

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5480252号
(P5480252)

(45) 発行日 平成26年4月23日(2014.4.23)

(24) 登録日 平成26年2月21日(2014.2.21)

(51) Int.Cl.		F I	
GO 1 S 3/46	(2006.01)	GO 1 S 3/46	
HO 1 Q 3/26	(2006.01)	HO 1 Q 3/26	C
HO 1 Q 21/08	(2006.01)	HO 1 Q 21/08	

請求項の数 3 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2011-511302 (P2011-511302)	(73) 特許権者	000005821
(86) (22) 出願日	平成22年4月26日 (2010.4.26)		パナソニック株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2010/002979		大阪府門真市大字門真1006番地
(87) 国際公開番号	W02010/125790	(74) 代理人	100105050
(87) 国際公開日	平成22年11月4日 (2010.11.4)		弁理士 鷺田 公一
審査請求日	平成25年2月1日 (2013.2.1)	(72) 発明者	中川 洋一
(31) 優先権主張番号	特願2009-109478 (P2009-109478)		大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内
(32) 優先日	平成21年4月28日 (2009.4.28)	(72) 発明者	深川 隆
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内
		(72) 発明者	向井 裕人
			大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アレー信号処理装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

平行四辺形の4つの頂点のそれぞれに配置された4本のアンテナから構成されるアレーアンテナと、

前記4つの頂点の内の対向する2つの頂点に配置された2本のアンテナと前記2本のアンテナを除く一方のアンテナとから構成される第1のサブアレーアンテナ、及び、前記2本のアンテナと前記2本のアンテナを除く他方のアンテナとから構成される第2のサブアレーアンテナのそれぞれについて、受信信号に基づいて空間相関行列を算出する相関演算手段と、

前記算出された2つの空間行列の内の第1の空間行列を復素共役に変換する変換手段と

10

前記第1の空間行列の復素共役と第2の空間行列とを加算平均する空間平均手段と、を具備するアレー信号処理装置。

【請求項 2】

各サブアレーアンテナを構成する3つのアンテナは、正三角形の各頂点に配置されている、

請求項1に記載のアレー信号処理装置。

【請求項 3】

前記空間平均手段で得られた加算平均空間行列に基づいて、前記受信信号の到来方向を算出する方向算出手段を、さらに具備する請求項1に記載のアレー信号処理装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、アレー信号処理装置に関する。

【背景技術】

【0002】

電波の到来方向()は、円形アレー等の平面配置されたアレーアンテナを用いることで推定できる。ここで、 はアレーアンテナと同一平面(x y平面)内のアジマスを示し、 はその平面に垂直な方向をz軸とした場合のエレベーションを示している。

【0003】

また、相関が高い(コヒーレントな)複数の到来波をそれぞれの到来波成分に分離して各到来波成分を検出する際には、空間的に平行移動した位置にある複数のサブアレーアンテナを用いた空間平均法が有効である。この手法は、各サブアレーアンテナで得られた相関行列を加算平均することによって、到来波間の相関抑圧を実現している。

【0004】

上記平面アレーに空間平均法を適用することでコヒーレント波の相関抑圧しつつ、電波の到来方向を推定する方法が、特許文献1及び非特許文献1に示されている。

【0005】

図1は、特許文献1に開示されているアレーアンテナを示す図である。図1において、アレーアンテナ10は、平面上に配置された5本のアンテナ100-1~100-5から構成されている。また、アレーアンテナ10は、アンテナ100-1~3で構成されるサブアレーアンテナ101-1と、アンテナ100-3~5で構成されるサブアレーアンテナ101-2とから構成されている。すなわち、サブアレーアンテナ101-1とサブアレーアンテナ101-2とは、アンテナ100-3を共有している。

【0006】

図1を見て明らかのように、サブアレーアンテナ101-1を平行移動するとサブアレーアンテナ101-2に重なり合う。従って、アレーアンテナ10に関しては空間平均法を用いることが可能であり、2つのサブアレーアンテナ101のそれぞれにおいて受信信号から相関行列を算出し、得られた2つの相関行列を加算平均することにより、前述したように到来電波の相関を抑圧できる。この結果、相関が高い複数の到来波のそれぞれの到来方向を精度良く検出できる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2004-361377号公報

【非特許文献】

【0008】

【非特許文献1】「アレーアンテナによる適応信号処理」、科学技術出版、菊間信良著

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

ところで、アレーアンテナで受信した信号を処理するアレー信号処理装置には、基本的に、アレーアンテナを構成するアンテナ数と同数の処理回路が設けられる。このため、アンテナ数を削減することで、回路規模及び消費電力を小さくすることができる。

【0010】

従って、上記空間平均法が適用されるアレー信号処理装置に対しても、回路規模の縮小及び消費電力の削減に関する要請が有る一方で、単純にアンテナを減らすだけでは空間平均法を利用することは困難である。

【0011】

本発明の目的は、アレー信号処理に空間平均法が適用される場合に、空間平均法を利用

10

20

30

40

50

しつつアレーアンテナの構成アンテナ数を削減できるアレー信号処理装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0012】

本発明のアレー信号処理装置は、平行四辺形の4つの頂点のそれぞれに配置された4本のアンテナから構成されるアレーアンテナと、前記4つの頂点の内の対向する2つの頂点に配置された2本のアンテナと前記2本のアンテナを除く一方のアンテナとから構成される第1のサブアレーアンテナ、及び、前記2本のアンテナと前記2本のアンテナを除く他方のアンテナとから構成される第2のサブアレーアンテナのそれぞれについて、受信信号に基づいて空間相関行列を算出する相関演算手段と、前記算出された2つの空間行列の内の第1の空間行列を復素共役に変換する変換手段と、前記第1の空間行列の復素共役と第2の空間行列とを加算平均する空間平均手段と、を具備する構成を採る。

10

【発明の効果】

【0013】

本発明によれば、アレー信号処理に空間平均法が適用される場合に、空間平均法を利用しつつアレーアンテナの構成アンテナ数を削減できるアレー信号処理装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】特許文献1に開示されているアレーアンテナを示す図

