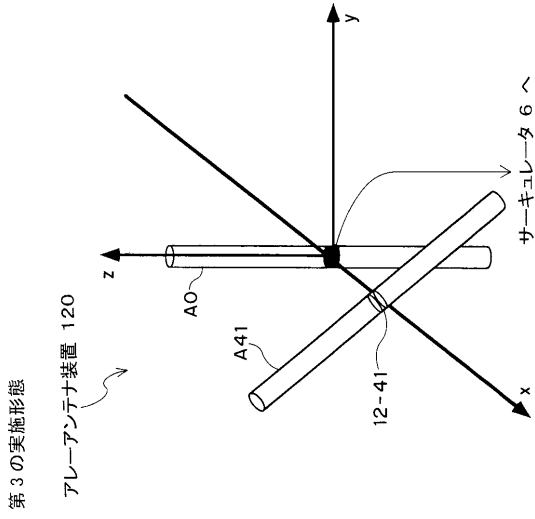
【 図 5 】



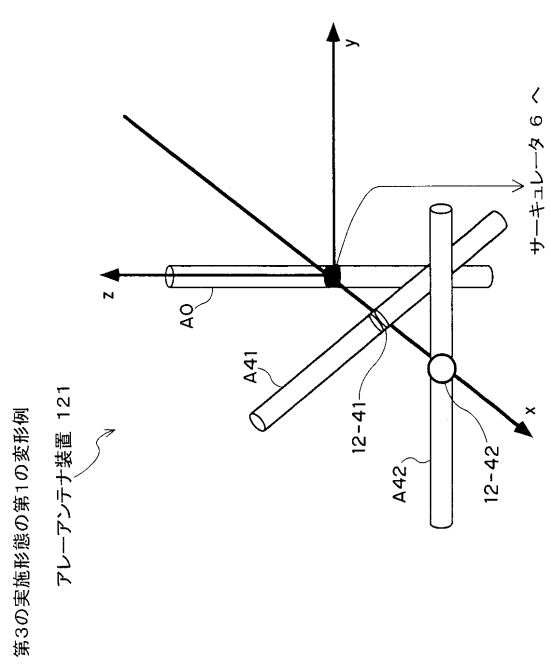
【 図 6 】



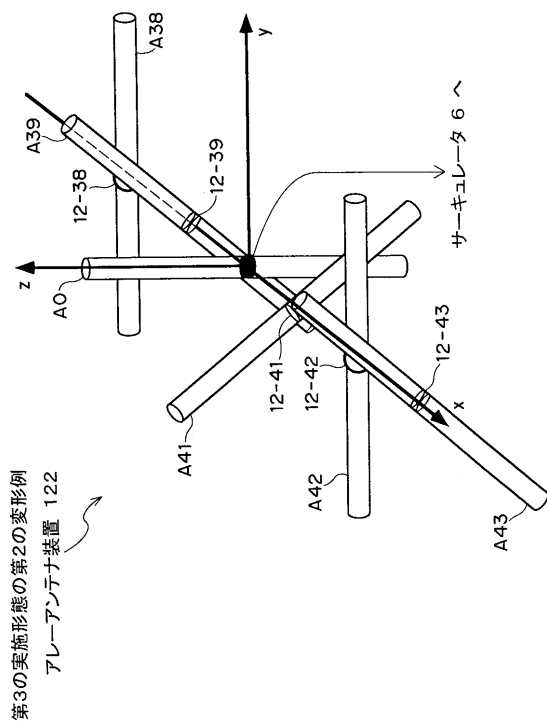
【 図 7 】



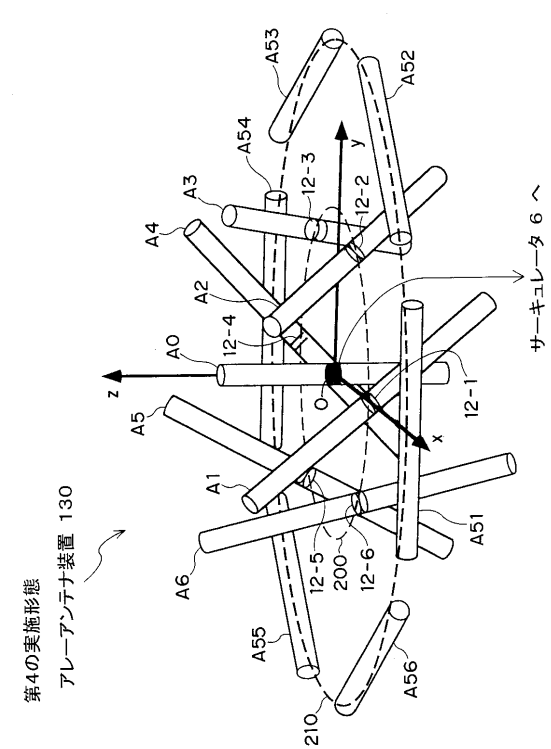
【 図 8 】



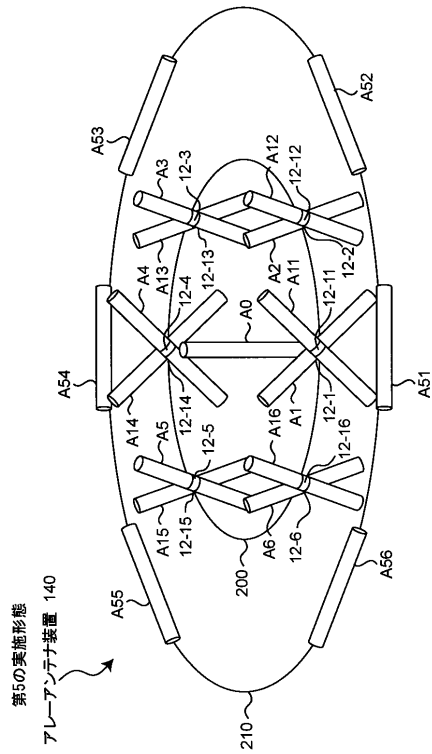
【 図 9 】



【 図 10 】



【 図 1 1 】



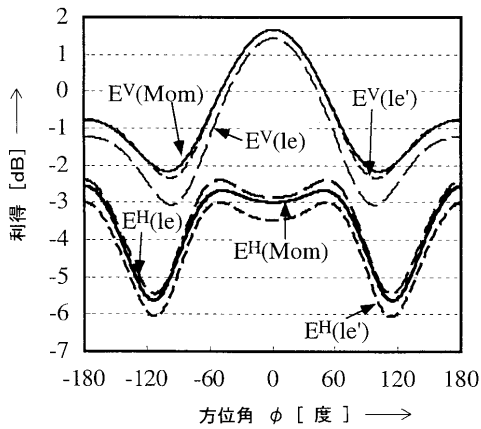
【 図 1 2 】

図1のアンテナ装置100の電気的構造パラメータ

	実数部	虚数部
アドミタンス要素 Y00	7.1988×10^{-3}	1.2674×10^{-2}
アドミタンス要素 Y01	-2.2075×10^{-3}	-4.5174×10^{-4}
アドミタンス要素 Y11	5.5947×10^{-3}	-5.6363×10^{-3}
アドミタンス要素 Y12	1.0587×10^{-3}	3.6285×10^{-3}
アドミタンス要素 Y13	-3.6496×10^{-4}	8.8995×10^{-4}
アドミタンス要素 Y14	5.3006×10^{-4}	1.5071×10^{-5}
リアクタンス値が 0Ω のときの 非励振素子A0のベクトル実効長 $l_{e0}(0)$	0.6775	0
α_0	0.0019847	0
リアクタンス値が 0Ω のときの 非励振素子A m のベクトル実効長 $l_{em}(0)$ ($m=1,2,\dots,6$)	0.6350	0
α_m ($m=1,2,\dots,6$)	0.0023295	0.0002361

