

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3795845号

(P3795845)

(45) 発行日 平成18年7月12日(2006.7.12)

(24) 登録日 平成18年4月21日(2006.4.21)

(51) Int. Cl.

F I

H O 1 Q 3/44 (2006.01)

H O 1 Q 3/44

H O 1 Q 9/32 (2006.01)

H O 1 Q 9/32

H O 1 Q 19/32 (2006.01)

H O 1 Q 19/32

H O 4 B 7/08 (2006.01)

H O 4 B 7/08

D

請求項の数 8 (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2002-238211 (P2002-238211)

(22) 出願日 平成14年8月19日(2002.8.19)

(65) 公開番号 特開2004-80411 (P2004-80411A)

(43) 公開日 平成16年3月11日(2004.3.11)

審査請求日 平成16年7月6日(2004.7.6)

(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

(74) 代理人 100062144

弁理士 青山 稔

(74) 代理人 100086405

弁理士 河宮 治

(74) 代理人 100098280

弁理士 石野 正弘

(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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アレーアンテナの制御方法、受信信号の信号対雑音比の計算方法及び無線受信機の適応制御方法

(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、

上記非励振素子に接続された可変リアクタンス素子とを備え、

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方法において、

上記受信された無線信号は $m$ 相 P S K 変調され(ここで、 $m$ は2以上の整数である。)、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、所定の期間における上記受信信号の $m$ 乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値が実質的に最大となるように、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ステップを含むことを特徴とするアレーアンテナの制御方法。

【請求項2】

複数 $P$ 個のアンテナ素子が互いに所定の間隔で並置されてなるアレーアンテナで受信された複数 $P$ 個の受信信号をそれぞれ $P$ 個の移相手段により所定の移相量だけ移相させた後合成して、合成後の受信信号を出力するアレーアンテナの制御方法において、

上記受信された無線信号は $m$ 相 P S K 変調され(ここで、 $m$ は2以上の整数である。)

10

20

、上記合成後の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、所定の期間における上記受信信号の $m$ 乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値が実質的に最大となるように、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各移相手段の移相量を計算して設定するステップを含むことを特徴とするアレーアンテナの制御方法。

【請求項3】

$m$ 相PSK変調された(ここで、 $m$ は2以上の整数である。)無線信号を受信信号として受信する無線受信機において、

所定の期間における上記受信信号の $m$ 乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値を計算し、計算された規範関数に基づいて上記規範関数と信号対雑音比との関係を示す式を用いて上記受信信号の信号対雑音比を計算するステップを含むことを特徴とする受信信号の信号対雑音比の計算方法。

10

【請求項4】

$m$ 相PSK変調された(ここで、 $m$ は2以上の整数である。)無線信号を受信信号として受信し、上記受信信号を処理する信号処理手段を備えた無線受信機において、

所定の期間における上記受信信号の $m$ 乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値を計算し、計算された規範関数に基づいて上記規範関数と信号対雑音比との関係を示す式を用いて上記受信信号の信号対雑音比を計算するステップと、

20

上記計算された信号対雑音比が実質的に最大となるように上記信号処理手段を適応制御するステップとを含むことを特徴とする無線受信機の適応制御方法。

【請求項5】

上記信号処理手段は、無線受信機の信号等化器であることを特徴とする請求項4記載の無線受信機の適応制御方法。

【請求項6】

上記信号処理手段は、無線受信機の信号ろ波器であることを特徴とする請求項4記載の無線受信機の適応制御方法。

【請求項7】

30

上記信号処理手段は、無線受信機のリニアライザであることを特徴とする請求項4記載の無線受信機の適応制御方法。

【請求項8】

上記信号処理手段は、無線受信機の高調波除去器であることを特徴とする請求項4記載の無線受信機の適応制御方法。

【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からなるアレーアンテナ装置の指向特性を変化させることができるアレーアンテナの制御方法に関し、特に、電子制御導波器アレーアンテナ装置(Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) Antenna; 以下、エスパアンテナという。)の指向特性を適応的に変化させることができるアレーアンテナの制御方法に関する。また、無線受信機で受信された受信信号の信号対雑音比を計算する無線受信機の信号対雑音比の計算方法、及びその計算方法を利用した無線受信機の適応制御方法に関する。

40

【0002】

【従来の技術】

従来技術のエスパアンテナは、例えば、従来技術文献1「T. Ohira et al., "Electronic ally steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beam forming," 2000 IEEE International Conference on Phased Array System & Technology

50

pp. 101-104, Dana point, California, May 21-25, 2000」や特開 2 0 0 1 - 2 4 4 3 1 号公報において提案されている。このエスパアンテナは、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。

#### 【0003】

このエスパアンテナを受信側で適応制御する方法として、一般的に、以下の方法が用いられている。すなわち、送信側で各無線パケットデータの先頭部分に学習シーケンス信号を予め含ませておき、当該学習シーケンス信号と同一の信号を受信側でも発生させ、受信側において、受信された学習シーケンス信号と、上記発生された学習シーケンス信号との相互相関が実質的に最大となることを規範（規範基準）として、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てその指向特性を変化させる。これにより、エスパアンテナの指向性を最適パターンとし、すなわち所望波の方向に主ビームを向けかつ干渉波の方向にヌルを形成するパターンとなる。

#### 【0004】

##### 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、この従来例では、学習シーケンス信号などの参照信号が必要であること、また、この参照信号を予め送信側及び受信側の両方で一致させておく必要があり、これにより、適応制御のための回路が複雑になるという問題点があった。

#### 【0005】

また、無線受信機においてその信号等化器や信号ろ波器を適応制御するために、信号対雑音電力比を推定して計算する必要があるが、受信される受信信号についてリアルタイムで計算することはできなかった。

#### 【0006】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、参照信号を必要とせずに、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ように適応制御することができるアレーアンテナの制御方法を提供することにある。

#### 【0007】

また、本発明の別の目的は以上の問題点を解決し、例えば、無線受信機においてその信号等化器や信号ろ波器を適応制御するために、受信した受信信号の信号対雑音比を推定して計算することができる受信信号の信号対雑音比の計算方法、及びその計算方法を利用した無線受信機の適応制御方法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の制御方法は、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、  
上記非励振素子に接続された可変リアクタンス素子とを備え、  
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方法において、

上記受信された無線信号は  $m$  相 P S K 変調され（ここで、 $m$  は 2 以上の整数である。）  
、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、所定の期間における上記受信信号の  $m$  乗値の平均値の絶対値の  $(1/m)$  乗値を上記受信信号の 2 乗値の絶対値の平均値の  $(1/2)$  乗値で除算した関数である規範関数の値が実質的に最大となるように、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ステップを含むことを特徴とする。

#### 【0009】

10

20

30

40

50

また、第2の発明に係るアレーアンテナの制御方法は、複数P個のアンテナ素子が互いに所定の間隔で並置されてなるアレーアンテナで受信された複数P個の受信信号をそれぞれP個の移相手段により所定の移相量だけ移相させた後合成して、合成後の受信信号を出力するアレーアンテナの制御方法において、

上記受信された無線信号はm相PSK変調され（ここで、mは2以上の整数である。）  
、上記合成後の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、所定の期間における上記受信信号のm乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値が実質的に最大となるように、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各移相手段の移相量を計算して設定するステップを含むことを特徴とする。

10

#### 【0010】

さらに、第3の発明に係る受信信号の信号対雑音比の計算方法は、m相PSK変調された（ここで、mは2以上の整数である。）無線信号を受信信号として受信する無線受信機において、

所定の期間における上記受信信号のm乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値を計算し、計算された規範関数に基づいて上記規範関数と信号対雑音比との関係を示す式を用いて上記受信信号の信号対雑音比を計算するステップを含むことを特徴とする。

#### 【0011】

20

またさらに、第4の発明に係る無線受信機の適応制御方法は、m相PSK変調された（ここで、mは2以上の整数である。）無線信号を受信信号として受信し、上記受信信号を処理する信号処理手段を備えた無線受信機において、