20

【図2】方向マニホールドの説明に供する図

【図3】本発明の実施の形態1に係るアレー信号処理装置の構成を示すブロック図

【図4】アレーアンテナの一構成例を示す図

【図5】信号処理部の構成を示すブロック図

【図6】従来の空間平均法を利用可能なアレーアンテナの構成を示す図

【図7】サブアレーアンテナが正三角形でない場合のアレーアンテナの構成を示す図

【図8】アレー信号処理装置が有するコヒーレント波の相関抑圧効果を裏付ける到来方向推定の計算機シミュレーション結果の一例を示す図

【図9】本発明の実施の形態2に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

30

【発明を実施するための形態】

【0015】

[アレー受信信号と空間相関に関する理論]

円形アレーの方向マニホールド

上述したように、半球面に対する電波の到来方向()は、円形アレー等の平面配置されたアレーアンテナにより推定できる。 はアレーアンテナと同一平面(x y 平面)内のアジマスを示し、 はその平面に垂直な方向を z 軸とした場合のエレベーションを示している。

【0016】

到来方向()の推定を可能とする平面アレーの最小構成は、図2に示すような3つのアンテナ200-1~200-3で構成される正三角アレー20である。

40

【0017】

ここで、各アンテナ200が理想的な(複素放射パターンが一様な)オムニ指向性を有し、また一辺の長さが d_0 である正三角形の各頂点にアンテナ200が配置され、さらにその正三角形の中心を到来電波の位相中心とする場合、正三角アレー201に対する2次元の方向マニホールド a_3 ()は、式(1)のように表すことができる。ただし、

θ_0 は、 y 軸に対する正三角アレー20のアジマス回転角を示すパラメータである。

【数 1】

$$\mathbf{a}_3(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} \exp(j \cdot k \cdot \cos(\phi - \phi_0) \cdot \sin \theta) \\ \exp(j \cdot k \cdot \cos(\phi - \phi_0 - \pi/3) \cdot \sin \theta) \\ \exp(j \cdot k \cdot \cos(\phi - \phi_0 - 2\pi/3) \cdot \sin \theta) \end{bmatrix} \cdot \cdot \cdot \quad (1)$$

【0018】

一般に、アレーマニホールドは、到来電波の入射方向に対する複素応答ベクトルを示す。この複素応答ベクトルの各要素は、アレーアンテナの各構成アンテナに対応する。ここでは、理想的なアンテナを想定しているため、式(1)では、到来方向が変数とされ、アンテナ配置に依存した相対的な位相関係が表現されている。

10

【0019】

ここで、アンテナ数が自然数Mの等間隔円形アレーに対して式(1)を一般化すると、次の式(2)が得られる。

【数 2】

$$\mathbf{a}(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} \exp(j \cdot k \cdot \cos(\phi - \phi_0) \cdot \sin \theta) \\ \vdots \\ \exp(j \cdot k \cdot \cos(\phi - \phi_0 - (m-1) \cdot \pi/M) \cdot \sin \theta) \\ \vdots \\ \exp(j \cdot k \cdot \cos(\phi - \phi_0 - (M-1) \cdot \pi/M) \cdot \sin \theta) \end{bmatrix} \cdot \cdot \cdot \quad (2)$$

20

【0020】

アレー受信信号と空間相関行列

(1)まず、アレーアンテナへ到来する電波が互いに相関のない(無相関な)2つの平面波となる場合について説明する。

【0021】

アレーアンテナへの2つの入射信号をそれぞれ $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ とし、アレーマニホールドを $\mathbf{a}(\phi, \theta)$ とし、それぞれが構成アンテナと対応する複数の受信処理システムのノイズベクトルを $\mathbf{N}(t)$ とすると、アレー受信信号ベクトル $\mathbf{X}(t)$ は、式(3)のようにモデル化できる。

30

【数 3】

$$\mathbf{X}(t) = s_1(t) \cdot \mathbf{a}(\phi_1, \theta_1) + s_2(t) \cdot \mathbf{a}(\phi_2, \theta_2) + \mathbf{N}(t) \quad \cdot \cdot \cdot \quad (3)$$

【0022】

ここで、式(3)は連続時間領域 t での定式化であり、これを離散時間領域 i で標記すると、式(4)のようになる。ただし、式(4)において、 L は離散時間のサンプル数を示しており、 $\mathbf{X}(t)$ 及び $\mathbf{N}(t)$ は共にアレーアンテナを構成するアンテナの数と同じ次元を持つ複素ベクトルである。

40

【数 4】

$$\mathbf{X}(i) = s_1(i) \cdot \mathbf{a}(\phi_1, \theta_1) + s_2(i) \cdot \mathbf{a}(\phi_2, \theta_2) + \mathbf{N}(i) \quad \cdot \cdot \cdot \quad (4)$$

$$i = 1, 2, \dots, L$$

【0023】

そして、アレーアンテナにおける空間領域の相関行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ は、離散時間 i で表された受信信号ベクトル $\mathbf{X}(i)$ を用いて、次の式(5)によって推定することができる。

【数 5】

$$\mathbf{R}_{XX} = E[X(t) \cdot X(t)^H] \\ \approx \left(\sum_{i=1}^L X(i) \cdot X(i)^H \right) / L \quad \dots (5)$$

【0024】

この \mathbf{R}_{XX} においては、対角項が各アンテナにおける自己相関を示し、非対角項がアンテナ間の相互相関を示している。ここで、サンプル数 L が十分大きいときには、ノイズ成分は、自己相関のみ（つまり、対角項のみ）に残るようになる。

10

【0025】

従って、相関行列を求める対象のアレーアンテナを式(1)で示されるマニホールドとなる正三角アレーとし、且つ、サンプル数 L を十分大きくするときには、相関行列 \mathbf{R}_{XX} は、次の式(6)のように定式化できる。

【数 6】

$$\mathbf{R}_{XX} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad \dots (6)$$

