

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5659472号
(P5659472)

(45) 発行日 平成27年1月28日(2015.1.28)

(24) 登録日 平成26年12月12日(2014.12.12)

(51) Int. Cl. F I
GO 1 S 3/46 (2006.01) GO 1 S 3/46
GO 1 S 3/74 (2006.01) GO 1 S 3/74
GO 1 S 7/02 (2006.01) GO 1 S 7/02 C

請求項の数 8 (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2009-201624 (P2009-201624)	(73) 特許権者	000005223
(22) 出願日	平成21年9月1日(2009.9.1)		富士通株式会社
(65) 公開番号	特開2011-53056 (P2011-53056A)		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(43) 公開日	平成23年3月17日(2011.3.17)	(74) 代理人	100113608
審査請求日	平成24年5月10日(2012.5.10)		弁理士 平川 明
		(74) 代理人	100105407
			弁理士 高田 大輔
		(74) 代理人	100089244
			弁理士 遠山 勉
		(72) 発明者	白川 和雄
			神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		審査官	吉田 久

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 到来方向推定装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のセンサ素子により受信された各受信信号から得られるベースバンド信号ベクトルの相関ベクトルを用いることにより空間平均が適用された共分散行列を示す一般化 HANKEL 行列 R を生成する第 1 行列生成部と、

前記一般化 HANKEL 行列 R の部分行列 R_1 及び R_2 を用いて線形演算することにより雑音部分空間への射影行列としての性質を有する核行列 γ_1 を生成し、該核行列 γ_1 と直交する核行列 γ_2 を生成する第 2 行列生成部と、

前記核行列 γ_1 及び γ_2 のいずれか一方を分子に他方を分母に用いて定義された角度スペクトラム、又は、前記核行列 γ_1 及び γ_2 を用いた代数方程式から信号の到来方向を推定する推定部と、

を備えることを特徴とする到来方向推定装置。

【請求項2】

前記第 2 行列生成部は、

前記一般化 HANKEL 行列 R の部分行列 R_1 及び R_2 を用いて線形演算子 $\gamma = (R_1 R_1^H)^{-1} R_1 R_2^H$ (-1 は逆行列を示し、H は複素共役転置を示す) を算出する演算子算出部と、

前記線形演算子 γ と単位行列 I とを用いてプロパゲータ行列 $\gamma' = [\gamma, -I]^T$ (T は転置を示す) 又は直交化プロパゲータ行列 $\gamma'' = (\gamma^H \gamma)^{-1/2} (\gamma, -I/2)$ を算出するプロパゲータ行列算出部と、

10

20

を含み、

前記核行列 R_1 を前記プロパゲータ行列 P 又は前記直交化プロパゲータ行列 P' を用いて算出する、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の到来方向推定装置。

【請求項 3】

前記第 2 行列生成部は、

前記一般化 HANKEL 行列 R の部分行列 R_1 及び R_2 、並びに、前記線形演算子 L を用いてスケーリング行列 $S = R_2 R_2^H - R_2 R_1^H$ を算出するスケーリング行列算出部を更に含み、

前記核行列 R_1 を前記スケーリング行列 S の逆行列と共に前記プロパゲータ行列 P 又は前記直交化プロパゲータ行列 P' を用いて算出する、

ことを特徴とする請求項 2 に記載の到来方向推定装置。

【請求項 4】

前記第 2 行列生成部は、前記核行列 R_1 を、前記プロパゲータ行列 P 又は前記直交化プロパゲータ行列 P' を用いて算出された核行列と、前記スケーリング行列 S の逆行列と共に前記プロパゲータ行列 P 又は前記直交化プロパゲータ行列 P' を用いて算出された核行列と、を線形結合させることにより算出することを特徴とする請求項 3 に記載の到来方向推定装置。

【請求項 5】

前記第 1 行列生成部は、前記複数のセンサ素子の数が N であり、前記複数のセンサ素子で受信される到来信号数が M である場合に、前記ベースバンド信号ベクトルの相関ベクトルのうちの、同一複素共役成分を有しかつ自己相関成分までの連続して並ぶ成分の数が $(N - M)$ 個以上となる複素成分を要素とする部分ベクトルから、自己相関成分を含まない連続して並ぶ $(N - M)$ 個の成分の各組み合わせをそれぞれ各第 1 部分ベクトルとして抽出し、該相関ベクトルのうちの、同一複素共役成分を有しかつ自己相関成分より後の連続して並ぶ成分の数が $(N - M)$ 個以上となる複素成分を要素とする部分ベクトルから、自己相関成分を含まない連続して並ぶ $(N - M)$ 個の成分の各組み合わせをそれぞれ各第 2 部分ベクトルとして抽出し、該各第 1 部分ベクトル及び該各第 2 部分ベクトルが同一複素共役成分を有するもの毎に位相関係の合う成分同士が同じ要素位置となるように並べられた $((N - M) \times M)$ 次の第 1 行列群及び第 2 行列群を生成し、第 1 行列群をそれぞれ足し合わせることで生成される第 1 行列 R_{f1} 及び第 2 行列群をそれぞれ足しあわされることで生成される第 2 行列 R_{f2} の少なくとも 1 つを用いて前記一般化 HANKEL 行列 R を生成することを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の到来方向推定装置。

【請求項 6】

前記第 1 行列生成部は、前記第 1 行列 R_{f1} 及び前記第 2 行列 R_{f2} の各列ベクトル間でベクトルの大きさを合わせるための第 1 係数行列と第 2 係数行列とを用いて、前記第 1 行列 R_{f1} と第 1 係数行列とのアダマール積、及び、前記第 2 行列 R_{f2} と第 2 係数行列とのアダマール積をそれぞれ算出することを特徴とする請求項 5 に記載の到来方向推定装置。

【請求項 7】

前記第 1 行列生成部は、前記第 1 行列 R_{f1} 及び前記第 2 行列 R_{f2} の各複素共役行列をそれぞれ生成し、各複素共役行列と反対角単位行列との積を用いて行列 R_{b1} 及び R_{b2} を生成し、前記第 1 行列 R_{f1} 、前記第 2 行列 R_{f2} 、行列 R_{b1} 及び R_{b2} を用いて一般化 HANKEL 行列 R を生成することを特徴とする請求項 5 又は 6 に記載の到来方向推定装置。

【請求項 8】

複数のセンサ素子により受信された各受信信号から得られるベースバンド信号ベクトルの相関ベクトルを用いることにより空間平均が適用された共分散行列を示す一般化 HANKEL 行列 R を生成し、

前記一般化 HANKEL 行列 R の部分行列 R_1 及び R_2 を用いて線形演算することにより雑音部分空間への射影行列としての性質を有する核行列 R_1 を生成し、該核行列 R_1 と直交する核行列 R_2 を生成し、

10

20

30

40

50

前記核行列 \mathbf{K}_1 及び \mathbf{K}_2 のいずれか一方を分子に他方を分母に用いて定義された角度スペクトラム、又は、前記核行列 \mathbf{K}_1 及び \mathbf{K}_2 を用いた代数方程式から信号の到来方向を推定する、

ことを特徴とする到来方向推定方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、センサアレイを用いた到来信号の到来方向推定技術に関する。

【背景技術】

【0002】

センサアレイを用いた信号の到来方向推定には、デジタルビームフォーマ法（以降、DBF (Digital-Beam-Former) と表記）、部分空間法（以降、SSM (Sub-Space-Method) と表記）、最尤推定法（以降、ML (Maximum-Likelihood) と表記）といった代表的な手法が知られている。DBFには、CAPON法、線形予測法 (Linear Prediction) 等がある。SSMには、MUSIC法 (Multiple Signal Classification)、ESPRIT法 (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)、プロパゲータ法 (Propagator Method) 等がある。MLには、MODE (Method of Direction Estimation) 法などがある。

【0003】

これら手法においては、推定精度と共にその計算負荷がDBF < SSM < MLの順に高くなる。SSMは計算負荷と推定精度とのバランスも良く、実用的な手法と言えるが、数十メガヘルツ (MHz) 程度のCPU (Central Processing Unit) での実行を想定した場合、MUSIC法やESPRIT法は、中心的な計算プロセスである固有値分解の計算負荷が大きいので、リアルタイム処理を実現することは困難である。

【0004】

一方、プロパゲータ法、或いはこれの改良版である正規直交プロパゲータ法 (Orthonormal Propagator Method) は、中心的な計算プロセスといっても逆行列の計算程度であり、リアルタイム処理の実現は可能であるが、十分な推定精度が得られるとは言い難い。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2001-281316号公報

【特許文献2】特表2004-104620号公報

【特許文献3】特表2006-67869号公報

【特許文献4】特開2000-155171号公報

【特許文献5】米国特許第7196656号明細書

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

上述のような推定精度の問題を解決するために、センサアレイを用いて到来方向推定を行う装置、例えば、車載用レーダでは、76GHzのミリ波キャリア信号に数百Hzの周波数を持つ三角波信号で周波数変調を掛けてFMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 信号を生成し、送信アンテナからターゲット探知用のプローブ信号として放射する。ターゲットで反射されたプローブ信号（以下、エコー信号）にはレーダに対する相対的なターゲット情報（視線方向距離/速度、及び角度）が含まれているので、これを複数の受信アンテナから成るアレイアンテナで受信し、各々適切に復調してベースバンド信号、そしてデジタル信号に変換し、各種信号処理を施して所望のターゲット情報を推定する。但し、多くのターゲットについて高い精度で角度を推定する為には、多くの受信アンテナを備えたアレイアンテナを用いる事が必要である。