所定の期間における上記受信信号のm乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値を計算し、計算された規範関数に基づいて上記規範関数と信号対雑音比との関係を示す式を用いて上記受信信号の信号対雑音比を計算するステップと、

上記計算された信号対雑音比が実質的に最大となるように上記信号処理手段を適応制御するステップとを含むことを特徴とする。ここで、上記信号処理手段は、好ましくは、無線受信機の信号等化器、信号ろ波器、リニアライザ又は同調器である。

30

#### 【0012】

#### 【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明に係る実施形態について説明する。

#### 【0013】

##### <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、図1に示すように、1つの励振素子A0と、6個の非励振素子A1乃至A6とを備えてなるエスパアンテナ装置100と、無線受信機10と、適応制御型コントローラ20とを備えて構成される。

#### 【0014】

40

ここで、送信された無線信号はm相PSK変調され（ここで、mは2以上の整数である。）  
、適応制御型コントローラ20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、エスパアンテナ装置100の励振素子A0によって受信された受信信号 $y(t)$ に基づいて、非線形計画法における反復的な数値解法である、例えば、最急勾配法を用いて、上記受信信号 $y(t)$ のm乗を用いて表された規範関数（例えば、後述する数14）の値が実質的に最大となるように、上記エスパアンテナ装置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している。

#### 【0015】

図1において、エスパアンテナ装置100は、接地導体11上に設けられた励振素子A0

50

及び非励振素子 A 1 乃至 A 6 から構成され、励振素子 A 0 は、半径  $r$  の円周上に設けられた 6 本の非励振素子 A 1 乃至 A 6 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 A 1 乃至 A 6 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。各励振素子 A 0 及び非励振素子 A 1 乃至 A 6 の長さは、例えば約  $\lambda/4$  (但し、 $\lambda$  は所望波の波長) になるように構成され、また、上記半径  $r$  は  $\lambda/4$  になるように構成される。励振素子 A 0 の給電点は同軸ケーブル 8 を介して低雑音増幅器 (LNA) 1 に接続され、また、非励振素子 A 1 乃至 A 6 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 からのリアクタンス値信号によって設定される。

#### 【0016】

図 2 は、エスパアンテナ装置 100 の縦断面図である。励振素子 A 0 は接地導体 11 と電氣的に絶縁され、各非励振素子 A 1 乃至 A 6 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 の動作を説明すると、例えば励振素子 A 0 と非励振素子 A 1 乃至 A 6 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 A 1 乃至 A 6 の電気長が励振素子 A 0 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 A 1 の電気長が励振素子 A 0 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 A 2 乃至 A 6 についても同様に動作する。

#### 【0017】

従って、図 1 のエスパアンテナ装置 100 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 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、エスパアンテナ装置 100 の平面指向性特性を変化させることができる。

#### 【0018】

図 1 のアレーアンテナの制御装置において、エスパアンテナ装置 100 の励振素子 A 0 は無線信号  $y(t)$  を受信し、上記受信された無線信号である受信信号  $y(t)$  は同軸ケーブル 8 を介して無線受信機 10 に入力され、無線受信機 10 は上記受信信号  $y(t)$  に対して BPSK 復調処理を行って、BPSK 復調された、互いに直交した受信信号からの 2 つのデジタルベースバンド信号を得る。すなわち、無線受信機 10 において、受信信号  $y(t)$  はまず低雑音増幅器 (LNA) 1 により高周波増幅された後 2 分配され、2 分配された一方の受信信号  $y(t)$  は混合器 2 - 1 により局部発振器 3 からの局部発振信号と混合された後、ダイレクトコンバージョン後の I 信号は、A/D 変換器 5 - 1 により A/D 変換されてデジタルベースバンド I 信号を得る。一方、2 分配された他方の受信信号  $y(t)$  は混合器 2 - 2 により、局部発振信号から 90 度移相器 4 により 90 度だけ移相された局部発振信号と混合された後、ダイレクトコンバージョン後の Q 信号は、A/D 変換器 5 - 2 により A/D 変換されてデジタルベースバンド Q 信号を得る。これら 2 つのデジタルベースバンド信号はデータ信号として出力されるとともに、適応制御型コントローラ 20 に出力される。次いで、適応制御型コントローラ 20 は、エスパアンテナ装置 100 の励振素子 A 0 によって受信された受信信号  $y(t)$  を表す 2 つのデジタルベースバンド信号に基づいて、例えば最急勾配法を用いて、上記受信信号  $y(t)$  のみであって受信信号  $y(t)$  の  $m$  乗を用いて表された規範関数 (数 14) の値が実質的に最大となるように、上記エスパアンテナ装置 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 12 - 1 乃至 12 - 6 のリアクタンス値  $x_k$  ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) を計算してその値を示すリアクタンス値信号を各可変リアクタンス素子 12 - 1 乃至 12 - 6 に出力することによりそれらリアクタンス値  $x_k$  を設定する。

#### 【0019】

図 3 は、図 1 のエスパアンテナ装置 100 の非励振素子 A<sub>n</sub> と可変リアクタンス素子 12

10

20

30

40

50

-  $n$  の接続点付近の回路を示す回路図である。図 3 において、適応制御型コントローラ 20 からのリアクタンス値信号である直流バイアス電圧は、抵抗 14 とキャパシタ 15 とからなる L 型の低域通過フィルタ 13 を介して、例えばバラクタダイオードである可変リアクタンス素子 12 -  $n$  ( $n = 1, 2, \dots, 6$ ) に印加され、これにより、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  $x_k$  ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) が制御される。

#### 【0020】

次いで、エスパアンテナ装置 100 について定式化を行う。この定式化モデルにおいては、非励振素子 A0 として半波長ダイポールアンテナを用い、非励振素子 A1 乃至 A6 として円形アレー配列された 6 本のダイポールアンテナを用いる。素子間隔は全て  $\lambda/4$  であり、各ダイポールは半径  $\lambda/100$  の導体円柱とする。素子の長さ方向の波長短縮率は 0.926 とする。各非励振素子 A1 乃至 A6 の中央部に対して、可変リアクタンス素子 12 - 1 乃至 12 - 6 であるバラクタダイオードが直列に装荷されており、それらのリアクタンス値の組合せでその指向性が決定される。

#### 【0021】

上記アンテナの構造パラメータからモーメント法による電磁界解析を用いて素子間の相互結合を求め、これをインピーダンス行列  $Z$  で表すと次式のようなになる（例えば、従来技術文献 2「大平孝，“エスパアンテナの主ビームを所望方法へ形成するためのリアクタンスを簡単に求める方法：準同期合成と最急勾配法”，電子情報通信学会研究技術報告，AP2001-48，pp. 1 - 6，2001 年 7 月」参照。）。

#### 【0022】

##### 【数 1】

$$Z = \begin{bmatrix} z_{00} & z_{01} & z_{01} & z_{01} & z_{01} & z_{01} & z_{01} \\ z_{01} & z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} & z_{13} & z_{12} \\ z_{01} & z_{12} & z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} & z_{13} \\ z_{01} & z_{13} & z_{12} & z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} \\ z_{01} & z_{14} & z_{13} & z_{12} & z_{11} & z_{12} & z_{13} \\ z_{01} & z_{13} & z_{14} & z_{13} & z_{12} & z_{11} & z_{12} \\ z_{01} & z_{12} & z_{13} & z_{14} & z_{13} & z_{12} & z_{11} \end{bmatrix}$$

#### 【0023】

エスパアンテナ装置 100 の構造は巡回的な対称性を有しているため、この行列  $Z$  の 49 個の要素のうち独立な要素は 6 個の要素となる。これらはその物理的意味からそれぞれ以下のように呼ばれるべき複素パラメータである。