【0026】

ただし、 \mathbf{S} は、次の式(7)で表される。

20

【数 7】

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} P_1 & 0 & 0 \\ 0 & P_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

【0027】

また、 \mathbf{I} は 3×3 の単位行列、 σ は受信系ノイズの標準偏差であり、3系統のノイズ成分は一樣としている。

【0028】

また、 \mathbf{A} は、次の式(8)で表される。

30

【数 8】

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_3(\phi_1, \theta_1) \quad \mathbf{a}_3(\phi_2, \theta_2)] \quad \dots (8)$$

【0029】

また、式(7)中の P_1 、 P_2 は、それぞれ入射信号 $s_1(t)$ の平均電力及び $s_2(t)$ の平均電力であり、それぞれ次の式(9)及び式(10)で表される。

【数 9】

$$P_1 = E[s_1(t) \cdot s_1(t)^*] \quad \dots (9)$$

40

【数 10】

$$P_2 = E[s_2(t) \cdot s_2(t)^*] \quad \dots (10)$$

【0030】

以上のように、入射信号 $s_1(t)$ と $s_2(t)$ とが無相関と見なせる場合には、入射信号の相関行列を表している \mathbf{S} の対角要素が、 P_1 、 P_2 及び 0 となる。例えば、部分空間アルゴリズムとして知られる MUSIC 法及び ESPRIT 法では、この \mathbf{R}_{XX} の部分

50

空間である固有空間の直交性を利用して、無相関な 2 波の到来方向が推定される。

【 0 0 3 1 】

(2) アレーアンテナへ到来する電波が互いに相関の有る 2 つの平面波となる場合

【 0 0 3 2 】

一方で、到来電波がコヒーレントな (相関の高い) 2 波の場合には、相関行列 $R_{x \times x}$ のランクが 1 に縮退する。この縮退条件下では、 $R_{x \times x}$ によって、独立した固有ベクトルが 1 つだけしか算出されない。従って、この縮退条件下では、2 波を分離して、その到来方向を検出することは困難である。

【 0 0 3 3 】

このような問題に対して、相関行列 $R_{x \times x}$ のランクを 2 に回復する手法、つまり、コヒーレントな複数の到来波の相関を抑圧することにより、受信信号をそれぞれの到来波成分に分離して各到来波成分を検出する手法として、複数のサブアレーアンテナの相関行列を加算平均する空間平均法がある。この空間平均法に関しては、非特許文献 1 に詳細な記述があるためこれを参照されたい。また、MUSIC 法及び ESPRIT 法についても非特許文献 1 に詳しく記載されている。

10

【 0 0 3 4 】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。なお、実施の形態において、同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明は重複するので省略する。

【 0 0 3 5 】

(実施の形態 1)

20

[アレー信号処理装置の構成]

図 3 は、本発明の実施の形態 1 に係るアレー信号処理装置 300 の構成を示すブロック図である。図 3 において、アレー信号処理装置 300 は、アレーアンテナ 310 と、RF 受信部 320 と、A/D 変換部 330 と、信号処理部 340 とを有する。

【 0 0 3 6 】

アレーアンテナ 310 は、4 本のアンテナ 311 - 1 ~ 4 を有する。アレーアンテナ 310 において、4 本のアンテナ 311 - 1 ~ 4 は、平行四辺形の 4 つの頂点のそれぞれに配置されている。

【 0 0 3 7 】

図 4 は、アレーアンテナ 310 の一構成例を示す図である。図 4 において、4 本のアンテナ 311 - 1 ~ 4 は、平行四辺形の 4 つの頂点のそれぞれに配置されている。図 4 において、アンテナ 311 - 1 ~ 3 の配置位置によって形成される三角形、並びに、アンテナ 311 - 1, 3, 4 の配置位置によって形成される三角形は、いずれも正三角形である。アンテナ 311 - 1 ~ 3、及び、アンテナ 311 - 1, 3, 4 は、サブアレーアンテナ 312 - 1 及びサブアレーアンテナ 312 - 2 をそれぞれ構成する。

30

【 0 0 3 8 】

アレーアンテナ 310 は、アンテナ 311 - 1 ~ 4 で受信した受信信号を RF 受信部 320 へ出力する。

【 0 0 3 9 】

RF 受信部 320 は、ダウンコンバータ回路を含む。RF 受信部 320 は、4 本のアンテナ 311 - 1 ~ 4 で受信された 4 系統の受信 RF 信号を入力とし、各受信 RF 信号に対して無線受信処理 (例えば、ダウンコンバート、増幅など) を施す。RF 受信部 320 は、無線受信処理によって得られた受信信号を A/D 変換部 330 へ出力する。A/D 変換部 330 へ出力される受信信号は、4 系統の IF 信号又は 8 系統の IQ ベースバンド信号である。

40

【 0 0 4 0 】

A/D 変換部 330 は、RF 受信部 320 から出力される受信信号 (つまり、4 系統の IF 信号又は 8 系統の IQ ベースバンド信号) を入力とし、入力された受信信号を離散時間でサンプルし、各サンプル値を量子化することによりデジタル信号を得る。このデジタル信号は、アンテナ 311 - 1 ~ 311 - 4 に対応付けられた 4 系統又は 8 系統のそれぞ

50

れについて得られる。

【 0 0 4 1 】

信号処理部 3 4 0 は、アンテナ 3 1 1 - 1 ~ 4 に対応するデジタル信号群を入力とし、当該デジタル信号群に対して空間平均法を適用することにより、アンテナ 3 1 1 - 1 ~ 4 に到来する複数の到来波間の相関が抑圧された相関行列を得る。そして、信号処理部 3 4 0 は、到来波間の相関が抑圧された相関行列に基づいて、アレーアンテナ 3 1 0 に対する電波の到来方向を算出する。