【0007】

10

20

30

40

50

一方、上述の車載用レーダでは、車両のデザインを妨げない程度に装置を小型化する事も要求されるため、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとを組み合わせる実効的な受信アンテナの数を拡大させる技術が利用される。

【0008】

しかしながら、エコー信号をRF復調する際に用いる基準信号はプローブ信号の一部であるから、信号処理の対象となる一組のデジタル信号(データ)をベースバンド信号から取り出すまでに要する時間は、最低でも(1/数百Hz)数十ミリ秒となる。当然、複数の送受信アンテナを組み合わせる実効的に受信アンテナ数を拡大する技術等を用いれば、データ取得に要する時間はさらに長くなる。このことは、限られた時間内に取得できるデータの総数が非常に少ないことを意味するので、リアルタイム処理を要求される車載レーダでは深刻な問題を惹起する。すなわち、時間平均で雑音を、空間平均で相関を抑圧しても、データのSNR(Signal-to-Noise Ratio)を十分改善する事ができず、ひいては、到来方向の推定精度が装置構成の犠牲になってしまう。また、SNRの低いデータを用いて正確なターゲット数を推定することは更に困難であるから、正確な到来波数を必要とする角度推定法の利用にも問題が生ずる。

10

【0009】

本発明の一態様に係る課題は、このような問題点に鑑み、低処理負荷による高精度な到来信号の到来方向推定技術を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明の各態様は、上述した課題を解決するために、それぞれ以下の構成を採用する。

20

【0011】

本発明の一態様に係る到来方向推定装置は、複数のセンサ素子により受信された各受信信号から得られるベースバンド信号(実際に到来方向推定に用いるのはデジタル信号であるが、特に混乱が予想されない限り両者を区別せずに用いる)ベクトルの相関ベクトルを用いることにより空間平均が適用された共分散行列を示す一般化HANKEL行列Rを生成する第1行列生成部と、一般化HANKEL行列Rの部分行列 R_1 及び R_2 を用いて線形演算することにより雑音部分空間への射影行列としての性質を有する核行列 γ_1 を生成し、この核行列 γ_1 と直交する核行列 γ_2 を生成する第2行列生成部と、核行列 γ_1 及び γ_2 のいずれか一方を分子に他方を分母に用いて定義された角度スペクトラム、又は、核行列 γ_1 及び γ_2 を用いた代数方程式から信号の到来方向を推定する推定部と、を備える。

30

【0012】

更に、他の態様として、上述のような構成を実現する到来方向推定方法、プログラム、このプログラムを記録したコンピュータが読み取り可能な記憶媒体等であってもよい。

【発明の効果】

【0013】

上記各態様によれば、低処理負荷による高精度な到来信号の到来方向推定技術を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】実施例1における到来方向推定装置の構成を示すブロック図。

【図2】合成エコー信号を説明するための概念図。

【図3】実施例2における到来方向推定装置の構成を示すブロック図。

【図4】従来技術を用いた到来方向推定の角度スペクトラムを示すグラフ。

【図5】変形例1における到来方向推定の角度スペクトラムを示すグラフ。

【図6】変形例2における到来方向推定装置の構成を示すブロック図。

【発明を実施するための形態】

【0015】

以下、一実施形態としての到来方向推定装置について具体例を挙げ説明する。以下の各実施例では、ターゲットの位置を推定するためのレーダに利用される到来方向推定装置が

40

50

例に挙げられるが、本実施形態の到来方向推定装置は、利用されるシステム等を限定するものではない。本実施形態の到来方向推定装置は、受信される到来波の到来方向を推定するシステムであればどのようなシステムに利用されてもよい。以下に述べる各実施例の構成はそれぞれ例示であり、本実施形態は以下の各実施例の構成に限定されない。

【実施例 1】

【0016】

以下、実施形態としての到来方向推定装置の実施例 1 について説明する。

【0017】

〔装置構成〕

図 1 は、実施例 1 における到来方向推定装置の構成を示すブロック図である。実施例 1 における到来方向推定装置は、図 1 に示すように、センサアレイ 11、受信部 12、ベースバンド変換部 13、アナログデジタル変換（以降、AD変換と表記）部 14、到来方向推定部 20 等を含む。これら各処理ブロックはそれぞれハードウェア構成要素として実現される（〔その他〕の項参照）。なお、これら各処理ブロックは、ソフトウェアの構成要素、又はハードウェア構成要素とソフトウェア構成要素との組み合わせとしてそれぞれ実現されてもよい（〔その他〕の項参照）。

【0018】

センサアレイ 11 は、異なる空間位置にそれぞれ配列された N 個のセンサ素子 $A_1 \sim A_N$ を有する。例えば、センサアレイ 11 は、各センサ素子が直線状に等間隔で配列された等間隔リニアアレイアンテナ（ULA (Uniform Linear Array) antenna）を形成する。各センサ素子は、到来信号（到来波）をそれぞれ受信する。実施例 1 における到来方向推定装置がレーダに搭載されている場合には、この到来信号は前記レーダの放射した送信信号がターゲットによって反射されて戻ってきたエコー信号となる。受信された各到来信号はそれぞれ受信部 12 へ送られる。なお、センサ素子の数 N は、受信アンテナとして作用するセンサ素子の数であって、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとを組み合わせると実効的な受信アンテナの数を拡大させる技術（以降、開口拡大技術と表記する）を用いた場合には実効的な受信アンテナ数に相当する。以降、 N を受信アンテナ数と表記する。

【0019】

受信部 12 は、各センサ素子で受信された各信号に対してそれぞれ低雑音増幅を施す。受信部 12 はこのように処理された受信信号をベースバンド変換部 13 へ送る。ベースバンド変換部 13 は、各受信信号を送信波の一部とミキシングすることで各ベースバンド信号をそれぞれ生成する。実施例 1 における到来方向推定装置がレーダに搭載されている場合は、この送信波はターゲット探知用のプローブ信号となる。

【0020】

AD変換部 14 は、このベースバンド信号を所定のサンプリング周期でサンプリングすることにより各デジタル信号にそれぞれ変換する。このように生成された各デジタル信号は到来方向推定部 20 へそれぞれ送られる。以降、到来方向推定部 20 へ送られるデジタル信号を合成エコー信号又は合成エコーと表記する。ここで用いる「合成」とは、各センサ由来のデジタル信号のそれぞれに、複数の目標からのエコー信号が重畳して含まれていることを意味する。

【0021】

図 2 は、合成エコー信号を説明するための概念図である。図 2 は、センサアレイ 11 が受信アンテナ数 N 、素子間隔 d の等間隔リニアアレイアンテナを形成する例を示す。図 2 は、 M ($N - 1$) 個の独立した信号が、互いに異なる角度 θ_m ($m = 1, 2, \dots, M$) でそれぞれ入射される例を示す。なお、 θ_m は、図 2 の Y 軸の方向を 0 度として時計回りを正方向として測った角度である。

【0022】

ここで、時刻 t において、 n 番目の受信センサ素子で受信された信号から得られる合成エコー信号 ($v_n(t)$) は、以下の式 (1.1) で示すことができる。 $x_m(t)$ は、 m 番目の目標からの到来信号（第 m 波）のベースバンド成分を示し、以降、目標エコー信号

10

20

30

40

50

又は目標エコーと表記する。また、 $\phi_{n,m}$ は空間位相情報（受信アンテナ素子 n における第 m 波の受信位相）を示し、 $n_n(t)$ は電力の加法性ガウス雑音成分を示す。また、 λ はキャリア信号（搬送波）の波長を示す。

【0023】

【数1】

$$v_n(t) = \sum_{m=1}^M x_m(t) \exp(j\phi_{n,m}) + n_n(t) \quad (1.1)$$

$$\phi_{n,m} \equiv \frac{2\pi}{\lambda} (n-1)d \sin \theta_m \quad (1.2)$$

10

【0024】

これにより、 N 個の受信センサ素子で受信された信号から得られる各合成エコー信号は、以下の式(1.3)で示されるようにベクトル $v(t)$ として示すことができる。以降、これを、合成エコー信号ベクトルと表記する。なお、式(1.3)から(1.6)において、 $n(t)$ は雑音ベクトルを、 $a(\theta_m)$ はモードベクトル(方向ベクトル)を、上付き添え字の T はベクトル又は行列の転置を示す。

【0025】

【数2】

$$v(t) = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^M x_m(t) \exp(j\phi_{1,m}) + n_1(t) \\ \vdots \\ \sum_{m=1}^M x_m(t) \exp(j\phi_{N,m}) + n_N(t) \end{bmatrix} = Ax(t) + n(t) \quad (1.3)$$

20

$$A \equiv [a(\theta_1), \dots, a(\theta_M)] = \begin{bmatrix} \exp(j\phi_{1,1}) & \cdots & \exp(j\phi_{1,M}) \\ \vdots & & \vdots \\ \exp(j\phi_{N,1}) & \cdots & \exp(j\phi_{N,M}) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