#### 【0024】

##### 【表 1】

- $z_{00}$  : 励振素子の自己入力インピーダンス
- $z_{01}$  : 励振素子と非励振素子との間の結合インピーダンス
- $z_{11}$  : 非励振素子の自己入力インピーダンス
- $z_{12}$  : 互いに隣接する 2 つの非励振素子間の結合インピーダンス
- $z_{13}$  : 次に隣接する（1 つ間をおいて隣接する）2 つの非励振素子間の結合インピーダンス
- $z_{14}$  : 互いに対向する 2 つの非励振素子間の結合インピーダンス

#### 【0025】

なお、後述する実施例で用いた各インピーダンス値は以下の通りである。

- (a)  $z_{00} = +52.0 - 5.7j$   
 (b)  $z_{01} = +23.9 - 29.2j$   
 (c)  $z_{11} = +64.0 - 3.4j$   
 (d)  $z_{21} = +29.7 - 29.8j$   
 (e)  $z_{31} = -13.9 - 27.6j$   
 (f)  $z_{41} = -26.0 - 16.7j$

ここで、インピーダンス値の単位は全て  $\Omega$  である。バラクタダイオードであるリアクタンス素子 12 - 1 乃至 12 - 6 のリアクタンス値を  $x_1, x_2, \dots, x_6$  とすると、エスパアンテナ装置 100 の指向性 (アレーファクタ)  $D_a(\theta, \phi)$  は次式で表される (例えば、従来技術文献 2 参照)。

【0026】

【数 2】

$$D_a(\theta, \phi) = a(\theta, \phi)^T i(x_1, x_2, \dots, x_6)$$

【0027】

ここで、 $a(\theta, \phi)$  は、エスパアンテナ装置 100 の位相中心を中央の非励振素子 A0 にとった場合のステアリングベクトルであり、仰角  $\theta$  と方位角  $\phi$  の関数として次式で表される。

【0028】

【数 3】

$$a(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{j\beta d \cos \theta \cos \phi\} \\ \exp\left\{j\beta d \cos \theta \cos\left(\phi - \frac{1}{3}\pi\right)\right\} \\ \dots \\ \exp\left\{j\beta d \cos \theta \cos\left(\phi - \frac{5}{3}\pi\right)\right\} \end{bmatrix}$$

【0029】

ここで、 $d$  は半径  $r$  に等しい素子間隔であり、 $k$  は自由空間中の伝播定数である。また、 $i(x_1, x_2, \dots, x_6)$  はエスパアンテナの等価ウエイトベクトルであり、次式で表される。

【数 4】

$$\begin{aligned} i(x_1, x_2, \dots, x_6) \\ &= Z^{-1} (V_s u_0 - X i) \\ &= V_s (Z + X)^{-1} u_0 \end{aligned}$$

ここで、 $u_0$  は次式で表される単位ベクトルである。

【数 5】

$$u_0 = [1, 0, \dots, 0]^T$$

また、 $X$  は、RF 受信機の入力インピーダンス  $z_s$  と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次式の対角行列であるリアクタンス行列である。

【数 6】

$$X = \text{diag}[z_s, jx_1, jx_2, \dots, jx_6]$$

【0030】

従って、エスパアンテナ装置 100 の指向性 (アレーファクタ)  $D_a(\theta, \phi)$  は次式で

10

20

30

40

50

表される。

【数 7】

$$D_a(\theta, \phi) = z_s a(\theta, \phi)^T \{Z + \text{diag}[z_s, jx_1, jx_2, \dots, jx_6]\}^{-1} u_0$$

【0031】

複数の信号波が到来する場合にはそれらの信号波形を成分とするベクトル

【数 8】

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]$$

を定義する。ここで、Kは信号の数である。これらを同時に受信した場合のエスパアンテナ装置 100 の出力信号は次式で表される。

10

【数 9】

$$y(t) = i(x_1, x_2, \dots, x_6)^T A(\theta, \phi) s(t) + n(t)$$

ここで、A(θ, φ) はアレーマニホールドであり、次式で表される。

【数 10】

$$A(\theta, \phi)$$

$$= [a(\theta_1, \phi_1), a(\theta_2, \phi_2), \dots, a(\theta_K, \phi_K)]$$

ここで、

【数 11】

$$= \{ \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K \}$$

【数 12】

$$= \{ \phi_1, \phi_2, \dots, \phi_K \}$$

であり、n(t) は加算的雑音波形である。

20

【0032】

従って、エスパアンテナ装置 100 の受信信号 y(t) は次式で表される。

【数 13】

$$y(t) = \sum_{k=1}^K D(\theta_k, \phi_k) s_k(t) + n(t)$$

【0033】

ここで、s<sub>k</sub>(t) と θ<sub>k</sub>, φ<sub>k</sub> はそれぞれ、第 k 番目の信号の時間波形と、到来方向である。

30

【0034】

次いで、本実施形態で用いる「ブラインド適応ビーム形成」について説明する。適応ビーム形成の目的は上記数 13 で導出したアンテナ受信出力信号 y(t) に含まれる信号対干渉雑音の電力比 SINR を実質的に最大化することである。ブラインド制御とは所望波に含まれる信号情報を全く参照することなくアンテナ可変パラメータ（一般的にはウエイトベクトル：ここでは、可変リアクタンス素子 12 - 1 乃至 12 - 6 のリアクタンス値）を更新することである。

【0035】

40

適応的にビームを形成するためには、(1) 送信パケットのヘッダに参照信号を含ませる、(2) 受信側で予めこの参照信号系列を知っておき、(3) 参照信号の同期タイミングを検出して、(4) アレーの重み係数をトレーニングする、というプロセスが通常用いられる。例えばエスパアンテナ装置 100 の適応ビーム形成法として受信信号と参照信号との相互相関係数を最大化するアルゴリズム「MCCC: Maximum Cross Correlation Coefficient」がある（例えば、従来技術文献 3 「神谷ほか、"エスパアンテナの基本検討：適応制御に基づく SINR 特性の統計的規範"、電子情報通信学会技術報告、AP2000-175, SANE2000-156, pp. 17-24, 2001 年 1 月」参照。）。これに対して、ブラインド適応ビーム形成とは参照信号なしで適応的にビームを形成する機能であり、上記 (1) ~ (3) のプロセスを省略することができる。

50



## 【 0 0 3 6 】

本実施形態においては、 $m$ 相 P S K 変調信号に特有の性質に着目し、これを利用したブラインド規範を提案する。ここで着目する性質とは、「 $m$ 相 P S K 変調信号は変調データに関わらずこれを $m$ 乗すると一定の複素数値となる」ことである。通信路で雑音あるいは干渉を被るとこの一定の複素数値からのゆらぎが受信側で観測される。このゆらぎが小さいほど所望信号が高い純度で抽出できていると考えられる。そこで、上述のごとく導出した受信アンテナの出力信号の第 $m$ 次モーメントを用いた、次式の規範関数とすることを提案する。

## 【 0 0 3 7 】

## 【 数 1 4 】

10

$$J_m(y(t)) = \frac{\left| E \left[ y(t)^m \right] \right|^{1/m}}{E \left[ y(t)^2 \right]^{1/2}} \rightarrow \max$$

## 【 0 0 3 8 】

ここで、 $E[ \cdot ]$  は引数 $\cdot$ のアンサンブル平均（所定の時間における平均値）を表す。分母は $m$ 乗された信号の平均電力を表している。規範関数 $J_m(y(t))$ の物理的解釈は詳細後述する。この規範関数の利点は、上述の「一定の複素数値」を含んでいないことである。すなわち、この値を受信側で予め知っている必要が無い。このことは、アンテナ及び受信回路系の絶対利得や固定的な位相回転量に左右されないことを意味しており、実際の無線システムに用いる際の重要な利点である。