【 0 0 4 2 】

具体的には、信号処理部 3 4 0 は、4 つの頂点の内の対向する 2 つの頂点に配置された 2 本のアンテナとこの 2 本のアンテナを除く一方のアンテナとから構成される第 1 のサブアレーアンテナ、及び、この 2 本のアンテナと他方のアンテナとから構成される第 2 のサブアレーアンテナのそれぞれについて、受信信号に基づいて空間相関行列を算出する。ここでは、第 1 のサブアレーアンテナがサブアレーアンテナ 3 1 2 - 1 であり、第 2 のサブアレーアンテナがサブアレーアンテナ 3 1 2 - 2 である。

10

【 0 0 4 3 】

そして、信号処理部 3 4 0 は、算出された 2 つの空間相関行列の内の第 1 の空間行列を複素共役に変換し、得られた複素共役と第 2 の空間相関行列とを加算平均する。これにより、到来波間の相関が抑圧された加算平均相関行列が得られる。

【 0 0 4 4 】

そして、信号処理部 3 4 0 は、得られた加算平均相関行列に基づいて、受信信号の到来方向を算出する。

20

【 0 0 4 5 】

詳細には、信号処理部 3 4 0 は、図 5 に示すように、相関演算部 3 4 1 - 1 , 2 と、アレー回転部 3 4 2 と、空間平均部 3 4 3 と、方向算出部 3 4 4 とを有する。

【 0 0 4 6 】

相関演算部 3 4 1 - 1 は、サブアレーアンテナ 3 1 2 - 1 に対して、当該サブアレーアンテナ 3 1 2 - 1 を構成する各アンテナ 3 1 1 の受信信号に基づいて、相関行列 $R_{x \times x_1}$ を算出する。

【 0 0 4 7 】

相関演算部 3 4 1 - 2 は、サブアレーアンテナ 3 1 2 - 2 に対して、当該サブアレーアンテナ 3 1 2 - 2 を構成する各アンテナ 3 1 1 の受信信号に基づいて、相関行列 $R_{x \times x_2}$ を算出する。

30

【 0 0 4 8 】

アレー回転部 3 4 2 は、 $R_{x \times x_1}$ の複素共役である $R_{x \times x_1}^*$ を算出する。

【 0 0 4 9 】

空間平均部 3 4 3 は、 $R_{x \times x_1}^*$ と $R_{x \times x_2}$ とを加算平均することにより、平均相関行列 $R_{x \times x_s \ s}$ を算出する。

【 0 0 5 0 】

方向算出部 3 4 4 は、平均相関行列 $R_{x \times x_s \ s}$ に基づいて、アレーアンテナ 3 1 0 に対する受信電波の到来方向を算出する。ここでは、MUSIC 法等などに必要となる行列の固有値分解及びアレーマニホールドの内積に係る処理が実行される。

40

【 0 0 5 1 】

[アレー信号処理装置の動作]

以上の構成を有するアレー信号処理装置 3 0 0 の動作について説明する。

【 0 0 5 2 】

アレー信号処理装置 3 0 0 において、相関演算部 3 4 1 - 1 が、サブアレーアンテナ 3 1 2 - 1 に関する相関行列 $R_{x \times x_1}$ を算出する。また、相関演算部 3 4 1 - 2 は、サブアレーアンテナ 3 1 2 - 2 に関する相関行列 $R_{x \times x_2}$ を算出する。

【 0 0 5 3 】

ここで、図 4 から明らかなように、サブアレーアンテナ 3 1 2 - 1 とサブアレーアンテ

50

ナ 3 1 2 - 2 とは、平行移動だけでは重ならない位置関係にある。従って、従来の空間平均法をそのまま用いることは困難である。

【 0 0 5 4 】

この従来の空間平均法を用いるのであれば、アレーアンテナ 3 1 0 と同様に、2つの正三角形のサブアレーアンテナを含むアンテナアレーであっても、図 6 に示すアレーアンテナ 6 1 0 のような構成を有する必要がある。アレーアンテナ 6 1 0 は、アンテナ 6 1 1 - 1 ~ 3 から構成されるサブアレーアンテナ 6 1 2 - 1 と、アンテナ 6 1 1 - 4 ~ 6 から構成されるサブアレーアンテナ 6 1 2 - 2 とを有する。そして、サブアレーアンテナ 6 1 2 - 1 を平行移動することにより、サブアレーアンテナ 6 1 2 - 2 と重ねることができる。従って、アレーアンテナ 6 1 0 であれば、サブアレーアンテナ 6 1 2 - 1 に関する相関行列 R_{xx_3} とサブアレーアンテナ 6 1 2 - 2 に関する相関行列 R_{xx_4} とを加算平均することにより、相関抑圧効果を期待することができる。

10

【 0 0 5 5 】

また、ここで、アレーアンテナ 3 1 0 とアレーアンテナ 6 1 0 との形態を比較する。サブアレーアンテナ 3 1 2 - 2 とサブアレーアンテナ 6 1 2 - 2 とを重ねた状態でアレーアンテナ 3 1 0 とアレーアンテナ 6 1 0 との形態を比較してみると、サブアレーアンテナ 3 1 2 - 1 とサブアレーアンテナ 6 1 2 - 1 とは、180°回転（つまり、反転）して重なる関係にある。この回転中心は、サブアレーアンテナ 3 1 2 - 1 のすべての構成アンテナの配置位置を通る円の中心に一致する。

【 0 0 5 6 】

20

すなわち、相関行列 R_{xx_4} には相関行列 R_{xx_2} を援用することができるので、相関行列 R_{xx_1} から相関行列 R_{xx_3} を導き出すことができれば、アレーアンテナ 3 1 0 においても、空間平均法を用いることができる。

【 0 0 5 7 】

そこで、相関行列 R_{xx_1} と相関行列 R_{xx_3} との関係性について考察する。

【 0 0 5 8 】

まず、相関行列 R_{xx_3} を定式化する。サブアレーアンテナ 6 1 2 - 1 及びサブアレーアンテナ 6 1 2 - 2 は、上記の通り、いずれも正三角形のアレーアンテナである。従って、サブアレーアンテナ 6 1 2 - 1 及びサブアレーアンテナ 6 1 2 - 2 のいずれにも、式 (1) で示したアレーマニホールドを適用できる。ただし、図 6 のアンテナ配置は、図 2 に示した正三角アレー 2 0 のアジマス回転を $\theta_0 = -30^\circ$ とした場合に相当する。