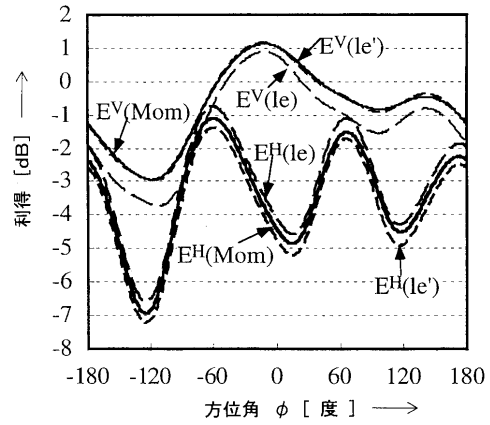
【 図 1 3 】

ケース C1のリアクタンス値が
設定されているときの水平面内指向性パターン

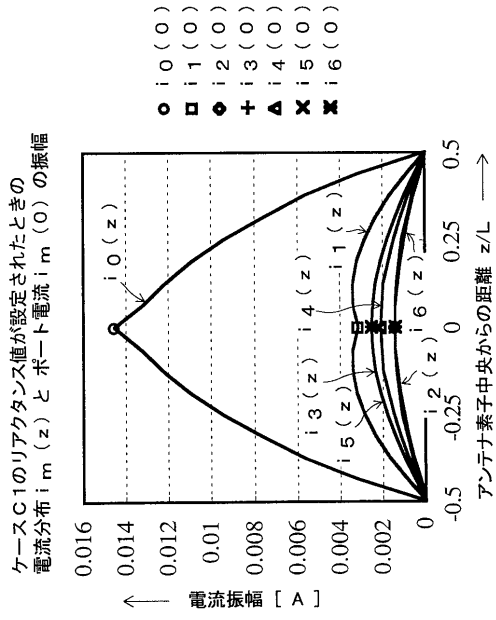


【 図 1 4 】

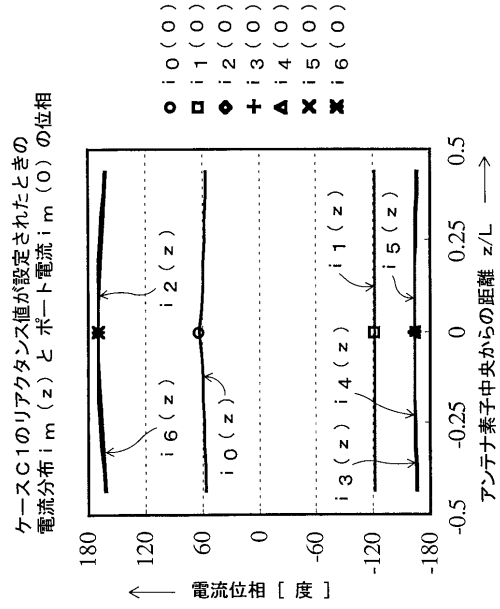
ケース C2のリアクタンス値が
設定されているときの水平面内指向性パターン



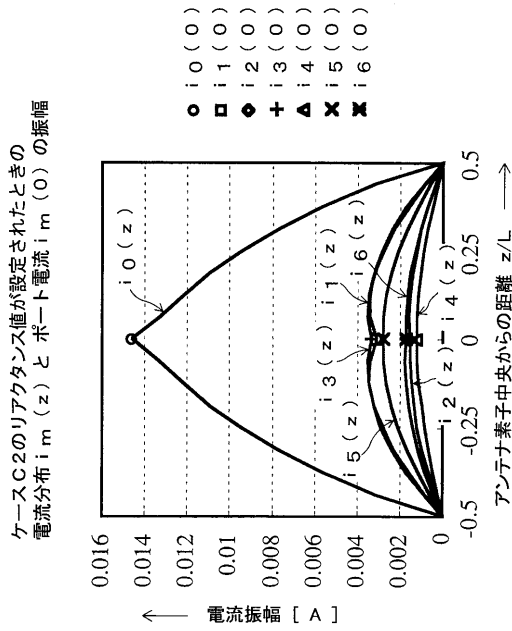
【 図 1 5 】



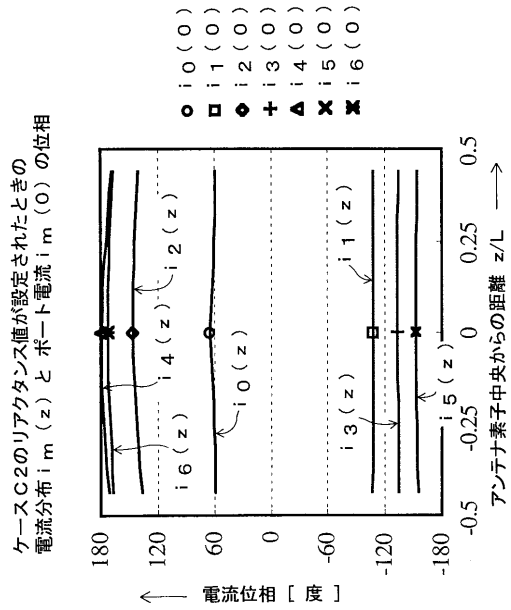
【 図 1 6 】



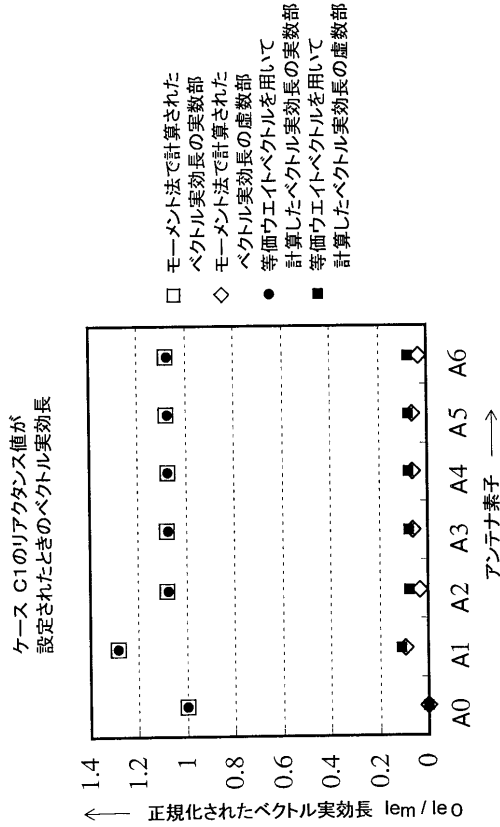
【 図 1 7 】



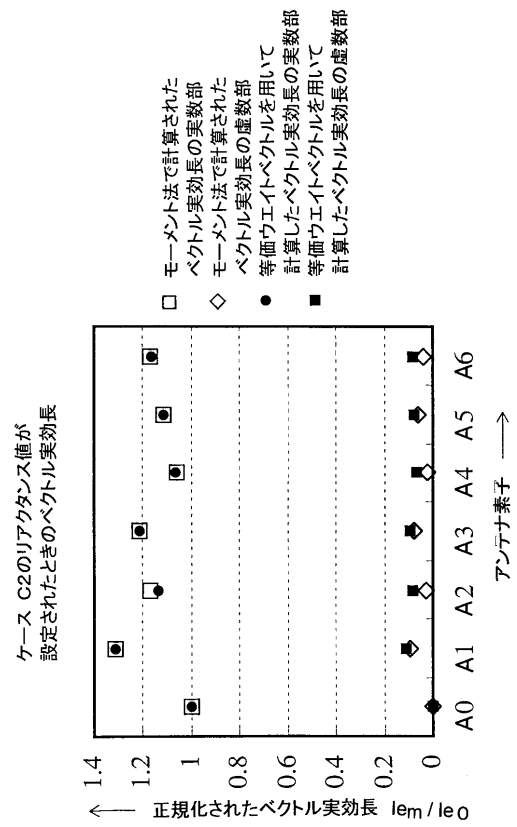
【 図 1 8 】



【 図 19 】



【 図 20 】

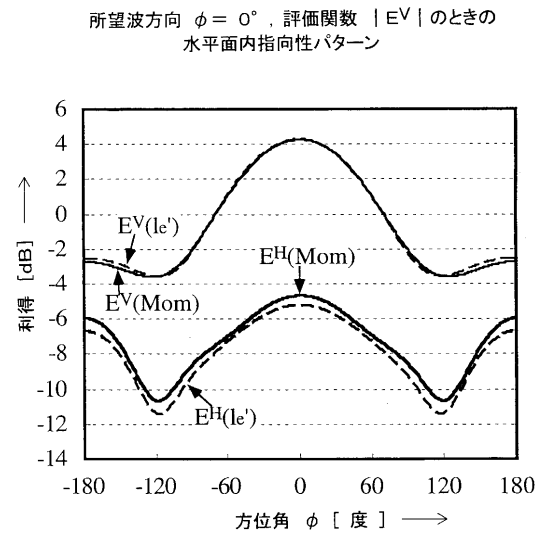