20

## 【 0 0 3 9 】

次いで、上記規範関数を用いた適応ビーム形成について説明する。「適応ビーム形成」とは、上記数 1 3 で導出した、エスパアンテナ装置 1 0 0 の受信信号 $y(t)$ に含まれる信号対干渉雑音電力比 $S I N R = S / (N + I)$ を実質的に最大化するようにアンテナ可変パラメータ（エスパアンテナ装置 1 0 0 では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）を更新することである。上述の規範関数に基づいてリアクタンス値を反復更新することにより、アンテナ指向性が出力 $S I N R$ 最大となる最適ビームパターンすなわち所望波の方向へメインビームが形成され干渉波の方向へヌルが形成されるビームパターンとなる。

30

## 【 0 0 4 0 】

すなわち、上記規範関数 $J$ には目標値 $C$ が含まれておらず、受信信号 $y(t)$ のみであって、しかも受信信号の $m$ 乗 $\{ (y(t))^m \}$ を用いて表されて記述されている。この場合、目標値が未知の状態で制御できることが大きなメリットである。この規範に基づいてリアクタンス値を、例えば最急勾配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反復更新することにより、アンテナ出力の信号対干渉雑音電力比（ $S I N R$ ）が実質的に最大となるように、すなわち、エスパアンテナ装置 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ように最適ビームが形成される。

40

## 【 0 0 4 1 】

次いで、最急勾配法を用いたアンテナビームの適応制御について説明する。最急勾配法を用いるときの可変リアクタンス素子 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 のリアクタンス値のセット（リアクタンスベクトル） $x$ に対する漸化式は次式で表される。

## 【 0 0 4 2 】

## 【 数 1 5 】

$$x(n+1) = x(n) + \mu \quad J n$$

## 【 数 1 6 】

$$\nabla J_n = \frac{\partial J_n}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial J_n}{\partial x_1} \\ \frac{\partial J_n}{\partial x_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial J_n}{\partial x_6} \end{bmatrix}$$

## 【 0 0 4 3 】

10

ここで、 $n$ は $x$ の更新の次数、パラメータ $\mu$ は試行錯誤的に定められるステップサイズである。ここで、最急勾配法は、最急降下法を含む方法の概念であるが、本実施形態では、規範関数の値を実質的に最大するように最適解を求める方法を用いる。

## 【 0 0 4 4 】

さらに、最急勾配法による具体的な、最適解を求める手順について説明する。上記数 1 5 を用いた最急勾配法によって規範関数 $J_n$ を可能な限り大きくするような良好なリアクタンスベクトル $x$ を発見するためには、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、予め決められたリアクタンスベクトルの初期値 $x(1)$ (例えば、当該エスパアンテナ装置100をオムニアン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。

20

( i i ) 次いで、この初期値( $n=1$ のとき)又は現在の推定値( $n=2$ のとき)を使用して、反復数パラメータ $n$ (すなわち、 $n$ 回目の反復)における規範関数 $J_n$ の勾配ベクトル $\nabla J_n$ を計算する。

( i i i ) 勾配ベクトル $\nabla J_n$ の方向と同一の方向に初期値又は現在の推定値を変更することで、リアクタンスベクトル $x$ における次の推定値を計算する。

( i v ) 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( i i )に戻って処理を繰り返す。この繰り返し処理は、リアクタンスベクトル $x$ が実質的に収束する反復数まで実行される。

## 【 0 0 4 5 】

図4は、図1の適応制御型コントローラ20によって実行される、最急勾配法によるより具体的な適応制御処理を示すフローチャートである。

30

## 【 0 0 4 6 】

図4のステップS1において、まず、反復数パラメータ $n$ を1にリセットし、リアクタンスベクトル $x(1)$ にその初期値を設定挿入し、ステップS2において素子パラメータ $k$ を1にリセットする。次いで、ステップS3において受信信号 $y(t)$ を測定し、ステップS4において数14を用いて規範関数 $J$ の値を計算し、 $J^{(0)}$ に設定挿入する。さらに、ステップS5においてリアクタンス値 $x_k$ に所定の摂動値 $\Delta x_k$ を加算し、その加算値をリアクタンス値 $x_k$ として設定した後、ステップS6において受信信号 $y(t)$ を測定し、ステップS7において数14を用いて規範関数 $J$ の値を計算する。そして、ステップS8において $J - J^{(0)}$ の値を計算して $J_n / \Delta x_k$ に代入し、ステップS9においてリアクタンス値 $x_k$ に所定の摂動値 $\Delta x_k$ を減算しその減算値をリアクタンス値 $x_k$ として設定することにより摂動前の値に戻した後、ステップS10において素子パラメータ $k$ は $K(=6)$ 以上であるか否かが判断される。ステップS10でNOであれば、ステップS11で素子パラメータ $k$ を1だけインクリメントしてステップS5に戻り、上述の処理を繰り返す。一方、ステップS10でYESであるときは、ステップS12において、数15の漸化式を用いて、リアクタンスベクトル $x$ の次の推定値 $x(n+1)$ を計算した後、ステップS13において反復数パラメータ $n$ が所定の反復数 $N$ に到達しているか否かを判断し、NOであれば、ステップS14において反復数パラメータ $n$ を1だけインクリメントした後、ステップS2からの処理を繰り返す。一方、ステップS13でYESであるときは、十分に収束しているものと判断し、計算されたリアクタンスベクトル $x$ の値

40

50

を有するリアクタンス値信号を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。

【0047】

以上説明したように、本実施形態によれば、適応制御型コントローラ 20 は、エスパアンテナ装置 100 の励振素子 A0 によって受信された受信信号  $y(t)$  に基づいて、非線形計画法における反復的な数値解法である、例えば、最急勾配法を用いて、上記受信信号  $y(t)$  のみであって受信信号  $y(t)$  の  $m$  乗を用いて表された規範関数 (数 14) の値が実質的に最大となるように、上記エスパアンテナ装置 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 12 - 1 乃至 12 - 6 のリアクタンス値を計算して設定する。従って、参照信号を必要とせずに、アレーアンテナの指向性を所望波の方向に主ビームを向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるように適応制御することができる。ここで、参照信号を必要としないので、当該装置の構成を簡単化できる。また、規範関数  $J$  は受信信号  $y(t)$  のみで記述されているので、適応制御コントローラ 20 の計算処理をきわめて簡単に実行できる。

10

【0048】

以上の実施形態においては、6 本の非励振素子 A1 乃至 A6 を用いているが、その本数は少なくとも複数本あれば、当該アレーアンテナ装置の指向特性を電子的に制御することができる。それに代わって、6 個よりも多くの非励振素子を備えてもよい。また、非励振素子 A1 乃至 A6 の配置形状も上記の実施形態に限定されず、励振素子 A0 から所定の距離だけ離れていればよい。すなわち、各非励振素子 A1 乃至 A6 に対する間隔は一定でなくともよい。

20

【0049】

以上の実施形態においては、最急勾配法を用いて各可変リアクタンス素子 12 のリアクタンス値を計算しているが、本発明はこれに限らず、以下に示す順次ランダム法、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てもよい。

【0050】

なお、順次ランダム法においては、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、リアクタンスベクトルの所定の初期値  $x(1)$  (例えば、当該エスパアンテナ装置 100 をオムニアン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。

30

(ii) 次いで、この初期値 ( $n = 1$  のとき) 又は現在の推定値 ( $n = 2$  のとき) を使用して、反復数パラメータ  $n$  (すなわち、 $n$  回目の反復) における推定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推定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次の推定値を計算する。

(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  $J$  の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。

【0051】

また、ランダム法においては、以下の手順を用いる。

40

(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、当該エスパアンテナ装置 100 をオムニアン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  $J$  の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。

50

## 【 0 0 5 2 】

さらに、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。

( i i ) 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  $12-1$  乃至  $12-6$  に対して 2 つの平均値 ) を計算する。

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

( i v ) 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 ( i i ) に戻って処理を繰り返す。この繰り返し処理は、規範関数  $J$  の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。

## 【 0 0 5 3 】

以上の実施形態においては、規範関数  $J$  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、それを実質的に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  $J$  の逆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、それを実質的に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 0 5 4 】