30

【 0 0 5 9 】

すなわち、式 (1) から、一方を反転して重なる関係にある 2 つのサブアレーアンテナに関するアレーマニホールドは、互いに複素共役の関係にある。つまり、 $a(\theta)$ の複素共役を取ったもの $a^*(\theta)$ が、反転した場合のアレーマニホールドとなっている。

【 0 0 6 0 】

さらに、アレーアンテナの受信信号は式 (3) のようにモデル化できる。このため、反転された正三角アレーの受信信号は、複素共役後のアレーマニホールド $a^*(\theta)$ を用いて表現される。

【 0 0 6 1 】

40

すなわち、相関行列 R_{xx_3} は、次の式 (1 1) で表される。

【 数 1 1 】

$$\begin{aligned} R_{xx_3} &= \mathbf{A}^* \cdot \mathbf{S} \cdot (\mathbf{A}^*)^H + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= (\mathbf{A} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{A}^H)^* + (\sigma^2 \mathbf{I})^* \quad \dots (11) \\ &= (\mathbf{A} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^* = R_{xx_1}^* \end{aligned}$$

【 0 0 6 2 】

式 (1 1) から明らかなように、相関行列 R_{xx_3} は、結果として、相関行列 R_{xx_1}

50

r_1 の複素共役となる。

【0063】

この関係を利用して、アレー回転部342は、 $R_{X \times X_{-1}}$ の複素共役である $R_{X \times X_{-1}}^*$ (つまり、 $R_{X \times X_{-3}}$) を算出する。このアレー回転部342における相関行列の複素共役を算出する処理が、従来の方法に対して新に追加された信号処理である。

【0064】

ところで、ここで用いる相関行列は、エルミート行列の特長を有している。このため、この相関行列では、対角項に関してはすべてが実数であり、且つ、非対角項に関しては互い対称の位置にある要素が複素共役の関係にある。例えば、相関行列 R の1行2列目の r_{12} 要素は、2行1列目の要素 r_{21} と複素共役の関係にある。したがって、 $R_{X \times X_{-1}}$ の複素共役である $R_{X \times X_{-1}}^*$ を求めるには、単に $R_{X \times X_{-1}}$ を構成する各行列要素を列方向に読み出して、行方向に書き出して、 $R_{X \times X_{-1}}^*$ を再構成すれば良いことになる。言い換えれば、エルミート行列 $R_{X \times X_{-1}}$ の複素共役である $R_{X \times X_{-1}}^*$ は、 $R_{X \times X_{-1}}$ の転置行列 $R_{X \times X_{-1}}^T$ と見なすことができる。このことは、本発明を特徴付けるアレー回転部342の処理は、相関行列 $R_{X \times X_{-1}}$ が格納されている記憶領域からの読み込み位置と書き出し位置の関連付ける実装により、実現できることを示している。

【0065】

そして、空間平均部343は、 $R_{X \times X_{-1}}^*$ と $R_{X \times X_{-2}}$ とを加算平均することにより、平均相関行列 $R_{X \times X_{-s}}$ を算出する。これにより、従来ではアレーアンテナ10又はアレーアンテナ610を用いることによって初めて算出できた平均相関信号 $R_{X \times X_{-s}}$ を、アレーアンテナ310を用いて算出することができる。

【0066】

さらに、前述したエルミート行列の特長を考慮すると、平均相関信号 $R_{X \times X_{-s}}$ は、以下の式(12)のように表記することができる。

【数12】

$$R_{XX_{-s}} = \frac{(R_{XX_{-1}}^* + R_{XX_{-2}})}{2} \cdots (12)$$

$$= \frac{(R_{XX_{-1}}^T + R_{XX_{-2}})}{2}$$

【0067】

また、アレーアンテナ10及びアレーアンテナ610のアンテナ本数に比べて、アレーアンテナ310のアンテナ本数は少ない。

【0068】

つまり、アレーアンテナ310の代わりに、従来の方法であるアレーアンテナ10を用いる場合、RF受信部320は5本のアンテナ100-1~100-5の夫々で受信されるRF信号を、IF信号又はベースバンド信号へと変換するようになる。このことは、RF受信部320において5系統のダウンコンバータ回路が必要になることを意味している。

【0069】

このとき、到来電波の方向算出のために用いる相関行列を精度良く推定するためには、上記の5系統のダウンコンバータ回路のローカル信号源又は基準クロック源を共通化する必要がある。このとき、例えば1つのシンセ部が出力するローカル信号を5系統に分配することになる。この5分配を実現する回路は、4分配の場合と比較して部品コスト高になるだけでなく、回路構成も複雑になるため実用上好まれない。

【0070】

加えて、A/D変換部330は、RF受信部320から出力される受信信号(つまり、5系統のIF信号又は10系統のIQベースバンド信号)を入力とし、入力された受信信号を離散時間でサンプルし、各サンプル値を量子化することによりデジタル信号を得るこ

10

20

30

40

50

とになる。これも同様に、5系統のアナログ入力に対して、サンプルタイミングの同期を確保しながら、アンテナ100-1~100-5に対応付けられた5系統又は10系統の夫々についてデジタル信号を得る必要がある。

【0071】

ここで、汎用のA/D変換装置は、2系統又は4系統の入力端子を持ち、1枚基板の形にして提供されることが多い。

【0072】

このように、アレーアンテナの受信信号を処理するハードウェアは、必要となる処理系統数が5系統から4系統へと低減されることにより、部品数を低減できるだけでなく、回路設計や基板選定の容易さという開発コストの面においても有利となる。

10

【0073】

以上のことから、本実施の形態によれば、アレー信号処理に空間平均法が適用される場合に、空間平均法を利用しつつアレーアンテナの構成アンテナ数を削減できるアレーアンテナ処理装置を実現することができる。