30

$$x(t) \equiv [x_1(t) \ \cdots \ x_M(t)]^T \quad (1.5)$$

$$n(t) \equiv [n_1(t) \ \cdots \ n_N(t)]^T \quad (1.6)$$

【0026】

到来方向推定部20は、各合成エコー信号をそれぞれ受けると、以下に示す各処理ブロックにより信号処理を施し、各目標エコー信号の到来方向(到来角度)を推定する。到来方向推定部20は、図1に示すように、到来信号数決定部21、一般化HANKEL行列生成部22、線形演算子計算部23、プロパゲータ行列計算部24、核行列計算部25、推定処理部26等を含む。これら処理ブロックは、それぞれハードウェア構成要素として実現される([その他]の項参照)。なお、これら各処理ブロックは、ソフトウェアの構成要素、又はハードウェア構成要素とソフトウェア構成要素との組み合わせとしてそれぞれ実現されてもよい([その他]の項参照)。以下、これら到来方向推定部20の各処理ブロックについてそれぞれ詳細に説明する。

40

【0027】

50

到来信号数決定部 2 1 は、目標数、即ち、到来信号数 M を決定する。到来信号数決定部 2 1 は、各合成エコー信号を用いた周知の目標数推定手法を用いて到来信号数 M を推定する。なお、この目標数推定手法は周知であるためここでは説明を省略する。到来信号数決定部 2 1 により決定された到来信号数 M は、一般化 H A N K E L 行列生成部 2 2 へ送られる。

【 0 0 2 8 】

一般化 H A N K E L 行列生成部 2 2 は、送られた各合成エコー信号を示す合成エコー信号ベクトルを用いて、以下のように一般化 H A N K E L 行列 R を生成する。

【 0 0 2 9 】

一般化 H A N K E L 行列生成部 2 2 は、合成エコー信号ベクトル $v(t)$ とその L 番目の成分の共役複素数 $v_L^*(t)$ との相関ベクトル r_{vL} を求め、この相関ベクトル r_{vL} から自己相関成分を取り除いたベクトル w_L を生成する。自己相関成分を取り除くのは雑音成分を除外するためである。相関ベクトル r_{vL} 及び w_L は以下の式 (2 . 2) 及び式 (2 . 3) で表わされる。ここで、L は、1 以上 N 以下の自然数であり、 $E[\cdot]$ は平均操作を示す。以降、相関ベクトル r_{vL} 及び w_L の各要素は、同一複素共役成分毎に受信センサの配列順に対応して並べられているものとして説明する。

【 0 0 3 0 】

【 数 3 】

$$r_{vL} = E[v(t)v_L^*(t)] = E[v_1(t)v_L^*(t), \dots, v_{N-1}(t)v_L^*(t), v_N(t)v_L^*(t)]^T \quad (2.1) \quad 20$$

($N \geq L \geq N - M + 1$ の場合)

$$w_L = E[v_1(t)v_L^*(t), \dots, v_{L-1}(t)v_L^*(t)]^T \quad (2.2)$$

($1 \leq L \leq M$ の場合)

$$w_L = E[v_{L+1}(t)v_L^*(t), \dots, v_N(t)v_L^*(t)]^T \quad (2.3)$$

【 0 0 3 1 】

一般化 H A N K E L 行列生成部 2 2 は、自己相関成分の取り除かれた相関ベクトル w_L から部分ベクトル $w_L(k)$ を抽出する。一般化 H A N K E L 行列生成部 2 2 は、各部分ベクトル $w_L(k)$ が受信アンテナ数 N から上記到来信号数 M を引いた数 ($N - M$) の次元 (以降、必要次元と表記する) を持つように抽出する。一般化 H A N K E L 行列生成部 2 2 は、上記相関ベクトル w_L のうちの、同一複素共役成分を有する成分のうち、自己相関成分までの連続して並ぶ成分の数が上記必要次元以上となる複数成分を要素とする部分ベクトル (以降、第 1 部分ベクトルと表記する) と、同一複素共役成分を有する成分のうち、自己相関成分より後の連続して並ぶ成分の数が上記必要次元以上となる複数成分を要素とする部分ベクトル (以降、第 2 部分ベクトルと表記する) と、を対象に部分ベクトルを抽出する。

【 0 0 3 2 】

第 1 部分ベクトルを対象とする場合 ($N - L - N - M + 1$ の場合) には、同一複素共役成分をそれぞれ有する各第 1 部分ベクトルから、自己相関成分を含まない連続して並ぶ上記必要次元の成分の各組み合わせがそれぞれ部分ベクトルとして抽出される。これにより抽出された部分ベクトル $w_L(k)$ は以下の式で示される。

【 0 0 3 3 】

10

20

30

40

【数 4】

(N ≥ L ≥ N - M + 1 の場合)

$$\mathbf{w}_L(k) = E \begin{pmatrix} \mathbf{v}_k(t) \mathbf{v}_L^*(t) \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{N-M+k-1}(t) \mathbf{v}_L^*(t) \end{pmatrix}; \quad k=1, \dots, L - (N - M) \quad (2.4)$$

【0034】

10

第 2 部分ベクトルを対象とする場合 (1 ≤ L ≤ M の場合) には、同一複素共役成分をそれぞれ有する各第 2 部分ベクトルから、自己相関成分を含まない連続して並ぶ上記必要次元の成分の各組み合わせがそれぞれ部分ベクトルとして抽出される。これにより抽出された部分ベクトル $\mathbf{w}_L(k)$ は以下の式で示される。

【0035】

【数 5】

(1 ≤ L ≤ M の場合)

$$\mathbf{w}_L(k) = E \begin{pmatrix} \mathbf{v}_{L+k}(t) \mathbf{v}_L^*(t) \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{N-M+L+k-1}(t) \mathbf{v}_L^*(t) \end{pmatrix}; \quad k=1, \dots, M - L + 1 \quad (2.5)$$

20

【0036】

一般化 HANKEL 行列生成部 2 2 は、上記部分ベクトル $\mathbf{w}_L(k)$ を並べることにより、以下の式 (2.6) 及び式 (2.7) のような第 1 行列 \mathbf{R}_{f1}^L 及び第 2 行列 \mathbf{R}_{f2}^L を生成する。なお、以下の式 (2.6) における $L = N$ の場合、及び、式 (2.7) における $L = 1$ の場合には、零行列は付加されない。零行列は、次元調整のために、同一要素位置の各成分の位相関係が行列相互に同じになるように付加される。

30

【0037】

【数 6】

(N ≥ L ≥ N - M + 1 の場合)

$$\mathbf{R}_{f1}^L = \left[\mathbf{0}_{(N-M) \times (N-L)}, \mathbf{w}_L(1), \dots, \mathbf{w}_L(M + L - N) \right] \quad (2.6)$$

(1 ≤ L ≤ M の場合)

$$\mathbf{R}_{f2}^L = \left[\mathbf{w}_L(1), \dots, \mathbf{w}_L(M - L + 1), \mathbf{0}_{(N-M) \times (L-1)} \right] \quad (2.7)$$

40

【0038】

一般化 HANKEL 行列生成部 2 2 は、上記第 1 行列 \mathbf{R}_{f1}^L をそれぞれ加算することで以下のように FSS - 一般化 HANKEL 行列 \mathbf{R}_{f1} を生成する。この加算により位相関係が同じ各成分 (要素) がそれぞれ足しあわされる。同様に、一般化 HANKEL 行列生成部 2 2 は、上記第 2 行列 \mathbf{R}_{f2}^L をそれぞれ加算することで以下のように FSS - 一般化 HANKEL 行列 \mathbf{R}_{f2} を生成する。

【0039】

【数 7】

$$\mathbf{R}_{f1} = \sum_{l=N}^{N-M+1} \mathbf{R}_{f1}^l \quad (2.8)$$

$$\mathbf{R}_{f2} = \sum_{l=1}^M \mathbf{R}_{f2}^l \quad (2.9)$$

10

【0040】

ここで、FSS - 一般化 HANKEL 行列 \mathbf{R}_{f1} 及び \mathbf{R}_{f2} は、第 1 行列 \mathbf{R}_{f1}^L 及び第 2 行列 \mathbf{R}_{f2}^L が零行列で次元調整されているため、各列ベクトル間でベクトルの大きさが異なる。そこで、一般化 HANKEL 行列生成部 22 は、各列ベクトルの大きさを合わせるために、以下のような $(N-M) \times M$ 次の係数行列 \mathbf{G}^{M1} 及び \mathbf{G}^{M2} と上記 FSS - 一般化 HANKEL 行列 \mathbf{R}_{f1} 及び \mathbf{R}_{f2} とのアダマール積を算出する。アダマール積とは要素毎の積であり、(Hadamard) で示す。なお、計算量を削減したい場合等には、式 (2.11) 及び式 (2.13) を用いず、上記式 (2.8) 及び式 (2.9) で算出される FSS - 一般化 HANKEL 行列 \mathbf{R}_{f1} 及び \mathbf{R}_{f2} をそのまま用いるようにしてもよい。但し、ベクトルの大きさを平均するアダマール積を用いた場合のほうが、角度推定の精度は向上する。

20

【0041】

【数 8】

$$\mathbf{G}^{M1} = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & \dots & 1/M \\ 1 & 1/2 & & 1/M \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & 1/2 & \dots & 1/M \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{R}_{f1} = \mathbf{G}^{M1} (\text{Hadamard}) \mathbf{R}_{f1} \quad (2.11)$$

30

$$\mathbf{G}^{M2} = \begin{bmatrix} 1/M & 1/(M-1) & \dots & 1 \\ 1/M & 1/(M-1) & & 1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1/M & 1/(M-1) & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{R}_{f2} = \mathbf{G}^{M2} (\text{Hadamard}) \mathbf{R}_{f2} \quad (2.13)$$