以上の実施形態においては、6 本の非励振素子  $A1$  乃至  $A6$  と、それに対応した可変リアクタンス素子  $12-1$  乃至  $12-6$  とを備えているが、本発明はこれに限らず、少なくとも 1 つの非励振素子  $A1$  と、それに対応した可変リアクタンス素子  $12-1$  を備えてもよい。また、それぞれの個数は複数でもよい。

## 【 0 0 5 5 】

< 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の制御装置の構成を示すブロック図である。

## 【 0 0 5 6 】

この実施形態では、アレーアンテナ 50 の各アンテナ素子  $51-1$  乃至  $51-P$  で受信した信号を、可変移相器  $53-1$  乃至  $53-P$  と加算器である合成器 54 によって構成された RF 帯の BFN (Beam Forming Network) 回路で合成する構成を採用し、このアレーアンテナの制御装置は、複数  $P$  個のアンテナ素子  $51-1$  乃至  $51-P$  が互いに所定の間隔で配置されてなるアレーアンテナ 50 ( 例えば、リニアアレーであり、2 次元形状又は 3 次元形状で配置されてもよい。 ) のビームを制御するための適応制御型制御装置であり、適応制御型コントローラ 60 を備えたことを特徴としている。ここで、送信された無線信号は  $m$  相 PSK 変調され (  $m$  は 2 以上の整数である。 ) 、適応制御型コントローラ 60 は、合成後の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である、例えば、最急勾配法を用いて、上記受信信号  $y(t)$  の  $m$  乗を用いて表された規範関数 ( 数 14 ) の値が実質的に最大となるように、当該アレーアンテナ 50 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移相器  $53-1$  乃至  $53-P$  の移相量に対応する各移相制御電圧  $v_p$  (  $p = 1, 2, \dots, P$  ) を計算して設定することを特徴としている。

## 【 0 0 5 7 】

以下、図 5 に示すアレーアンテナの制御装置の構成について説明する。図 5 において、複数  $P$  個のアンテナ素子  $51-1$  乃至  $51-P$  が互いに所定の間隔で 1 直線上に並置されてなるアレーアンテナ 50 によって無線信号が受信され、各アンテナ素子  $51-1$  乃至  $51-P$  で受信された無線信号はそれぞれ、低雑音増幅器 ( LNA )  $52-1$  乃至  $52-P$  を介して可変移相器  $53-1$  乃至  $53-P$  に入力される。各可変移相器  $53-1$  乃至  $53-P$  はそれぞれ、入力される無線信号を、適応制御型コントローラ 60 から出力される各移

10

20

30

40

50

相制御電圧  $v_p$  ( $p = 1, 2, \dots, P$ ) に対応した各移相量だけ移相した後、合成器 54 に出力する。合成器 54 は入力される  $P$  個の無線信号を電力合成して、合成後の無線信号を、受信信号  $y(t)$  として図 1 の無線受信機 10 と同様の構成を有する無線受信機 10 に出力する。

#### 【0058】

次いで、無線受信機 10 は、入力される合成された受信信号  $y(t)$  に基づいて、図 1 の無線受信機 10 と同様に、互いに直交した受信信号からの 2 つのデジタルベースバンド信号を得て、適応制御型コントローラ 60 に出力する。適応制御型コントローラ 60 は、入力される 2 つのデジタルベースバンド信号に基づいて、非線形計画法における反復的な数値解法である、例えば、最急勾配法を用いて、図 4 の適応制御処理と同様の処理を実行することにより、上記受信信号  $y(t)$  のみであって受信信号  $y(t)$  の  $m$  乗を用いて表された規範関数 (数 14) の値が実質的に最大となるように、当該アレーアンテナ 50 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移相器 53 - 1 乃至 53 -  $P$  の移相量に対応する各移相制御電圧  $v_p$  ( $p = 1, 2, \dots, P$ ) を計算し、それを可変移相器 53 - 1 乃至 53 -  $P$  に印加することにより対応する各移相量を設定する。

10

#### 【0059】

この実施形態に係る適応制御型コントローラ 60 においても、第 1 の実施形態に係る適応制御型コントローラ 20 と同様に、参照信号を必要とせずに、アレーアンテナの指向性を所望波の方向に主ビームを向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるように適応制御することができる。ここで、参照信号を必要としないので、当該装置の構成を簡単化できる。また、規範関数  $J$  は受信信号  $y(t)$  のみで記述されているので、適応制御コントローラ 60 の計算処理をきわめて簡単に実行できる。

20

#### 【0060】

以上の実施形態においては、最急勾配法を用いて各可変移相器 53 - 1 乃至 53 -  $P$  の移相量に対応する移相制御電圧  $v_p$  を計算しているが、本発明はこれに限らず、上述の順次ランダム法、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てもよい。また、規範関数  $J$  はその逆数を用いてもよい。

#### 【0061】

図 6 は、図 1 のエスパアンテナ装置 100 を用いて実行された、ブラインド適応ビーム形成のシミュレーションのフローを示す図である。このシミュレーションでは、上述の定式化モデルと同様に、励振素子 A0 として半波長ダイポールアンテナを用い、非励振素子 A1 乃至 A6 として円形アレー配列された 6 本のダイポールアンテナを用いる。また、エスパアンテナ装置 100 に到来する所望波と干渉波の到来方向は未知 (適応制御) とし、トレーニング信号も用いないこと (ブラインド処理) とする。

30

#### 【0062】

図 6 のシミュレーションフローにおいては、干渉波ステアリングベクトル、所望波ステアリングベクトル、アンテナ構造のパラメータ、到来波信号、及び雑音に基づいて、ステップ S51 乃至 S55 の処理を行うことにより当該アンテナビームの適応制御を行い、最後に、指向性アレーファクタ及び出力 SINR を計算して出力する (ステップ S56, S57)。このステップ S51 乃至 S57 の処理では、受信信号  $y(t)$  を受信し (ステップ S51)、受信された受信信号  $y(t)$  に基づいて規範関数  $J_m\{y(t)\}$  を計算し (ステップ S52)、リアクタンス行列の更新を行って (ステップ S53) リアクタンス行列を計算した後 (ステップ S54)、等価ウエイトベクトルを計算する (ステップ S55)。そして、等価ウエイトベクトルから指向性アレーファクタを計算する (ステップ S56) 一方、受信信号  $y(t)$  と雑音  $n(t)$  とから出力 SINR を計算している (ステップ S57)。

40

#### 【0063】

このシミュレーションにおいては、エスパアンテナ装置 100 に到来する所望波と干渉波の到来方向は未知 (適応制御) とし、トレーニング信号も用いないこと (ブラインド処理

50

）とする。所望波に加えて干渉波も同時に到来する環境でシミュレーションする。所望波、干渉波ともにQPSKランダム変調信号、雑音は加算的ガウス雑音とする。これら所望波、干渉波、雑音は相互に無相関とする。簡単のため伝送路における帯域制限フィルタ、遅延広がり、角度広がり、フェージング、ドップラ効果、同期誤差を全て無視する。この条件下で、上述した規範関数に基づいて6個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制御する。シミュレーションに用いることができるアンテナ構造パラメータの一例は、被制御素子数：6、素子間隔：全て1/4波長、各ダイポール半径：1/100波長、素子の長さ方向の波長短縮率：0.926である。また、エスパアンテナ装置100に接続されるRF送受信機の内部インピーダンスは $z_s = 50$ とする。最適化アルゴリズムとしては、純粹ランダム探索法、最急勾配法、高次元二分法、順次ランダム法、回帰ステップ法、ハミルトン力学による方法などを用いることができる。

10

#### 【0064】

以上説明したように、本実施形態によれば、エスパアンテナ装置100はハードウェア構成が簡単であるにもかかわらず、適切な規範と帰還制御によりブラインドビーム形成が可能であるということをm相PSK波受信の場合について示した。