【 図 21 】

異なる評価関数を用いたときの収束リアクタンス値

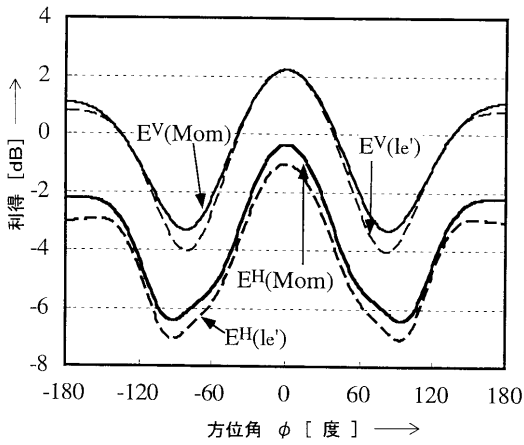
所望波方向	リアクタンス値	$ E_V $	$ E_H $	$ E_V / E_H $	$ E_H / E_V $	$ E_V / E_H $	$ E_H / E_V $	$ E_V / E_H $	$ E_H / E_V $	$ E_V / E_H $	$ E_H / E_V $
0度	X1	-231.4	-78.0	-361.2	-59.6	-411.8	-136.0	-123.8			
	X2	168.6	163.5	121.3	-77.8	45.8	205.9	205.9			
	X3	30.0	-18.1	91.4	23.0	165.0	-5.9	3.4			
	X4	-17.7	-81.8	77.8	-101.8	2.0	-66.0	-55.9			
	X5	30.0	-18.1	91.4	23.0	165.0	-5.9	3.4			