40

【0042】

更に、精度を向上させ、受信センサの一部が故障した場合でも角度推定の計算が破綻しない様にするには、式 (2.8) 及び (2.9) の代わりに、以下の式 (2.8a) 及び式 (2.9a) なるスカラーを導入して、以下の式 (2.8b) 及び (2.9b) を生成する。そして、これらを対象として、上記式 (2.10) から (2.13) を生成しても良い。

【0043】

【数 9】

(N ≥ L ≥ N - M + 1 の場合)

$$h_1^L = \frac{|v_N|}{|v_L^*|} \quad (2.8a)$$

(1 ≤ L ≤ M の場合)

$$h_2^L = \frac{|v_1|}{|v_L^*|} \quad (2.9a)$$

10

$$\mathbf{R}_{f1} = \sum_{l=N}^{N-M+1} h_1^l \mathbf{R}_{f1}^l \quad (2.8b)$$

$$\mathbf{R}_{f2} = \sum_{l=1}^M h_2^l \mathbf{R}_{f2}^l \quad (2.9b)$$

【0044】

なお、式(2.8a)及び式(2.9a)のスカラの分子は、それぞれのLの範囲のセンサの中で故障等によって利用できないセンサを除いて、例えば、一番小さいLと一番大きなLとに対応する信号で置き換えてもよい。

20

【0045】

一般化HANKEL行列生成部22は、上述のように生成されたFSS - 一般化HANKEL行列 \mathbf{R}_{f1} 及び \mathbf{R}_{f2} を用いて以下のようにBSS - 一般化HANKEL行列 \mathbf{R}_{b1} 及び \mathbf{R}_{b2} を生成する。以下の式(2.14)及び(2.15)において、行列 \mathbf{R}_{f1}^* 及び \mathbf{R}_{f2}^* は、FSS - 一般化HANKEL行列 \mathbf{R}_{f1} 及び \mathbf{R}_{f2} の各要素の共役複素数をそれぞれ要素とする行列であり、行列 \mathbf{J}_{N-M} は(N - M)次の反対角単位行列であり、行列 \mathbf{J}_M はM次の反対角単位行列である。

【0046】

30

【数10】

$$\mathbf{R}_{b1} = \mathbf{J}_{N-M} \mathbf{R}_{f2}^* \mathbf{J}_M \quad (2.14)$$

$$\mathbf{R}_{b2} = \mathbf{J}_{N-M} \mathbf{R}_{f1}^* \mathbf{J}_M \quad (2.15)$$

【0047】

一般化HANKEL行列生成部22は、上述のように生成されたFSS - 一般化HANKEL行列 \mathbf{R}_{f1} 及び \mathbf{R}_{f2} 、BSS - 一般化HANKEL行列 \mathbf{R}_{b1} 及び \mathbf{R}_{b2} を用いて以下のように一般化HANKEL行列 \mathbf{R} を生成する。一般化HANKEL行列生成部22は、生成された一般化HANKEL行列 \mathbf{R} を線形演算子計算部24へ送る。

40

【0048】

【数11】

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{f1} & \mathbf{R}_{f2} & \mathbf{R}_{b1} & \mathbf{R}_{b2} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

【0049】

一般化HANKEL行列生成部22は、高い推定精度を実現するためには、式(2.1

50

6) に示すように一般化 HANKEL 行列 R を生成することが好ましいが、空間平均行列 R_{f1} 、 R_{f2} 、 R_{b1} 及び R_{b2} の少なくとも 1 つを用いて一般化 HANKEL 行列 R を生成するようにしてもよい。例えば、不具合により一部のセンサ素子から受信信号が得られず、式 (2.8b) 及び (2.9b) による補償を行っても、必要な全ての角度情報を持つ空間平均行列 R_{f1} 、 R_{f2} 、 R_{b1} 及び R_{b2} のいずれかが生成できない場合には、正常に生成された空間平均行列のみを用いるようにすればよい。これにより、センサ素子等の機器に不具合が生じた場合であっても、到来方向推定に必要な位相を含む行列 R の全要素が欠損する可能性は低くなるため、到来方向推定機能が停止する可能性も低くなる。一般化 HANKEL 行列生成部 22 は、一般化 HANKEL 行列 R と共に、その一般化 HANKEL 行列 R に含まれる空間平均行列 R_{f1} 、 R_{f2} 、 R_{b1} 及び R_{b2} の数 K を線形演算子計算部 24 へ通知するようにする。

10

【0050】

線形演算子計算部 23 は、一般化 HANKEL 行列生成部 22 から送られる一般化 HANKEL 行列 R をその行列 R を生成するために用いた空間平均行列の数 K に基づいて、以下のように、部分行列 R_1 と部分行列 R_2 とに分割する。一般化 HANKEL 行列 R は $((N - M) \times KM)$ の次元を持ち、部分行列 R_1 は $(M \times KM)$ の次元を持ち、部分行列 R_2 は $((N - 2M) \times KM)$ の次元を持つ。線形演算子計算部 23 は、部分行列 R_1 と R_2 とを用いて線形演算子 を生成する。線形演算子計算部 23 は、生成された線形演算子 をプロパゲータ行列計算部 24 へ送る。なお、式 (3.2) 等に現れる上付き添え字の -1 は逆行列を示し、H は複素共役転置を示す。

20

【0051】

【数12】

$$R = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\Gamma = (R_1 R_1^H)^{-1} R_1 R_2^H \quad (3.2)$$

30

【0052】

プロパゲータ行列計算部 24 は、線形演算子 と $(N - 2M)$ 次の単位行列 I_{N-2M} とを用いて、以下の式 (3.3) に示すようにプロパゲータ行列 を生成する。プロパゲータ行列計算部 24 は、このプロパゲータ行列 を核行列計算部 25 へ送る。また、プロパゲータ行列計算部 24 は、上記算出されたプロパゲータ行列 から以下の式 (3.4) に示すように算出される直交化プロパゲータ行列 ' をプロパゲータ行列 の代わりに核行列計算部 25 へ送るようにしてもよい。

【0053】

【数13】

$$\Pi = \begin{bmatrix} \Gamma \\ -I_{N-2M} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\Pi' = \Pi (\Pi^H \Pi)^{-1/2} \quad (3.4)$$

40

【0054】

核行列計算部 25 は、プロパゲータ行列 又は直交化プロパゲータ行列 ' を用いて以下のように核行列 Σ を生成する (式 (3.5) 又は式 (3.6))。この生成された核行

50

列 Ω_1 は、雑音部分空間への射影行列としての性質を持つ。核行列 Ω_1 は $(N - M)$ の次元を持つ。

【 0 0 5 5 】

【 数 1 4 】

$$\Omega_1 = \Pi (\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H \quad (3.5)$$

$$\Omega_1 = \Pi' \Pi'^H \left(= \Pi (\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H \right) \quad (3.6) \quad 10$$

【 0 0 5 6 】

核行列計算部 2 5 は、式 (3.5) 又は式 (3.6) で算出された核行列 Ω_1 を用いて、核行列 Ω_1 と直交する核行列 Ω_2 を算出する。これにより、核行列 Ω_2 は、雑音部分空間への射影行列を示す Ω_1 に直交するため、信号部分空間への射影行列を示す。核行列計算部 2 5 は、 $(N - M)$ 次の単位行列 I_{N-M} から上記のように算出された核行列 Ω_1 を引くことにより核行列 Ω_2 を算出する (式 (3.7) 参照)。核行列 Ω_2 は $(N - M)$ の次元を持つ。

【 0 0 5 7 】

20

【 数 1 5 】

$$\Omega_2 = I_{N-M} - \Omega_1 \quad (3.7)$$

【 0 0 5 8 】

なお、式 (3.7) で算出された核行列 Ω_2 が核行列 Ω_1 と直交することは、以下のように証明することができる。まず、核行列 Ω_1 は、以下の式 (3.8) 及び式 (3.9) で示される特性を有する。そして、核行列 Ω_1 と核行列 Ω_2 とが直交する場合には、以下の式 (3.10) で示される関係が成立する。この式 (3.10) の第 2 項の核行列 Ω_2 に上記式 (3.7) を代入すれば、式 (3.8) 及び式 (3.9) の関係に基づいて、式 (3.11) のように核行列 Ω_2 と核行列 Ω_1 との直交関係が成立することを確認することができる。

30

【 0 0 5 9 】

【 数 1 6 】

$$\Omega_1^H = \left[\Pi (\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H \right]^H = \Pi (\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H = \Omega_1 \quad (3.8)$$

$$\Omega_1^H \Omega_1 = \Omega_1 \Omega_1 = \Pi (\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H \Pi (\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H = \Pi (\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H = \Omega_1 \quad (3.9)$$

$$\Omega_1 \Omega_2^H = \Omega_1^H \Omega_2 = 0 \quad (3.10) \quad 40$$

$$\Omega_1^H \Omega_2 = \Omega_1 (I_{N-M} - \Omega_1) = \Omega_1 - \Omega_1 \Omega_1 = \Omega_1 - \Omega_1 = 0 \quad (3.11)$$

【 0 0 6 0 】

核行列計算部 2 5 は、算出された核行列 Ω_1 及び Ω_2 を推定処理部 2 6 へ送る。

【 0 0 6 1 】

推定処理部 2 6 は、核行列 Ω_1 及び Ω_2 の少なくとも一方を分子にその他方を分母に用いた角度スペクトラムを算出する (勿論、分母分子の双方で Ω_1 と Ω_2 とを線形結合等で組み合わせて用いても良い)。以下の式 (3.12) は、雑音部分空間への射影行列を示す核行列 Ω_1 を分母に、信号部分空間への射影行列を示す核行列 Ω_2 を分子に用いて角度スペク