#### 【0065】

以上の実施形態においては、上記数14の規範関数を用いているが、上記数14における時間平均 $E(\cdot)$ は、例えば周波数分割多重方式で送信されたデータ信号を一時に受信して並列処理する場合に、例えば1シンボルなどの所定の期間において複数のデータ信号についての平均値であってもよい。

20

#### 【0066】

##### <第3の実施形態>

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の制御装置の構成を示すブロック図である。本実施形態に係るアレーアンテナの制御装置は、図1の第1の実施形態と比較して以下の点が異なる。

(1) 無線受信機10に代えて、m相PSK信号を受信する無線受信機10において波形等化器6-1、6-2をさらに備えた無線受信機10aを備えたこと。

(2) 適応制御型コントローラ20に代えて、適応制御型コントローラ20において、上述の規範関数の値を計算し、計算された規範関数に基づいて上記規範関数と信号対雑音電力比との関係を示す式を用いて上記受信信号の信号対雑音電力比を計算し、上記計算された信号対雑音比が実質的に最大となるように波形等化器6-1、6-2を適応制御する適応制御型コントローラ20aを備えたこと。

30

#### 【0067】

図7の詳細説明する前に、規範関数である汎関数の定義、及び信号対雑音電力比の計算方法について以下に説明する。

#### 【0068】

無線受信機において最適受信するために、可変の信号波形等化器や信号フィルタやリニアライザを適応フィードバック制御するには、信号対雑音比の推定が有力な手段となる。特に、トレーニング参照信号や信号レプリカを用いない、図1や図7の無線受信装置においてはブラインド動作のSN比推定技術を確立する必要がある。これまで、受信データの統計的期待値や分散を用いたブラインド推定関数が例えば、従来技術文献4「T. A. Summer et al., "SNR mismatch and online estimation in turbo decoding", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-46, No. 4, pp.421-423, April. 1998」、従来技術文献5「A. Ramesh et al., "SNR estimation in generalized fading channels and its application to turbo decoding", Proceeding of. IEEE ICC 2001, Helsinki, June 2001」及び従来技術文献6「滝沢ほか, "並列組合せSS通信方式における通信路状態の推定方法に関する一検討(2)", 電子情報通信学会総合全国大会, A-5-6, pp. 188, 2002年3月」において提案されている。これらは変調方式としてBPSKを想定し、かつ、復調においては完全に同期検波が確立したものと仮定している。また、これらの従来技術文献4, 5, 6では、雑音は実数として扱われているため、雑音による位相ゆ

40

50

らぎが考慮されていない。

【 0 0 6 9 】

本実施形態ではより実用的な無線システムの観点から、多相 P S K に適用でき、かつ、完全同期が確立していない「準同期」状態でも動作するブラインド推定法を提案する。まず、P S K 信号の高次モーメントについて説明する。

m 相 P S K 信号を準同期状態で標本化すると、次式の複素変数  $s$  が観測される。

【 0 0 7 0 】

【 数 1 7 】

$$s = a_0 e^{j(\delta\omega t + \phi_0 + \psi)}$$

10

【 0 0 7 1 】

ここで、

$$= 2 \quad d / m ;$$

$$d \in \{ 0, 1, 2, \dots, (m - 1) \}$$

である。また、 $a_0$  は初期振幅、 $\phi_0$  は初期位相、 $d$  は情報データ、 $\psi$  は同期ずれによる周波数偏差である。複素変数  $s$  を確率変数とみなすと、その第  $k$  次モーメントは次式で表される。

【 0 0 7 2 】

【 数 1 8 】

$$E[s^k] = E[a_0^k e^{jk(\delta\omega t + \phi_0 + \psi)}] = a_0^k e^{jk\delta\phi_0} E[e^{jk\delta\omega t}] E[e^{jk\psi}]$$

20

【 0 0 7 3 】

ここで、準同期すなわち周波数偏差は平均化操作の時間  $T$  に比べて小さいとして  $\psi$  の 2 次項以降は無視し、周波数変動と情報データは無相関であり、かつ、情報データ  $d$  が 0 から  $m - 1$  までの一様分布であるとする、次式を得る。

【 0 0 7 4 】

【 数 1 9 】

$$E[s^k] = \begin{cases} 0 & \text{for } k \bmod m \neq 0 \\ a_0^k e^{jk\delta\phi_0} e^{jk\delta\omega T/2} & \text{for } k \bmod m = 0 \end{cases}$$

30

【 0 0 7 5 】

一方、絶対値については  $m$  値にかかわらず、 $|s| = a_0$  であるので、絶対値の高次モーメントは単純に次式で表される。

【 0 0 7 6 】

【 数 2 0 】

$$E[|s|^k] = E[a_0^k] = a_0^k = \sqrt{S}^k$$

40

【 0 0 7 7 】

ここで、 $S$  は P S K 信号の平均電力である。

【 0 0 7 8 】

次いで、ガウス雑音の高次モーメントについて説明する。ガウス雑音は振幅と位相が独立であり、位相は 0 から  $2\pi$  の間で一様に分布する。従って、そのモーメントは任意の次数  $p$  について次式で表される。

【 0 0 7 9 】

【 数 2 1 】

$$E[n^p] = E\left[\left(|n|e^{j\angle n}\right)^p\right] = E[|n|^p]E[e^{jp\angle n}] = 0$$

【 0 0 8 0 】

また、信号と雑音は互いに独立であること、ならびに雑音のモーメントが零であることから、これらの結合モーメントも次式で表される。

【 0 0 8 1 】

【 数 2 2 】

$$E[s^p n^q] = E[s^p]E[n^q] = 0$$

10

ここで、

$$p, q \in \{1, 2, 3, \dots\}$$

である

【 0 0 8 2 】

一方、ガウス雑音の絶対値の偶数次モーメントについては、次式の漸化式を用いることにより、下記の式を得る。

【 0 0 8 3 】

20

【 数 2 3 】

$$\begin{aligned} E[|n|^{2p}] &= p E[|n|^2] \cdot E[|n|^{2p-2}] \\ &= p E[|n|^2] \cdot (p-1) E[|n|^2] \cdot E[|n|^{2p-4}] = \dots \end{aligned}$$

【 数 2 4 】

$$\therefore E[|n|^{2p}] = p! \cdot N^p$$

30

【 0 0 8 4 】

ここで、Nはガウス雑音の平均電力である。

【 0 0 8 5 】

さらに、ブラインド汎関数について定義する。上述のm相P S K信号とガウス雑音の高次モーメントの特徴に着目し、これらの和である受信信号

【 数 2 5 】

$$y = s + n$$

が受信されるシステムにおいて、受信信号yについてのm次のモーメントを用いた次式の汎関数を定義する。

40

【 0 0 8 6 】

【 数 2 6 】

$$J_m(y) = \frac{\left| E[y^m] \right|^{1/m}}{E[|y|^2]^{1/2}}$$

【 0 0 8 7 】

50



この汎関数は受信した信号  $y$  だけで定義されているので、信号と雑音を分離することなく、かつ、送信信号レプリカを用いることなく  $S/N$  比を盲的に推定することができる。この汎関数の物理的意味を以下に述べる。

【 0 0 8 8 】

まず、上記数 2 6 の分子を二項展開し、信号と雑音が無相関であることを用いると、次式を得る。

【 0 0 8 9 】

【 数 2 7 】

$$\left| E[y^m] \right| = \left| E[(s+n)^m] \right| = \left| \sum_{k=0}^m \frac{m!}{k!(m-k)!} E[s^k] E[n^{m-k}] \right| \quad 10$$

【 0 0 9 0 】

これに上述で得た高次モーメントの式を適用すると次式を得る。

【 0 0 9 1 】

【 数 2 8 】

$$\left| E[y^m] \right| = \left| E[s^m] \right| = \left| a_0^m e^{jm\delta\phi_0} e^{jm\delta\omega T/2} \right| = a_0^m = \sqrt{S}^m$$