	X6	168.6	163.5	121.3	-77.8	45.8	205.9	205.9			
30度	X1	-323.8	-76.0	-441.6	-41.4	-425.9	-191.5	-173.1			
	X2	-323.8	-76.0	-441.6	-41.4	-425.9	-191.5	-173.1			
	X3	84.4	137.4	62.0	-159.9	62.1	104.0	113.1			
	X4	1.5	-49.5	112.9	-176.3	77.1	-31.5	-26.1			
	X5	1.5	-49.5	112.9	-176.3	77.1	-31.5	-26.1			
	X6	84.4	137.4	62.0	-159.9	62.1	104.0	113.1			

【 図 22 】



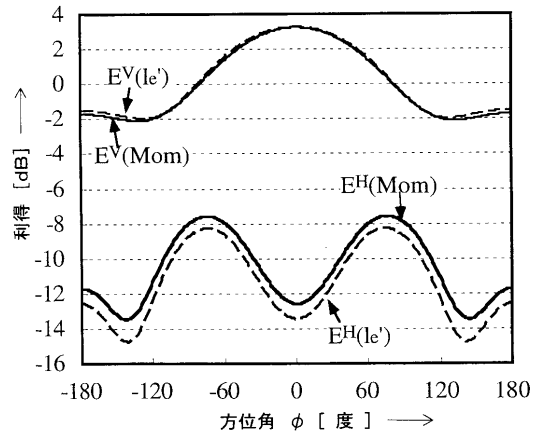
【 図 2 3 】

所望波方向 $\phi = 0^\circ$, 評価関数 $|E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