50

トラムが算出される例を示す。推定処理部 26 は、この角度スペクトラムでモードベクトルのパラメータを走査し、 $P(\theta)$ がピークを示す θ の値を取得することにより到来波の到来角度を推定する。この場合、パラメータを用いるモードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ は、 $\mathbf{a} = \mathbf{d} / \alpha$ として以下の式 (3.13) で定義される。

【0062】

【数17】

$$P(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{\Omega}_2 \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{\Omega}_1 \mathbf{a}(\theta)} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, \exp(j2\pi\alpha \sin\theta), \dots, \exp(j2\pi\alpha(N-M-1)\sin\theta)]^T \quad (3.13)$$

10

【0063】

推定処理部 26 は、上述のような角度スペクトラムではなく、代数方程式を用いて到来波の到来角度を推定するようにしてもよい。この場合には、推定処理部 26 は、以下の式 (3.14) を満足する解の候補 z_m を取得し、この候補 z_m を以下の式 (3.15) の z に代入して得られる解が 0 に近似する z_m を最終的に決定する。推定処理部 26 は、この決定された z_m を以下の式 (3.16) に代入することにより到来波の到来角度 θ_m を推定する。

【0064】

【数18】

$$\mathbf{a}(1/z)^T \mathbf{\Omega}_1 \mathbf{a}(z) = 0 \quad (3.14)$$

$$\mathbf{a}(1/z)^T \mathbf{\Omega}_2 \mathbf{a}(z) \quad (3.15)$$

$$\theta_m = \arcsin[(1/(2\pi\alpha)) \arg(z_m)] \quad (3.16)$$

20

【0065】

或いは、式 (3.14a) で定義する有理関数、

【0066】

【数19】

$$f(z) = \frac{\mathbf{a}^T(1/z) \mathbf{\Omega}_2 \mathbf{a}(z)}{\mathbf{a}^T(1/z) \mathbf{\Omega}_1 \mathbf{a}(z)} \quad (3.14a)$$

30

【0067】

の z に対する極値問題を解いて、極大値を与える z の値から (3.16) 式によって到来波の到来角度 θ_m を推定しても良い。この場合の解法には、Newton 法等の非線形最適化手法が用いられる。

40

【0068】

〔実施例 1 における作用及び効果〕

実施例 1 における到来方向推定装置では、センサアレイ 11 のうちの N 個のセンサ素子で受信された各受信信号から各ベースバンド信号、そして各デジタル信号がそれぞれ生成される (受信部 12、ベースバンド変換部 13、AD 変換部 14)。その後、到来方向推定部 20 の一般化 HANKEL 行列生成部 22 において、この各デジタル信号を要素に持つ合成エコー信号ベクトル $\mathbf{v}(t)$ の相関ベクトルから一般化 HANKEL 行列 \mathbf{R} が生成される (一般化 HANKEL 行列生成部 22)。

【0069】

線形演算子計算部 23 及びプロパゲータ行列計算部 24 において、この生成された一般

50

化 HANKEL 行列 R の部分行列 R_1 及び R_2 を用いた線形演算が実行されることで、線形演算子、及び、プロパゲータ行列又は直交化プロパゲータ行列が生成される。これら生成された行列が用いられることにより、核行列計算部 25 において、雑音部分空間への射影行列としての性質を有する核行列 \mathbf{r}_1 が生成され、この核行列 \mathbf{r}_1 と直交する核行列 \mathbf{r}_2 が生成される。結果、推定処理部 26 において、この核行列 \mathbf{r}_1 及び \mathbf{r}_2 がそれぞれ用いられて定義された角度スペクトラム、又は、代数方程式等から信号の到来方向が推定される。

【0070】

特に、角度スペクトラムにより推定される場合には、雑音部分空間への射影行列としての性質を有する核行列 \mathbf{r}_1 を分母に利用し、それに直交する、即ち、信号部分空間への射影行列を示す核行列 \mathbf{r}_2 を分子に利用する。より一般的には、いずれか一方が分母で他方が分子に利用される。これにより、実施例 1 において利用される角度スペクトラム $P(\theta)$ では、雑音部分空間における角度スペクトラム $a^H(\theta) \mathbf{r}_1 a(\theta)$ が極小値を取る場合のモードベクトル $a(\theta)$ に対し、同時に信号部分空間に於ける角度スペクトラム $a^H(\theta) \mathbf{r}_2 a(\theta)$ が極大値を取るため、推定目標角度のピークが強調され、雑音に基づく偽ピークが抑圧される。

10

【0071】

従って、実施例 1 における到来方向推定装置によれば、高精度な到来方向推定を実現することができる。

【0072】

また、実施例 1 では、上述のような核行列 \mathbf{r}_1 及び \mathbf{r}_2 を生成するのに利用される一般化 HANKEL 行列 R の要素となる FSS - 一般化 HANKEL 行列 R_{f1} 及び R_{f2} は以下のように生成される。

20

【0073】

一般化 HANKEL 行列生成部 22 において、合成エコー信号ベクトル $v(t)$ とその各成分（要素）の共役複素数 $v_L^*(t)$ との相関ベクトル r_{vL} が取得され、この相関ベクトル r_{vL} から $(N - M)$ 次元の複数の部分ベクトル ($w_L(k)$) が抽出される。

【0074】

各部分ベクトルは、相関ベクトル r_{vL} における同一複素共役成分毎に受信センサの配列順に対応して並べられた複数成分から、同一複素共役成分を有し自己相関成分を含まない連続して並ぶ $(N - M)$ 個の成分の組み合わせをそれぞれ要素に持つように抽出される。

30

【0075】

このように抽出された各部分ベクトルが同一複素共役成分を有するもの毎に並べられ、位相関係の合う成分同士が同じ要素位置となるように次元が合わせられた $((N - M) \times M)$ 次の第 1 行列 R_{f1}^L 及び第 2 行列 R_{f2}^L が生成される。

【0076】

第 1 行列 R_{f1}^L は、同一複素共役成分を有する成分のうち自己相関成分までの連続して並ぶ複数成分から抽出された組み合わせを要素に持つ部分ベクトルから生成される。第 2 行列 R_{f2}^L は、同じ複素共役成分を有する複数成分のうち自己相関成分より後の連続して並ぶ複数成分から抽出された組み合わせを要素に持つ部分ベクトルから生成される。第 1 行列 R_{f1}^L 及び第 2 行列 R_{f2}^L はそれぞれ足し合わされ、FSS - 一般化 HANKEL 行列 R_{f1} 及び R_{f2} が算出される。

40

【0077】

このように、実施例 1 によれば、複数の複素共役成分を有する相関ベクトルの要素から空間平均行列が生成される。従って、実施例 1 によれば、低い周波数を持つ信号で変調されたプローブ信号を用いることにより、少ない測定回数での角度推定が求められている場合であっても、精度の高い角度推定を行うことができる。

【実施例 2】

【0078】

図 3 は、実施例 2 における到来方向推定装置の構成を示すブロック図である。実施例 2

50

における到来方向推定装置は、図3に示すように、実施例1の構成に加えて、更に、スケーリング行列計算部31を含む。以下、実施例2における到来方向推定装置について、実施例1と異なる構成についてのみ説明する。

【0079】

実施例2における到来信号数決定部21は、センサアレイ11で角度推定可能な最大の到来信号数を到来信号数Mに決定する。この場合、到来信号数Mは、例えば、 $(N-1)/2$ 以下となる最大の自然数に決定される。到来信号数決定部21は、このように決定される到来信号数Mを固定値として予めメモリに保持するようにしてもよい。これにより、実施例2では、実施例1のような到来信号数推定処理が行われなため計算負荷を低減させることができる。

10

【0080】

このように、実施例2は、正確な到来信号数Mを用いることなく精度の高い角度推定を行うことができる。これは、以下に示すようなスケーリング行列が核行列を算出するにあたり利用されるからである。なお、実施例2においても、実施例1と同様に、到来信号数推定処理により正確な到来信号数Mが決定されるようにしてもよい。

【0081】

スケーリング行列計算部31は、線形演算子計算部23から線形演算子 Γ 及び部分行列 R_1 及び R_2 を受け、これらを用いて以下の式(4.1)のようにスケーリング行列 A を生成する。スケーリング行列計算部31は、算出されたスケーリング行列 A を核行列計算部25へ送る。

20

【0082】

【数20】

$$A = R_2 R_2^H - R_2 R_1^H \Gamma \quad (4.1)$$

【0083】

核行列計算部25は、スケーリング行列計算部31からスケーリング行列 A (式(4.1))を受け、プロパゲータ行列計算部24からプロパゲータ行列 Π (式(3.3))又は直交化プロパゲータ行列 Π' (式(3.4))を受ける。核行列計算部25は、スケーリング行列 A とプロパゲータ行列 Π 又は直交化プロパゲータ行列 Π' とから、以下のよう

30

に核行列 Ω_1 を算出する(式(4.2)又は式(4.3))。

【0084】

【数21】

$$\Omega_1 = \Pi A^{-1} \Pi^H = (R R^H)^{-1} - \begin{pmatrix} (R_1 R_1^H)^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

$$\Omega_1 = \Pi' \Lambda^{-1} \Pi'^H \quad (4.3)$$

40

【0085】

核行列計算部25は、式(4.2)又は式(4.3)で算出された核行列 Ω_1 を用いて、核行列 Ω_1 と直交する核行列 Ω_2 を算出する。核行列 Ω_2 の算出手法の例として、実施例2では以下の2つの手法のいずれかが利用される。