【 0 0 9 2 】

20

次に、上記数 2 6 の分母を展開すると、次式を得る。

【 0 0 9 3 】

【 数 2 9 】

$$E[|y|^2] = E[|s+n|^2] = E[|s|^2] + 2 \operatorname{Re}\{E[sn^*]\} + E[|n|^2]$$

【 0 0 9 4 】

ここで、上付きの記号  $*$  は複素共役を示す。上記数 2 9 の第 1 項と第 3 項はそれぞれ信号と雑音の平均電力を意味し、第 2 項はこれらの結合モーメントなので零となる。従って、次式を得る。

30

【 0 0 9 5 】

【 数 3 0 】

$$E[|y|^2] = S + N$$

【 0 0 9 6 】

これらを上述の汎関数に代入すると、次式を得る。

【 数 3 1 】

$$J_m(y) = \sqrt{\frac{S}{S+N}} \quad 40$$

【 0 0 9 7 】

これを変形すれば、次式を得る。

【 0 0 9 8 】

【 数 3 2 】

$$S/N = \frac{J_m(y)^2}{1 - J_m(y)^2}$$

50

## 【0099】

これらの式は汎関数とS/N比との関係を示す式であり、受信信号レベルを検出することにより、数26を用いて汎関数の値を計算し、当該汎関数の値を数31又は数32に代入することによりS/N比に関する高次方程式となり、これを例えば、ニュートン法などの方程式の数値解法を用いて解であるS/N比を計算できる。

## 【0100】

さらに、上記の汎関数を用いた無線受信機における適応制御方法について図7を参照して説明する。

## 【0101】

図7の無線受信機10aにおいて、波形等化器6-1が乗算器2-1とA/D変換機5-1との間に挿入され、波形等化器6-2が乗算器2-2とA/D変換機5-2との間に挿入される。各波形等化器6-1, 6-2は例えば公知のトランスバーサルフィルタであり、異なる複数の遅延量で遅延された受信信号を所定の乗算パラメータで乗算することによりPSK受信信号の波形を制御して等化するものである。適応制御型コントローラ20aは、図1の適応制御型コントローラ20の処理に加えて、A/D変換器5-1, 5-2の出力信号に基づき受信信号レベルを検出し、数26を用いて汎関数の値を計算し、当該汎関数の値を数31又は数32に代入することによりS/N比に関する高次方程式となり、これを例えば、ニュートン法などの方程式の数値解法を用いて解であるS/N比を計算する。次いで、適応制御型コントローラ20aは、計算したS/N比に基づいて、そのS/N比が実質的に最大となるように、各波形等化器6-1, 6-2の乗算パラメータを適応制御する。なお、複数の乗算パラメータを制御する方法については、例えば、上述の最急勾配法、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。

## 【0102】

以上の実施形態においては、アナログ波形等化器6-1, 6-2を用いているが、本発明はこれに限らず、デジタル波形等化器を用いてもよい。この場合、アナログ波形等化器6-1, 6-2に代えて、A/D変換器5-1と適応制御型コントローラ20aとの間にデジタル波形等化器を挿入し、A/D変換器5-2と適応制御型コントローラ20aとの間にデジタル波形等化器を挿入する。

## 【0103】

以上の実施形態においては、受信信号のS/N比に基づいた適応制御方法の対象として波形等化器6-1, 6-2を用いているが、本発明はこれに限らず、受信信号のS/N比に対して影響を与える無線受信機の信号等化器、信号ろ波器、リニアライザ、同調器などの信号処理手段を用いてもよい。ここで、例えば、信号ろ波器は、上記アナログ波形等化器6-1, 6-2又はデジタル波形等化器の位置に挿入され、所定の帯域の信号ろ波処理を実行する。また、リニアライザは、上記アナログ波形等化器6-1, 6-2又はデジタル波形等化器の位置に挿入され、所定の線形等化処理を実行する。さらに、同調器は、例えば適応制御型コントローラ20aの制御動作に含まれ、計算されたS/N比に基づいて、S/N比が実質的に最大となるように、局部発振器3の局部発振周波数を制御することにより、当該無線受信機10aの受信周波数を、所望波の信号周波数に実質的に同一になるように同調する。

## 【0104】

以上の実施形態においては、複素ガウス雑音ならびに多相PSK信号のモーメントを高次まで定式化し、PSK変調に特有な信号点配置に着目することにより汎関数を定義し、これが信号対雑音比の推定指標となることを上記のモーメントの定式を用いて解析的に示した。さらに、有限データ長の信号と加算的ガウス雑音が混在する系における本汎関数の統計的振舞を計算機シミュレーションにより示した。平均化のデータ数が少ないと特に低S/N比の領域で分散が大きい。データ数を多くしていくと解析的に導出した単調増加曲線に漸近し、高い精度でS/N比を推定して計算することができる。本汎関数は演算が容易であり、同期検波も必要としないので、簡易な民生コンシューマ向の適応受信システム等のブ

10

20

30

40

50

ラインド制御規範としての利用することができる。

【0105】

以上の実施形態においては、6本の非励振素子A1乃至A6と、それに対応した可変リアクタンス素子12-1乃至12-6とを備えているが、本発明はこれに限らず、少なくとも1つの非励振素子A1と、それに対応した可変リアクタンス素子12-1を備えてもよい。また、それぞれの個数は複数でもよい。

【0106】

【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の制御方法によれば、従来技術のエスパアンテナやリニアアレーアンテナなどのアレーアンテナの制御方法において、当該アレーアンテナ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、所定の期間における上記受信信号のm乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値が実質的に最大となるように、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。従って、参照信号を必要とせずに、アレーアンテナの指向性を所望波の方向に主ビームを向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるように適応制御することができる。ここで、参照信号を必要としないので、当該装置の構成を簡単化できる。また、規範関数は受信信号のm乗値のみで記述されているので、適応制御処理の計算処理をきわめて簡単に実行できる。

【0107】

また、本発明に係る受信信号の信号対雑音比の計算方法によれば、m相PSK変調された(ここで、mは2以上の整数である。)無線信号を受信信号として受信する無線受信機において、所定の期間における上記受信信号のm乗値の平均値の絶対値の $(1/m)$ 乗値を上記受信信号の2乗値の絶対値の平均値の $(1/2)$ 乗値で除算した関数である規範関数の値を計算し、計算された規範関数に基づいて上記規範関数と信号対雑音比との関係を示す式を用いて上記受信信号の信号対雑音比を計算する。従って、きわめて簡単な方法で受信信号の信号対雑音比を、リアルタイムで高精度で計算することができる。

【0108】

さらに、本発明に係る無線受信機の適応制御方法によれば、上記受信信号の信号対雑音比の計算方法により受信信号の信号対雑音比を計算し、上記計算された信号対雑音比が実質的に最大となるように、無線受信機の信号等化器又は信号ろ波器である信号処理手段を適応制御する。従って、上記計算した信号対雑音比に基づいて、無線受信機の信号処理手段をリアルタイムでかつ高精度で適応制御できる。

【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の制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】 図1のエスパアンテナ装置100の詳細な構成を示す断面図である。

【図3】 図1のエスパアンテナ装置100の非励振素子Anと可変リアクタンス素子12-nの接続点付近の回路を示す回路図である。

【図4】 図1の適応制御型コントローラ20によって実行される、最急勾配法による適応制御処理を示すフローチャートである。

【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の制御装置の構成を示すブロック図である。

【図6】 図1のエスパアンテナ装置100を用いて実行された、ブラインド適応ビーム形成のシミュレーションのフローを示す図である。

【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の制御装置の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