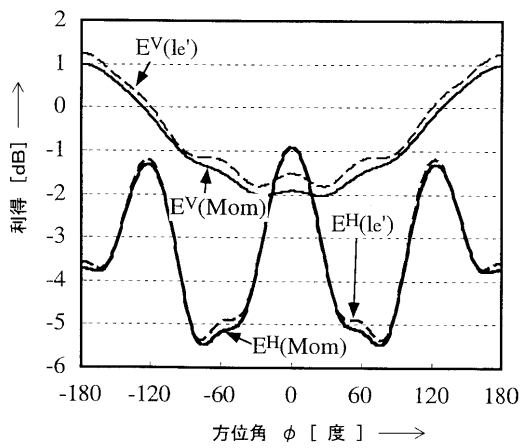
【 図 2 4 】

所望波方向 $\phi = 0^\circ$, 評価関数 $|E^V| - |E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



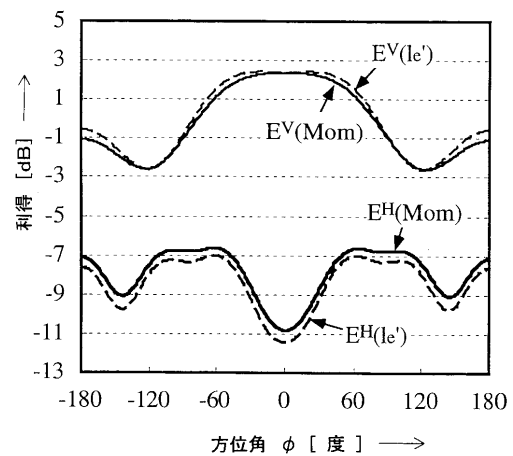
【 図 2 5 】

所望波方向 $\phi = 0^\circ$, 評価関数 $|E^H| - |E^V|$ のときの
水平面内指向性パターン



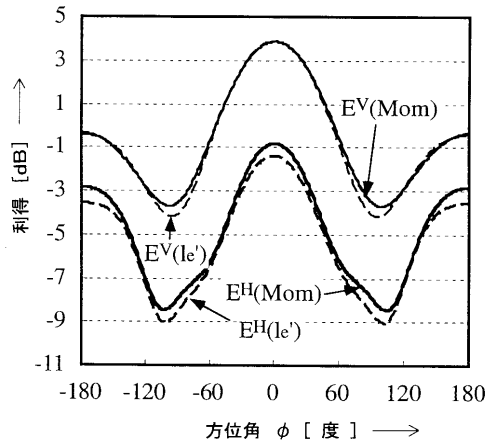
【 図 2 6 】

所望波方向 $\phi = 0^\circ$, 評価関数 $|E^V + j E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



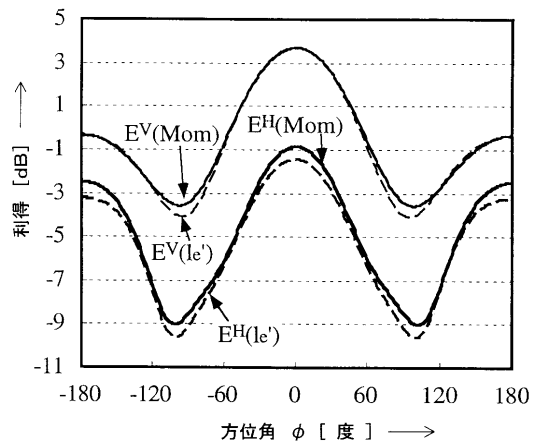
【 図 2 7 】

所望波方向 $\phi = 0^\circ$, 評価関数 $|E^V - j E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