【0074】

なお、以上の説明では、各サブアレーアンテナが正三角形の場合について説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、任意の平行四辺形の頂点に4本のアンテナが配置されたアレーアンテナに適用することができる。

【0075】

図7には、サブアレーアンテナが正三角形でない場合のアレーアンテナが示されている。図7Aにおいて、アレーアンテナ710は、サブアレーアンテナ712-1及びサブアレーアンテナ712-2を有する。また、図7Bにおいて、アレーアンテナ720は、サブアレーアンテナ722-1及びサブアレーアンテナ722-2を有する。そして、サブアレーアンテナ712-1、サブアレーアンテナ712-2、サブアレーアンテナ722-1及びサブアレーアンテナ722-2は、全て合同である。サブアレーアンテナ712-1とサブアレーアンテナ722-1とは反転の関係にある。

20

【0076】

すなわち、正三角形ではない(つまり、正三角形よりも対称性の低い構成アンテナ配置の)サブアレーアンテナ712-1及びサブアレーアンテナ722-1に関しても、上述した正三角形のサブアレーアンテナ312-1及びサブアレーアンテナ612-1に関して行った操作を行うことにより、アレーアンテナ710を用いて平均相関行列を求めることができる。

30

【0077】

また、図8は、アレー信号処理装置300が有するコヒーレント波の相関抑圧効果を裏付ける到来方向推定の計算機シミュレーション結果の一例を示している。図8において、横軸はアレーアンテナ720を配置した水平面内360度方向(アジマス)を示し、縦軸はMUSIC法により推定される角度スペクトラムを示している。そして、縦軸は、スペクトラムの最大値で正規化されている。シミュレーション条件は、次の通りである。アジマス150°及び210°からコヒーレント(ここでは、完全相関)な2つの波が到来し、150°方向の到来波に対する受信SNRは10dB、210°の到来波に対する受信SNRは4dBとしている。ただし、アジマス150°及び210°の2つの到来波のいずれに関しても、到来方向のエレベーションは90°としている。

40

【0078】

図8において、曲線800は、サブアレーアンテナ712-2のみを用いて到来方向推定を実行した場合に算出される角度スペクトラムである。これに対して、曲線801は、サブアレーアンテナ712-1及びサブアレーアンテナ712-2の両方を用いて空間平均処理を実行した場合に算出される角度スペクトラムである。曲線801においては、150°の方向及び210°の方向に鋭いピークが現れている。すなわち、曲線801に現れる2つのピークを検出することにより、コヒーレント波を分離してその到来方向を推定できる。

50

【 0 0 7 9 】

以上のように、2つのサブアレーアンテナを含むアレーアンテナを採用した場合には、平均相関行列は1回の加算平均によって求められる。従って、この場合には、相関抑圧できる到来波数は、2までとなる。また、MUSIC法を用いて到来方向を推定する場合には、サブアレーアンテナを構成するアンテナ数 - 1までの到来波を分離できる。以上のことから、図7Aに示したような、4本のアンテナから構成され、且つ、合同な2つのサブアレーアンテナを含むアレーアンテナは、コヒーレントな2波に対する2次元の到来方向推定を可能とする、平面アレーの最小構成と見なすことができる。

【 0 0 8 0 】

なお、平面アレーを構成するアンテナには、通常、モノポールアンテナ又はマイクロストリップアンテナを使用する。例えば、モノポールアンテナは、アジマスに対して垂直偏波の様な指向性となるが、z軸方向にはヌルとなる。また、マイクロストリップアンテナは、アジマスに対してヌルとなるが、z軸方向で最大の指向性利得となる。従って、いずれのアンテナを採用するかは、アレーアンテナの設置環境又はシステムの要求条件に基づいて決定される。

【 0 0 8 1 】

(実施の形態2)

実施の形態2は、実施の形態1に係るアレー信号処理装置300の具体的な適用例に関する。

【 0 0 8 2 】

図9は、無線通信システム900の構成を示す図である。図9において、無線通信システム900は、無線装置910と、タグ920とを有する。

【 0 0 8 3 】

無線通信システム900において、無線装置910は、図示しない無線送信部からIR-UWB (Impulse Radio-Ultra WideBand) パルス信号を送信する。タグ920は、受信したUWBパルス信号に応じて、応答UWBパルス信号を無線装置910へ向けて送信する。なお、このタグ920には、次の3つの方式のいずれが適用されても良い。第1の方式はアクティブ方式であり、第2の方式はパッシブ方式であり、第3の方式はセミパッシブ方式である。第3のセミパッシブ方式は、UWBパルス信号の送信側の基準クロックと受信側の基準クロックとが同期していない非同期方式である。また、第3のセミパッシブ方式では、受信側が、受信UWB信号を増幅した後に応答UWB信号として送信する。

【 0 0 8 4 】

そして、無線装置910は、アレー信号処理装置300に相当する機能部を有しており、タグ920から送信される信号の到来方向を推定する。

【 0 0 8 5 】

図9において、無線装置910は、アンテナ311-1~4に対応するバンドパスフィルタ(BPF)911-1~4と、ダウンコンバータ912-1~4とを有する。

【 0 0 8 6 】

無線装置910において、アンテナ311-1~4は、IR-UWB帯域の一部の帯域を受信する狭帯域のアンテナである。

【 0 0 8 7 】

ここで、電波の到来方向を推定する際には、基本原理として各アンテナ系統間の位相誤差が到来方向推定の推定結果誤差となる。従って、アンテナ系統間の位相誤差を、キャリアブレーション等によって、所望誤差範囲内に管理する必要がある。このため、UWBパルスのような広帯域信号の到来方向を推定する場合には、広い帯域の全体で位相精度を管理する必要があるが、実際には、困難が伴う。このため、実際には、できるだけ狭帯域の信号を用いることになる。狭帯域信号として最も簡易な例としては、IR-UWB信号に含まれる単一連続波(以下、「CW: Continuous Wave」という)信号を挙げることができる。IR-UWB方式におけるUWB信号は、送信側の水晶発振回路で発振される周波数のエッジ信号がバンドパスフィルタを通過することにより生成される。IR-UWB信号