【0086】

〔第1算出手法〕

核行列計算部25は、第1算出手法では、例えば以下の式(4.4)を用いて核行列 Ω_2 を算出する。

【0087】

50

【数 2 2】

$$\mathbf{\Omega}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{\Omega}_2^{11} & \mathbf{\Omega}_2^{12} \\ \mathbf{\Omega}_2^{21} & \mathbf{\Omega}_2^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1 \mathbf{R}_1^H & \mathbf{0}_{M \times (N-2M)} \\ \mathbf{R}_2 \mathbf{R}_1^H & \mathbf{0}_{N-2M} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

【0088】

以下、この式(4.4)の根拠を式(4.2)で示される核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ の例を用いて説明する。上述したように、核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ と核行列 $\mathbf{\Omega}_2$ とが直交する場合には、上記式(3.10)で示される関係が成立する。更に、核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ は、上記式(3.8)で示される特性を有し、プロパゲータ行列 $\mathbf{\Pi}$ は、上記式(3.3)で示される。これら関係に基づいて上記式(3.10)の第1項を計算すると、以下の式(4.5)が示される。

【0089】

【数 2 3】

$$\mathbf{\Omega}_1^H \mathbf{\Omega}_2 = [\mathbf{\Pi} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{\Pi}^H]^H \mathbf{\Omega}_2 = \mathbf{\Pi} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{\Pi}^H \mathbf{\Omega}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{\Gamma}^H & -\mathbf{\Gamma} \mathbf{A}^{-1} \\ -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{\Gamma}^H & \mathbf{A}^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{\Omega}_2 \quad (4.5)$$

【0090】

核行列 $\mathbf{\Omega}_2$ を核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ の部分行列と同じ次元の部分行列 $\mathbf{\Omega}_2^{11}$ 、 $\mathbf{\Omega}_2^{12}$ 、 $\mathbf{\Omega}_2^{21}$ 、 $\mathbf{\Omega}_2^{22}$ に分割すると、核行列 $\mathbf{\Omega}_2$ を求めるための方程式が以下の式(4.6)で示される。この方程式の第1列目及び第2列目からそれぞれ以下の式(4.7)及び式(4.8)の関係が得られる。

【0091】

【数 2 4】

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{\Gamma}^H & -\mathbf{\Gamma} \mathbf{A}^{-1} \\ -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{\Gamma}^H & \mathbf{A}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Omega}_2^{11} & \mathbf{\Omega}_2^{12} \\ \mathbf{\Omega}_2^{21} & \mathbf{\Omega}_2^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Omega}_2^{11} - \mathbf{\Omega}_2^{21}) & \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Omega}_2^{12} - \mathbf{\Omega}_2^{22}) \\ -\mathbf{A}^{-1} (\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Omega}_2^{11} - \mathbf{\Omega}_2^{21}) & -\mathbf{A}^{-1} (\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Omega}_2^{12} - \mathbf{\Omega}_2^{22}) \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (4.6)$$

$$\mathbf{\Gamma} \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Omega}_2^{11} - \mathbf{\Omega}_2^{21}) = -\mathbf{A}^{-1} (\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Omega}_2^{11} - \mathbf{\Omega}_2^{21}) = \mathbf{0} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{\Gamma} \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Omega}_2^{12} - \mathbf{\Omega}_2^{22}) = -\mathbf{A}^{-1} (\mathbf{\Gamma}^H \mathbf{\Omega}_2^{12} - \mathbf{\Omega}_2^{22}) = \mathbf{0} \quad (4.8)$$

【0092】

式(4.7)及び式(4.8)の関係から、以下の式(4.9)及び(4.10)を満たす核行列 $\mathbf{\Omega}_2$ の各部分行列をそれぞれ求めればよい。式(4.9)及び(4.10)において各項に挟まれる記号は直交を示す。ここで、行列 \mathbf{A}^{-1} がスカラとなる場合には、以下の式(4.11)及び(4.12)を満たす核行列 $\mathbf{\Omega}_2$ の各部分行列をそれぞれ求めればよい。上記式(3.2)に基づいて、式(4.4)の成分を下記式(4.11)及び(4.12)に代入すれば、この $\mathbf{\Omega}_2$ が式(3.10)を満たす事は明らかである。式(4.11)及び(4.12)を満たす $\mathbf{\Omega}_2$ には様々な別解が存在し、それらを求める事は簡単であるが、一般的には、部分行列 $\mathbf{\Omega}_2^{11}$ 、 $\mathbf{\Omega}_2^{12}$ 、 $\mathbf{\Omega}_2^{21}$ 、 $\mathbf{\Omega}_2^{22}$ に対する方程式とみなして、最小自乗法等で解いてもよい。

【0093】

10

20

30

40

【数 2 5】

$$A^{-1} \perp \Gamma^H \Omega_2^{11} - \Omega_2^{21} \quad (4.9)$$

$$A^{-1} \perp \Gamma^H \Omega_2^{12} - \Omega_2^{22} \quad (4.10)$$

$$\Gamma^H \Omega_2^{11} - \Omega_2^{21} = 0 \quad (4.11)$$

$$\Gamma^H \Omega_2^{12} - \Omega_2^{22} = 0 \quad (4.12)$$

10

【0094】

なお、Mを(N-1)/2以下となる最大の自然数とした場合、行列 A^{-1} の次元は最大でも2であるため、もし、行列 A^{-1} の次元が1を超える場合であっても、スケーリング行列 A^{-1} を固有値分解して、式(4.9)及び(4.10)の左項と直行する核行列 Ω_2 の各部分行列がそれぞれ取得されるようにすればよい。

【0095】

〔第2算出手法〕

核行列計算部25は、第2算出手法では以下の式(4.13)を用いて核行列 Ω_2 を算出する。 20

【0096】

【数 2 6】

$$\Omega_2 = RR^H \quad (4.13)$$

【0097】

以下、この式(4.13)の根拠を式(4.2)で示される核行列 Ω_1 の例を用いて説明する。到来信号が存在している角度位置ではプロパゲータの理論により式(4.14)が成立することが知られている。よって、到来信号が存在している角度位置における、一般化HANKEL行列Rとこの行列Rの複素共役転置(エルミート共役転置) R^H との積は、式(4.14)の関係及び上記式(3.1)の部分行列 R_1 及び R_2 などを用いて式(4.15)のように展開される。 30

【0098】

【数 2 7】

$$R_2^H = R_1^H \Gamma \quad (4.14)$$

$$RR^H = \begin{bmatrix} R_1 \\ \Gamma^H R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1^H & R_1^H \Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_M \\ \Gamma^H \end{bmatrix} R_1 R_1^H \begin{bmatrix} I_M & \Gamma \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

40

【0099】

ここで、式(4.15)に含まれる、M次の単位行列 I_M と線形演算子 Γ とから構成される行列を以下の式(4.16)のように行列 Ω と定義すると、この行列

はプロパゲータ行列 Ω と直交することが式(4.17)のように示される。すなわち、プロパゲータ行列 Ω が雑音部分空間への写像に対応しているのに対し、行列 Ω は、信号部分空間への写像に対応している事が分かる。従って、上記式(4.13)により、核行列 Ω_1 に直交する核行列 Ω_2 を算出することができる。

【0100】

50

【数 2 8】

$$\Sigma = \begin{bmatrix} I_M \\ \Gamma^H \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\Pi^H \Sigma = \begin{bmatrix} \Gamma^H & -I_{N-2M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_M \\ \Gamma^H \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (4.17)$$

【0101】

ここで、本実施形態において行列 Σ_1 と Σ_2 とが直交であるとは、以下のような場合も含むものとする。すなわち、第 2 算出手法では、式 (4.2) で示される Σ_1 を第 1 の核行列とし、式 (4.13) で示される Σ_2 を第 2 の核行列としたので、式 (4.2) の最右辺と式 (4.13) とを用いて、直交関係の式 (3.10) を計算すると、

【0102】

【数 2 9】

$$\Omega_1^H \Omega_2 = \left[\begin{array}{c} (RR^H)^{-1} - \begin{pmatrix} (R_1 R_1^H)^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \\ \mathbf{0} \end{array} \right] (RR^H) = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & -\Gamma \\ \mathbf{0} & I_{N-2M} \end{pmatrix} \quad (4.17a)$$

【0103】

となる。この場合、 Σ_1 、 Σ_2 で部分空間との関係を決定する主要な行列 Σ_1 、 Σ_2 の間には直交関係が成り立つが、核行列 Σ_1 、 Σ_2 全体としては完全な直交関係を満たさない。このような場合も、行列 Σ_1 と Σ_2 とが実質的に直交であるものとする。

【0104】

〔実施例 2 における作用及び効果〕

実施例 2 における到来方向推定装置では、到来信号数推定処理を行うことなく、センサアレイ 11 で角度推定可能な最大の到来信号数が到来信号数 M に決定され、この到来信号数 M を用いて到来方向推定が行われる。従って、実施例 2 によれば、到来信号数推定処理を省くことにより計算負荷を低減することができる。