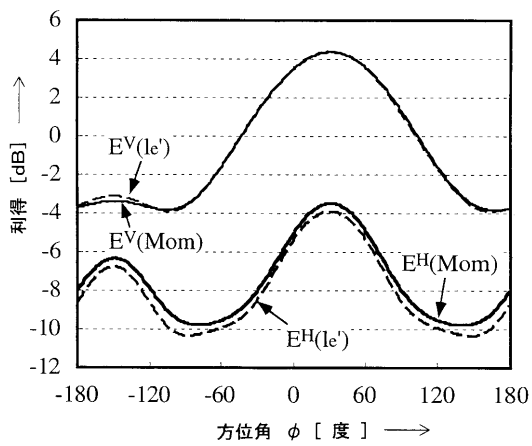
【 図 2 8 】

所望波方向 $\phi = 0^\circ$, 評価関数 $|E^V| + |E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



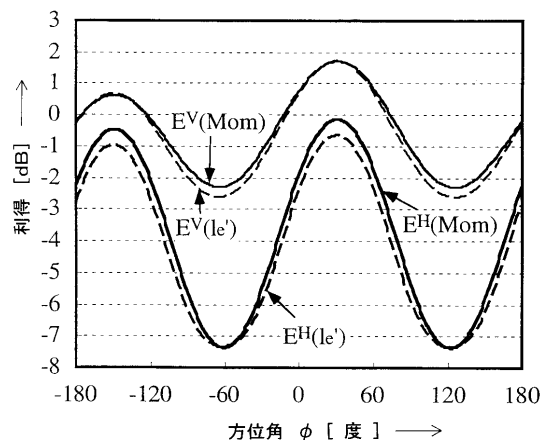
【 図 2 9 】

所望波方向 $\phi = 30^\circ$, 評価関数 $|E^V|$ のときの
水平面内指向性パターン



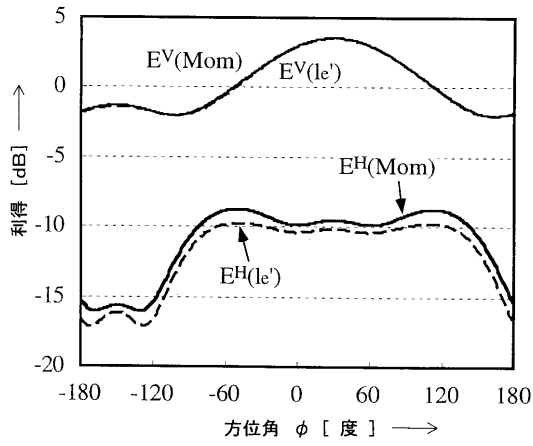
【 図 3 0 】

所望波方向 $\phi = 30^\circ$, 評価関数 $|E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



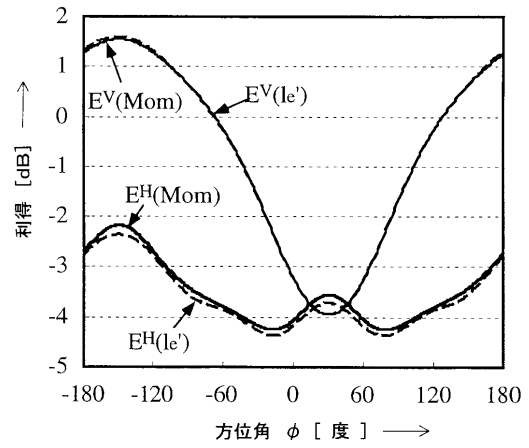
【 図 3 1 】

所望波方向 $\phi = 30^\circ$, 評価関数 $|E^V| - |E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