10

20

30

40

50

は、例えば、水晶発振子の周波数が10MHzであるとすれば、UWB下帯域3.4~4.8GHz又はUWB上帯域7.25~10.6GHzに10MHz間隔のCWが並ぶ信号と考えることができる。従って、本実施の形態では、例えば、IR-UWB信号を4GHz又は9GHzのCWとして扱い、また、アレーアンテナ310を構成するアンテナ311-1~4の中心周波数を4GHz又は9GHzの周波数に設定する。

【0088】

アンテナ311-1~4で受信された信号は、バンドパスフィルタ911-1~4を通過して干渉除去された後、ダウンコンバータ912-1~4でIF信号又はIQベースバンド信号に変換される。IF信号の場合には、例えば、10MHzのIF信号に変換される。この場合、ローカル信号は、4GHz/9GHzの上方又は下方10MHz離れた信号である。そして、近接したイメージを除去するために、ダウンコンバータ912として、イメージリジェクションミキサが用いられることが好ましい。また、IQベースバンド信号の場合には、イメージ信号が無いので、バンドパスフィルタ911において、遮断周波数5MHz程度のベースバンドフィルタによって隣接CW信号がカットされる。

10

【0089】

ダウンコンバータ912-1~4で生成されたIF信号又はIQベースバンド信号は、A/D変換部330においてデジタル信号に変換されて相関演算部341-1,2へ入力される。

【0090】

相関演算部341-1は、サブアレーアンテナ312-1に対して、当該サブアレーアンテナ312-1を構成する各アンテナ311の受信信号に基づいて、相関行列 $R_{x \times x_1}$ を算出する。相関演算部341-2は、サブアレーアンテナ312-2に対して、当該サブアレーアンテナ312-2を構成する各アンテナ311の受信信号に基づいて、相関行列 $R_{x \times x_2}$ を算出する。

20

【0091】

OOK (On-Off-Keying) 方式で変調されたUWBパルス信号の場合には、UWBパルス信号にDC成分が含まれるため、一般的には、相関行列から信号平均成分を減算することにより、共分散が算出される。また、パイフェーズ方式で変調されたUWBパルス信号の場合には、UWBパルス信号にDC成分が含まれないため、一般的には、相関行列が用いられる。相関行列又は共分散行列は、相関演算部341内のメモリに蓄積される。

30

【0092】

アレー回転部342は、 $R_{x \times x_1}$ の複素共役である $R_{x \times x_1}^*$ を算出する。

【0093】

空間平均部343は、 $R_{x \times x_1}^*$ と $R_{x \times x_2}$ とを加算平均することにより、平均相関行列 $R_{x \times x_{ss}}$ を算出する。

【0094】

方向算出部344は、平均相関行列 $R_{x \times x_{ss}}$ に基づいて、アレーアンテナ310に対する受信電波の到来方向を算出する。ここでは、MUSIC法等などに必要となる行列の固有値分解及びアレーマニホールドの内積に関する処理が実行される。

【0095】

なお、上記各実施の形態では、本発明をハードウェアで構成する場合を例にとって説明したが、本発明はソフトウェアで実現することも可能である。

40

【0096】

また、上記各実施の形態の説明に用いた各機能ブロックは、典型的には集積回路であるLSIとして実現される。これらは個別に1チップ化されてもよいし、一部または全てを含むように1チップ化されてもよい。ここでは、LSIとしたが、集積度の違いにより、IC、システムLSI、スーパーLSI、ウルトラLSIと呼称されることもある。

【0097】

また、集積回路化の手法はLSIに限るものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現してもよい。LSI製造後に、プログラムすることが可能なFPGA (Field Prog

50

rammable Gate Array) や、L S I 内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なリコンフィギュラブル・プロセッサを利用してよい。

【 0 0 9 8 】

さらには、半導体技術の進歩または派生する別技術により L S I に置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行ってもよい。バイオ技術の適用等が可能性としてありえる。

【産業上の利用可能性】

【 0 0 9 9 】

2009年4月28日出願の特願2009-109478の日本出願に含まれる明細書、図面および要約書の開示内容は、すべて本願に援用される。

10

【 0 1 0 0 】

本発明のアレー信号処理装置は、アレー信号処理に空間平均法が適用される場合に、空間平均法を利用しつつアレーアンテナの構成アンテナ数を削減できるものとして有用である。