A0... 励振素子、

10

20

30

40

50

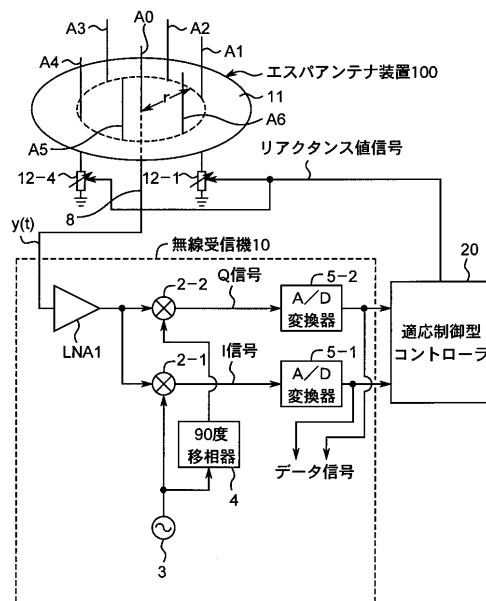
A 1 乃至 A 6 ... 非励振素子、  
 1 ... 低雑音増幅器 ( L N A ) 、  
 2 - 1 , 2 - 2 ... 混合器、  
 3 ... 局部発振器、  
 4 ... 90 度移相器、  
 5 - 1 , 5 - 2 ... A / D 変換器、  
 6 - 1 , 6 - 2 ... 波形等化器、  
 8 ... 給電用同軸ケーブル、  
 1 1 ... 接地導体、  
 1 2 - 1 乃至 1 2 - 6 ... 可変リアクタンス素子、  
 1 3 ... 低域通過フィルタ、  
 1 4 ... 抵抗、  
 1 5 ... キャパシタ、  
 2 0 , 2 0 a ... 適応制御型コントローラ、  
 5 0 ... アレーアンテナ、  
 5 1 - 1 乃至 5 1 - N ... アンテナ素子、  
 5 2 - 1 乃至 5 2 - N ... 低雑音増幅器 ( L N A ) ,  
 5 3 - 1 乃至 5 3 - N ... 可変移相器、  
 5 4 ... 合成器、  
 6 0 ... 適応制御型コントローラ、  
 1 0 0 ... エスパアンテナ装置。

10

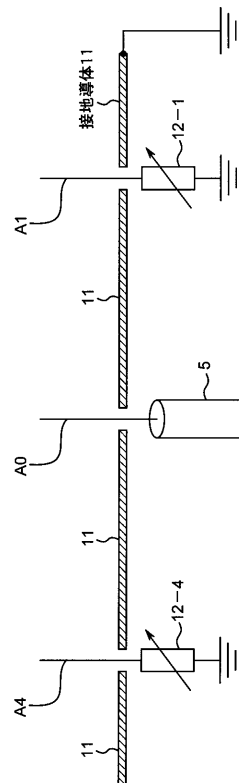
20

【 図 1 】

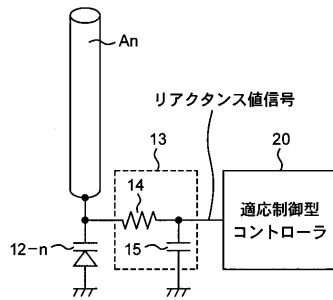
第1の実施形態 アレーアンテナの制御装置



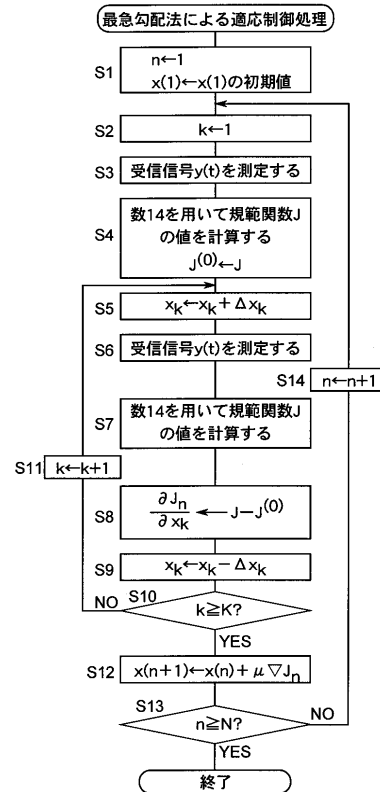
【 図 2 】



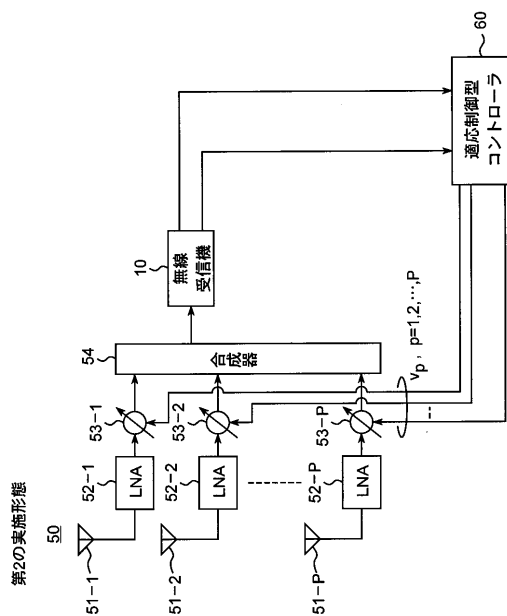
【図 3】



【図 4】

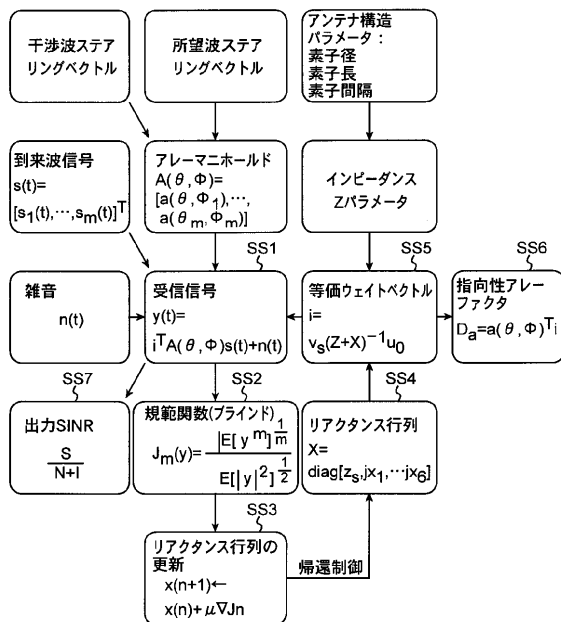


【図 5】



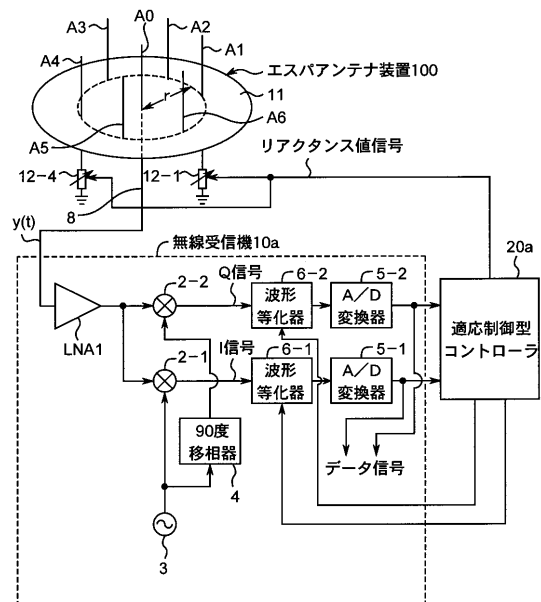
【図 6】

ブラインド適応ビーム形成のシミュレーションフロー



## 【図 7】

第3の実施形態 アレーアンテナの制御装置



---

フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第01/035549(WO,A1)

特開2002-118414(JP,A)

特開2002-016432(JP,A)

特開平10-303851(JP,A)

特開平09-275425(JP,A)

特開平05-083314(JP,A)

特開2001-085924(JP,A)

特開2001-094618(JP,A)

特開2002-271432(JP,A)

特開平10-154911(JP,A)

特開2004-007329(JP,A)

特開2003-209425(JP,A)

特開2003-142926(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)

H01Q 3/44

H01Q 9/32

H01Q 19/32

H04B 7/08