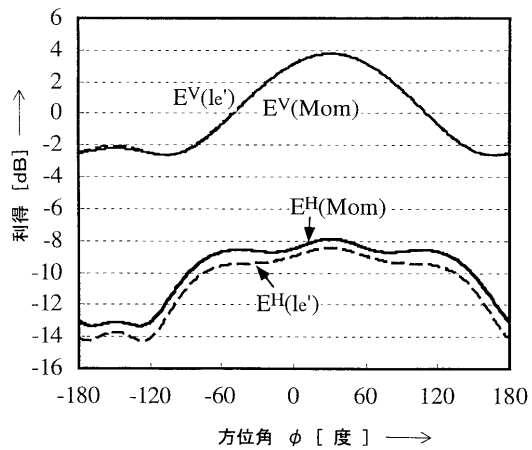
【 図 3 2 】

所望波方向 $\phi = 30^\circ$, 評価関数 $|E^H| - |E^V|$ のときの
水平面内指向性パターン



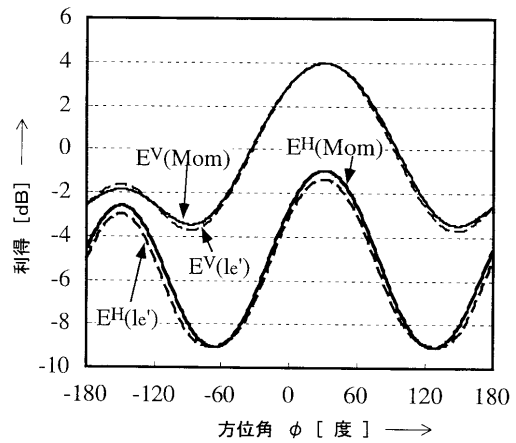
【 図 3 3 】

所望波方向 $\phi = 30^\circ$, 評価関数 $|E^V + j E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



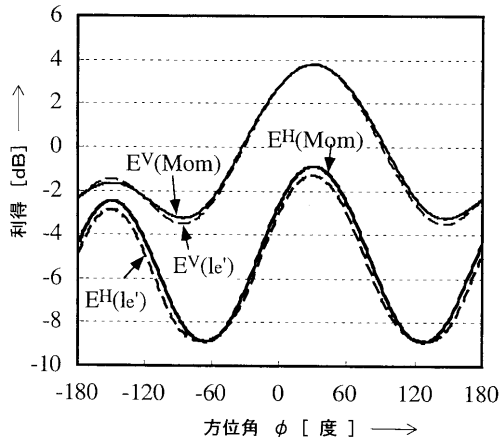
【 図 3 4 】

所望波方向 $\phi = 30^\circ$, 評価関数 $|E^V - j E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン

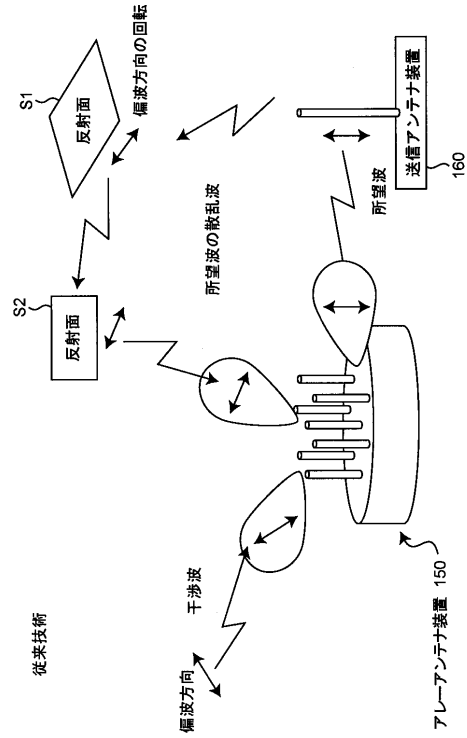


【 図 3 5 】

所望波方向 $\phi = 30^\circ$, 評価関数 $|E^V| + |E^H|$ のときの
水平面内指向性パターン



【 図 3 6 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平10 - 154911 (JP, A)
特開昭59 - 032203 (JP, A)
特開平04 - 122105 (JP, A)
特開平03 - 247005 (JP, A)
特開平01 - 081016 (JP, A)
特開平08 - 097624 (JP, A)
特開平08 - 204428 (JP, A)
特開昭59 - 086309 (JP, A)
特開2001 - 024431 (JP, A)
特開2002 - 118414 (JP, A)
特開2003 - 046331 (JP, A)
特開2002 - 246837 (JP, A)
実開平1 - 81016 (JP, U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01Q 3/00-11/20、21/00-25/04