【符号の説明】

【 0 1 0 1 】

300 アレー信号処理装置

310, 610, 710, 720 アレーアンテナ

311, 611 アンテナ

312, 612, 712, 722 サブアレーアンテナ

20

320 RF受信部

330 A/D変換部 330

340 信号処理部

341 相関演算部

342 アレー回転部

343 空間平均部

344 方向算出部

900 無線通信システム

910 無線装置

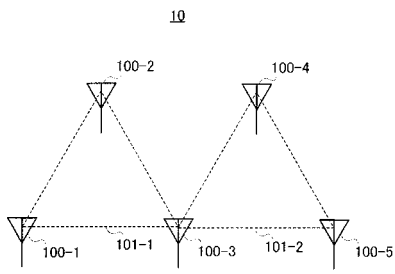
911 バンドパスフィルタ

30

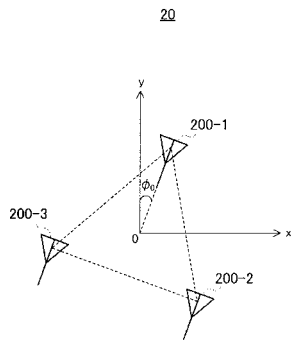
912 ダウンコンバータ

920 タグ

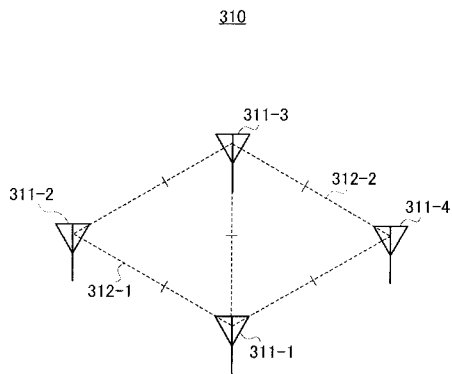
【図1】



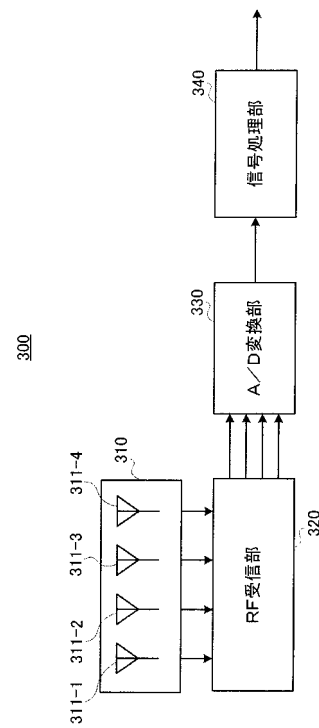
【図2】



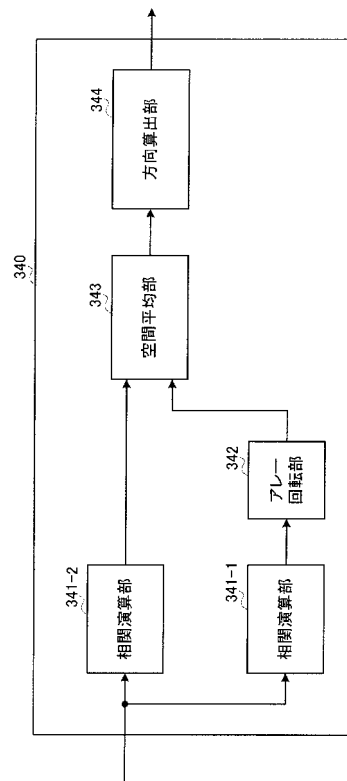
【図4】



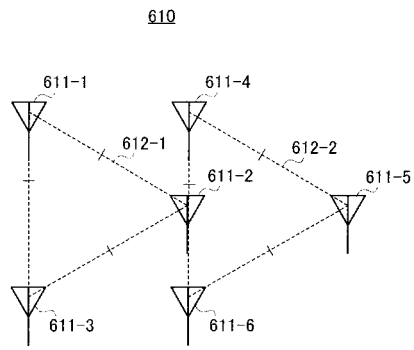
【図3】



【図5】



【 図 6 】



【 図 7 】

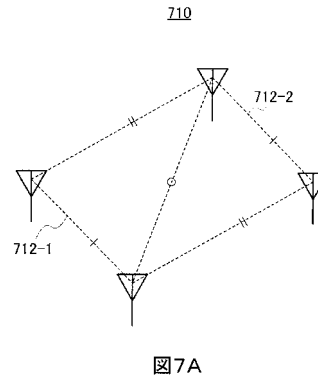


図7A

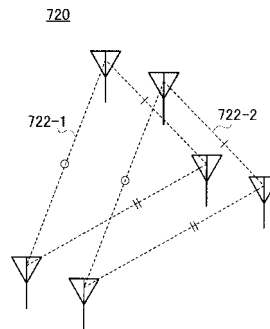
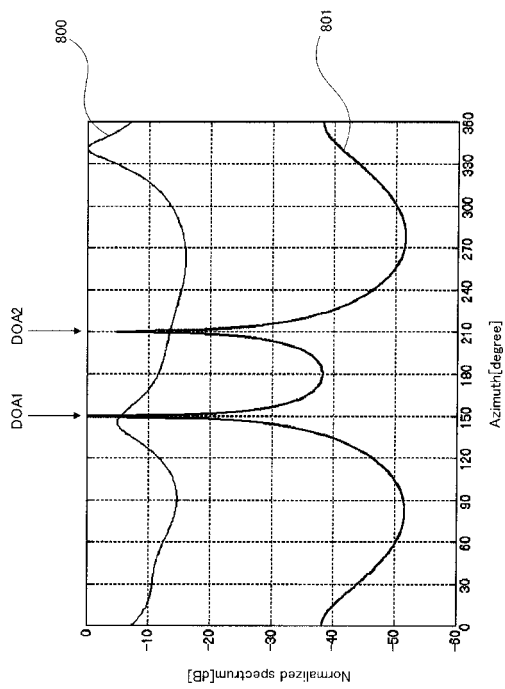
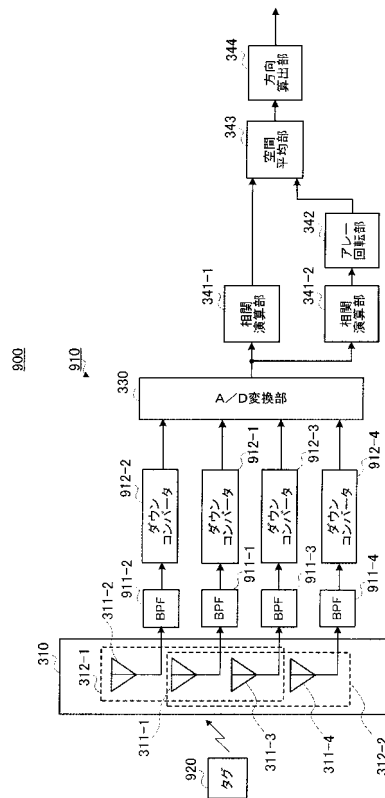


図7B

【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

審査官 山下 雅人

(56)参考文献 特開2006-234445(JP,A)
特開2004-361377(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S3/00-3/74

G01S 3/80-3/86

G01S 7/00-7/42

G01S 7/52-7/64

G01S13/00-15/96

H01Q 3/26

H01Q21/08