【0105】

実施例 2 における到来方向推定では、スケーリング行列計算部 31 において一般化 HANKEL 行列 R の部分行列 R_1 及び R_2 、並びに線形演算子 Γ が利用されることにより、スケーリング行列 (式 (4.1)) が算出される。実施例 2 では、プロパゲータ行列 Σ_1 又は直交化プロパゲータ行列 Σ_2 ' に加えて、このスケーリング行列 Γ が利用されることで核行列 Σ_1 が算出される。結果、この核行列 Σ_1 とこれに直交する核行列 Σ_2 とを用いて実施例 1 と同様に到来方向が推定される。

【0106】

これにより、実施例 2 によれば、信号の有無に極めて敏感に反応するスケーリング行列を利用して雑音部分空間への射影行列としての性質を有する核行列 Σ_1 が算出されるため、正確な到来信号数 M が決定されない場合であっても、高い精度の到来方向推定を実現することができる。

【0107】

〔変形例 1〕

上述の実施例 1 及び 2 では、複数の複素共役成分を有する相関ベクトルの要素から空間平均行列 (一般化 HANKEL 行列) が生成されていた。具体的には、実施例 1 及び 2 における一般化 HANKEL 行列生成部 22 は、1 以上 N 以下の自然数 L を用いて示される

10

20

30

40

50

相関ベクトル r_{vL} (式 (2.1)) を対象として L の範囲に応じた第 1 行列 R_{f1}^L と第 2 行列 R_{f2}^L とを生成していた。変形例 1 では、HANKEL 行列生成部 22 は、合成エコー信号ベクトル $v(t)$ と N 番目の成分の共役複素数 $v_N^*(t)$ との相関ベクトル r_{vN} 、及び、 $v(t)$ と 1 番目の成分の共役複素数 $v_1^*(t)$ との相関ベクトル r_{v1} とを対象とする。このとき、一般化 HANKEL 行列生成部 22 は、以下の式 (5.1a)、(5.1b) で示される相関ベクトル r_{vN} 、 r_{v1} を生成する。

【0108】

【数30】

$$r_{vN} = E[v(t)v_N^*(t)] \quad (5.1a) \quad 10$$

$$r_{v1} = E[v(t)v_1^*(t)] \quad (5.1b)$$

【0109】

一般化 HANKEL 行列生成部 22 は、この相関ベクトルの要素を以下の式 (5.2a)、(5.2b) 及び式 (5.3a)、(5.3b) のように並べて行列 R_{f1} 、 R_{f2} を生成する。変形例 1 における一般化 HANKEL 行列生成部 22 は、更にこのように生成された行列 R_{f1} 、 R_{f2} に対し、式 (2.14)、(2.15) と同様にして行列 R_{b1} 、 R_{b2} を求め、式 (2.16) の様に並べて線形演算子計算部 24 へ送る一般化 HANKEL 行列 R として用いる。以降、この一般化 HANKEL 行列 R を用いた到来方向推定手法については、上述の実施例 1 を用いてもよいし、実施例 2 を用いてもよい。

【0110】

【数31】

$$r_{vN}(k) = E \begin{pmatrix} v_k(t)v_N^*(t) \\ \vdots \\ v_{N-M+k-1}(t)v_N^*(t) \end{pmatrix} \quad (k=1, \dots, M) \quad (5.2a) \quad 30$$

$$r_{v1}(k) = E \begin{pmatrix} v_{1+k}(t)v_1^*(t) \\ \vdots \\ v_{N-M+k}(t)v_1^*(t) \end{pmatrix} \quad (k=1, \dots, M) \quad (5.2b)$$

$$R_{f1} = [r_{vN}(1), \dots, r_{vN}(M)] \quad (5.3a) \quad 40$$

$$R_{f2} = [r_{v1}(1), \dots, r_{v1}(M)] \quad (5.3b)$$

【0111】

〔変形例 1 における作用及び効果〕

変形例 1 では、 N 番目と 1 番目の複素共役成分を有する相関ベクトルの要素から一般化 HANKEL 行列 R が生成され、この行列 R に基づいて到来方向推定が行われる。変形例 1 によれば、実施例 1 及び 2 と較べて一般化 HANKEL 行列 R を生成するために利用される相関ベクトルの要素は少なくなるものの、式 (3.12) で示されるような核行列 κ_1 及び κ_2 を用いた角度推定により高精度の到来方向推定を実現することができる。また、変形例 1 によれば、相関ベクトルの扱われる要素数が少ないため計算量の削減という観点

において有効である。

【 0 1 1 2 】

以下、図 4 及び 5 を用いて、変形例 1 における到来方向推定の効果について説明する。図 4 は、従来技術を用いた到来方向推定の角度スペクトラムを示すグラフである。図 5 は、変形例 1 における到来方向推定の角度スペクトラムを示すグラフである。なお、図 4 及び 5 に示すシミュレーションでは、第 1 ターゲットが相対距離 40 メートル (m) の角度 0 度に、第 2 ターゲットが相対距離 40 (m) の角度 3 度に存在するものと仮定している。また、相対速度については両ターゲットとも 0 (k m / h) としている。

【 0 1 1 3 】

図 4 には、従来技術を用いた到来方向推定の角度スペクトラムとして、DBF 法 (F F T - D B F と表記)、MUSIC 法 (F B S S - M U S I C と表記)、先行技術文献の特許文献 2 で開示される技術 (P R I S M と表記) のそれぞれが示される。図 4 に示されるように、従来技術では、第 1 ターゲット及び第 2 ターゲットの位置に明確なピークを確認できるものの、その他の位置にも雑音に基づく偽ピークが存在する。

【 0 1 1 4 】

図 5 には、変形例 1 における角度スペクトラム (M - P R I S M と表記) と共に、上記式 (3 . 1 2) における雑音部分空間の部分行列を示す核行列 \mathbf{R}_1 のみを分母に使った場合の角度スペクトラム (D E N O M I N A T O R と表記 - 分子は $\mathbf{a}^H (\theta) \mathbf{a} (\theta)$ であり、P R I S M と同じ角度スペクトラムとなる)、信号部分空間の部分行列を示す核行列 \mathbf{R}_2 のみを分子に用いた場合の角度スペクトラム (N U M E R A T O R と表記 - 分母はスカラ 1) がそれぞれ示される。図 5 に示す変形例 1 における角度スペクトラムによれば、図 4 に比べ、偽ピークのレベルが 15 デシベル (d B) 近く改善し、第 1 ターゲット及び第 2 ターゲットの位置のピークが顕著に示される。これは、信号部分空間の情報を用いて角度推定しているからであると考えられる。具体的には、図 5 により、雑音空間において極小値を与えるモードベクトルが、同時に信号空間では極大値を与える、推定目標角度のピークが強調され、雑音に基づく偽ピークが抑圧されていることが理解できる。

【 0 1 1 5 】

このように、変形例 1 のように、一般化 H A N K E L 行列 \mathbf{R} を生成するために利用される相関ベクトルの要素数が特許文献 2 と同様に少ない場合であっても、本実施形態によれば高精度の到来方向推定を実現することができる。これは、実施例 1 及び 2 に示すように、更に多くの要素を用いて平均効果を向上させた一般化 H A N K E L 行列 \mathbf{R} を用いれば、より高精度の到来方向推定を実現することができることを示すものでもある。

【 0 1 1 6 】

[変形例 2]

図 6 は、変形例 2 における到来方向推定装置の構成を示すブロック図である。変形例 2 における到来方向推定装置は、図 6 に示すように、実施例 1 における一般化 H A N K E L 行列生成部 2 2、線形演算子計算部 2 3、プロパゲータ行列計算部 2 4 に替えて、F B S S (Forward Backward Spatial Smoothing) 行列生成部 4 1 及び固有値分解処理部 4 2 を含む。変形例 2 における他の処理ブロックは、実施例 1 と同様である。

【 0 1 1 7 】

変形例 2 における F B S S 行列生成部 4 1 は、合成エコー信号ベクトル $\mathbf{v} (t)$ から共分散行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}$ を算出する (式 (6 . 1))。F B S S 行列生成部 4 1 は、この行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}$ に既知の技術である前後方空間平均 (F B S S) を適用することにより、($L \times L$) 次の行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{f b s s}$ を生成する。F B S S 行列生成部 4 1 は、この行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{v}\mathbf{v}}^{f b s s}$ を固有値分解処理部 4 2 へ送る。

【 0 1 1 8 】

10

20

30

40

【数 3 2】

$$\mathbf{R}_{vv} \equiv E\{\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^H(t)\} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (6.1)$$

【0 1 1 9】

固有値分解処理部 4 2 は、MUSIC (MULTiple Signal Classification) 法で行われると同様に、行列 \mathbf{R}_{vv}^{fbss} を以下の式 (6.2) で示すように固有値分解することにより、行列 \mathbf{E}_S 及び \mathbf{E}_N をそれぞれ取得する。行列 \mathbf{E}_N は雑音固有空間を張る固有ベクトルから構成される行列を示し、行列 \mathbf{E}_S は信号固有空間を張る固有ベクトルから構成される行列を示す。固有値分解処理部 4 2 は、取得された行列 \mathbf{E}_S 及び \mathbf{E}_N を核行列計算部 2 5 へ送る。なお、行列 \mathbf{E}_N の添え字 N は、受信アンテナ数 N を意味するものではない。

10

【0 1 2 0】

【数 3 3】

$$\mathbf{R}_{vv}^{fbss} = \mathbf{E}_S\mathbf{\Lambda}_S\mathbf{E}_S^H + \sigma^2\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H \quad (6.2)$$

【0 1 2 1】

核行列計算部 2 5 は、行列 \mathbf{E}_S 及び \mathbf{E}_N を用いて、以下の式 (6.3) 及び (6.4) に示す核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ 及び $\mathbf{\Omega}_2$ を算出する。式 (6.4) における単位行列 \mathbf{I}_L の次元 L は、 $L = (M + 1)$ を示す。以降、推定処理部 2 6 により、このように算出された核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ 及び $\mathbf{\Omega}_2$ が用いられることにより実施例 1 と同様に到来方向推定が行われる。この $\mathbf{\Omega}_1$ 及び $\mathbf{\Omega}_2$ とが直交関係にあることは既知の事項であるから、ここでは説明を省略する。

20

【0 1 2 2】

【数 3 4】

$$\mathbf{\Omega}_1 = \mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H \quad (6.3)$$

$$\mathbf{\Omega}_2 = \mathbf{E}_S\mathbf{E}_S^H = \mathbf{I}_L - \mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H \quad (6.4)$$

30

【0 1 2 3】

[変形例 3]

実施例 1 及び 2 における到来方向推定装置において、推定処理部 2 6 は、核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ 及び核行列 $\mathbf{\Omega}_2$ を用いて到来方向推定を行ったが、核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ のみを用いて以下の式 (7.1) により到来方向推定を行うようにしてもよい。核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ のみを用いた場合であっても、核行列 $\mathbf{\Omega}_1$ を生成するための一般化 HANKEL 行列 \mathbf{R} が複数の複素共役成分を有する相関ベクトルの要素から得られているため、高精度の到来方向推定を行うことができる。

【0 1 2 4】

【数 3 5】

$$P(\theta) = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)\mathbf{\Omega}_1 a(\theta)} \quad (7.1)$$

40

【0 1 2 5】

[その他]

ハードウェアの構成要素 (Component) 及びソフトウェアの構成要素 (Component) に

50

ついて

ハードウェアの構成要素とは、ハードウェア回路であり、例えば、フィールド・プログラマブル・ゲートアレイ（FPGA）、特定用途向け集積回路（ASIC）、ゲートアレイ、論理ゲートの組み合わせ、信号処理回路、アナログ回路等がある。

【0126】

ソフトウェアの構成要素とは、ソフトウェアとして上記処理を実現する部品（断片）であり、そのソフトウェアを実現する言語、開発環境等を限定する概念ではない。ソフトウェアの構成要素としては、例えば、タスク、プロセス、スレッド、ドライバ、ファームウェア、データベース、テーブル、関数、プロシジャ、サブルーチン、プログラムコードの所定の部分、データ構造、配列、変数、パラメータ等がある。これらソフトウェアの構成要素は、1又は複数のメモリ（1または複数のプロセッサ（例えば、CPU（Central Processing Unit）、DSP（Digital Signal Processor）、GPGPU（General Purpose Graphics Processing Unit）等）上で実現される。

10

【0127】

なお、上述の各実施形態は、上記各処理部の実現手法を限定するものではない。上記各処理部は、上記ハードウェアの構成要素又はソフトウェアの構成要素若しくはこれらの組み合わせとして、本技術分野の通常の技術者において実現可能な手法により構成されていればよい。

【符号の説明】

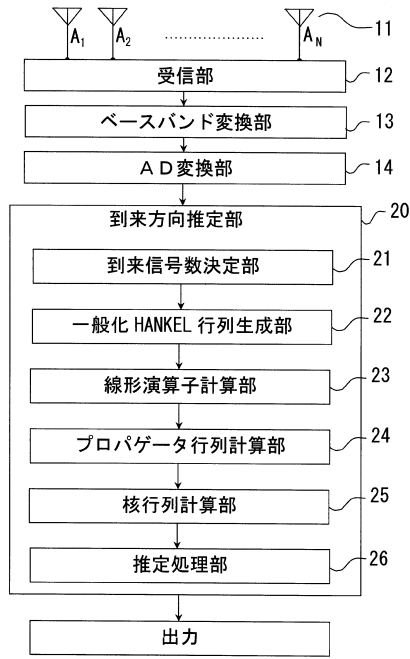
【0128】

20

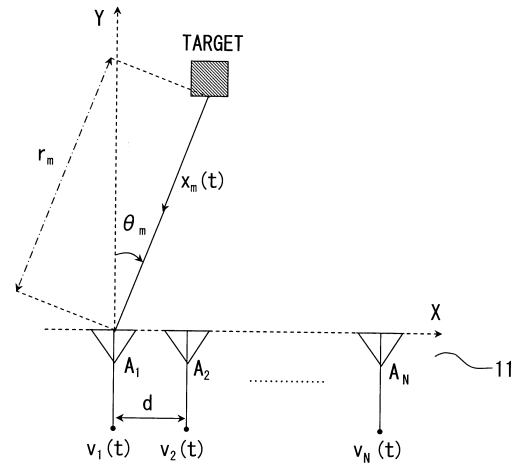
- 11 センサアレイ
- 12 受信部
- 13 ベースバンド変換部
- 14 アナログデジタル変換（AD変換）部
- 20 到来方向推定部
- 21 到来信号数決定部
- 22 一般化HANKEL行列生成部
- 23 線形演算子計算部
- 24 プロパゲータ行列計算部
- 25 核行列計算部
- 26 推定処理部
- 31 スケーリング行列計算部
- 41 FBS（Forward Backward Spatial Smoothing）行列生成部
- 42 固有値分解処理部

30

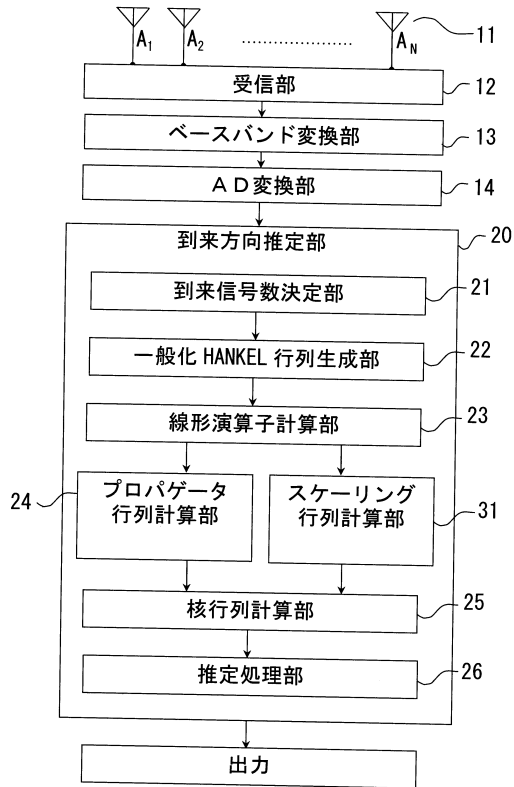
【図1】



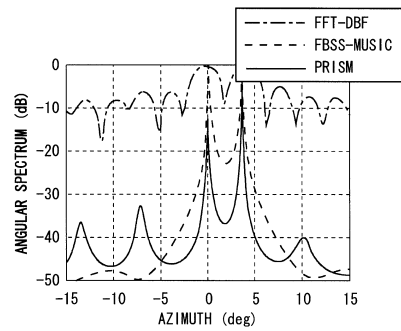
【図2】



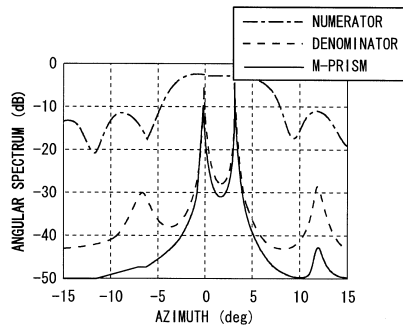
【図3】



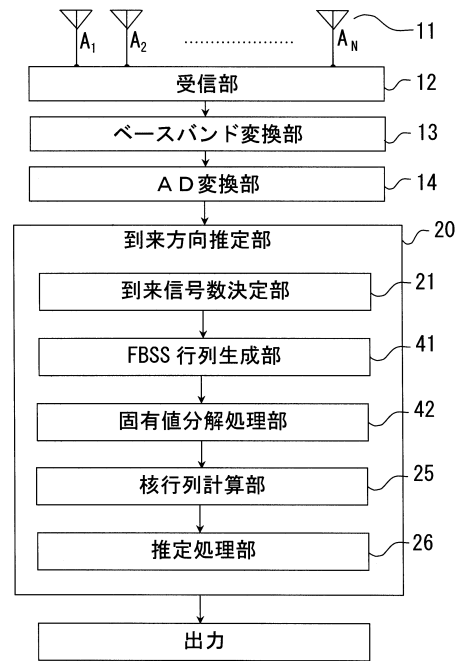
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第2006/067869(WO, A1)
国際公開第2004/104620(WO, A1)
辻 真志 Masashi TSUJI, 梅林 健太 Kenta UMEBAYASHI, 神谷 幸宏 Yukihiro KAMIYA, 鈴木
康夫 Yasuo SUZUKI, “微弱な相関波に対する高精度な波数推定法の一検討 A Study on the
Accurate Estimation of the Number of Weak Coherent Signals”, 電子情報通信学会技術研究
報告, 社団法人電子情報通信学会, 2009年 1月14日, Vol.108, No.386, p.61-66

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 3/00~3/74、
7/00~7/42、
13/00~13/95
H01Q 3/00~3/46、
21/00~25/04
C i N i i