

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5695830号  
(P5695830)

(45) 発行日 平成27年4月8日(2015.4.8)

(24) 登録日 平成27年2月13日(2015.2.13)

(51) Int. Cl.		F I			
GO 1 S	7/02	(2006.01)	GO 1 S	7/02	F
GO 1 S	13/34	(2006.01)	GO 1 S	13/34	
GO 1 S	13/60	(2006.01)	GO 1 S	13/60	C

請求項の数 12 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2010-25950 (P2010-25950)	(73) 特許権者	300052246
(22) 出願日	平成22年2月8日(2010.2.8)		日本電産エレンス株式会社
(65) 公開番号	特開2011-163883 (P2011-163883A)		神奈川県川崎市幸区新川崎2-8
(43) 公開日	平成23年8月25日(2011.8.25)	(74) 代理人	100108578
審査請求日	平成25年2月6日(2013.2.6)		弁理士 高橋 詔男
		(74) 代理人	100064908
			弁理士 志賀 正武
		(72) 発明者	金本 淳司
			神奈川県横浜市保土ヶ谷区神戸町134
			横浜ビジネスパーク ハイテクセンター
			株式会社ホンダエレンス内
		審査官	三田村 陽平

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電子走査型レーダ装置、受信波方向推定方法及び受信波方向推定プログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

移動体に搭載される電子走査型レーダ装置であり、  
送信波を送信する送信手段と、  
前記送信波を反射したターゲットから到来する受信波を受信する複数のアンテナを含んで構成される受信部と、  
前記送信波及び前記受信波からビート信号を生成するビート信号生成部と、  
前記ビート信号を予め設定された周波数帯域幅を有するビート周波数に周波数分解して、前記ビート周波数毎に分解された前記ビート信号に基づいた複素数データを算出する周波数分解処理部と、  
前記ビート周波数の強度値からピーク値を検出して前記ターゲットの存在を検知するターゲット検知部と、  
ARモデルに基づき、共分散行列、AR係数、右辺ベクトルを要素として構成される正規方程式であって、前記アンテナ毎に、前記ターゲットの存在が検知された前記ビート周波数である検出ビート周波数の前記複素数データに基づいて生成される互いに次数が異なる複数の正規方程式から、前記互いに次数が異なる複数の正規方程式のAR係数の振幅に基づいて受信波数を決定し、前記受信波数に応じて選択された次数の前記正規方程式に基づいて前記受信波の到来方向を算出する方位検出部と  
を備えることを特徴とする電子走査型レーダ装置。

【請求項2】

前記方位検出部は、

前記異なる次数の前記複素数データから導かれる前記共分散行列と前記右辺ベクトルに基づいた正規方程式を生成する正規方程式生成部と、

前記異なる次数の正規方程式として示されるARモデルに基づいて、前記正規方程式の次数に応じた次数の前記AR係数をそれぞれ導くAR係数算出部と、

前記導かれたAR係数に基づいて前記受信波数を判定する判定部と、

前記導かれたAR係数の内から、前記判定された受信波数に応じて選択された次数のAR係数に基づいて導かれるパワースペクトルから前記受信波の到来方向を算出するスペクトル算出部と、

を備えることを特徴とする請求項1に記載の電子走査型レーダ装置。

10

【請求項3】

前記AR係数算出部は、

前記異なる次数の正規方程式として示されるARモデルに基づいて、前記正規方程式の次数に応じた次数の白色雑音の分散値をそれぞれ導き、

前記判定部は、

前記導かれたAR係数と、前記導かれた白色雑音の分散値とに基づいて受信波数を判定する

ことを特徴とする請求項2に記載の電子走査型レーダ装置。

【請求項4】

前記異なる次数は、任意の値までの自然数によって示される複数の次数である

20

ことを特徴とする請求項2から請求項3のいずれかに記載の電子走査型レーダ装置。

【請求項5】

前記異なる次数は、1から任意の値までの連続する自然数によって示される次数であることを特徴とする請求項2から請求項4のいずれかに記載の電子走査型レーダ装置。

【請求項6】

前記正規方程式の次数は、検知する前記受信波数以上にする

ことを特徴とする請求項2から請求項5のいずれかに記載の電子走査型レーダ装置。

【請求項7】

前記判定された受信波数に応じて選択されるAR係数は、

前記判定部によって判定された受信波数が1である場合、1次又は2次のAR係数とする

30

ことを特徴とする請求項2から請求項6のいずれかに記載の電子走査型レーダ装置。

【請求項8】

前記複素数データに基づいて、前記受信波を受信する所望の方向の受信感度を高めるデジタルビームフォーミングに基づいて前記ターゲットの存在及び方位を検出するDBF部をさらに備え、

前記ターゲット検出部は、

前記ビート周波数における前記デジタルビームフォーミングに基づいて前記ターゲットの方位を検出する

ことを特徴とする請求項2から請求項7のいずれかに記載の電子走査型レーダ装置。

40

【請求項9】

前記DBF部は、

前記デジタルビームフォーミングに基づいて設定される前記所望の方向に対応する角度チャンネル毎のスペクトルの強度を示す空間複素数データを算出し、

隣接する前記角度チャンネルのスペクトルの強度が予め設定された前記角度チャンネル幅の範囲において予め設定されたDBF閾値を超えた場合、ターゲットの存在をDBF検知ターゲットとして検知し、ターゲットの存在が検知されていない角度チャンネルのスペクトル強度を「0」に置き換え、新たな空間複素数データとして出力するチャンネル削除部と、

前記新たな空間複素数データを逆DBFすることにより、再生複素数データを生成する

50

## I D B F 部と

をさらに備え、

前記正規方程式生成部は、

前記再生複素数データから相関行列を導いて正規方程式を生成することを特徴とする請求項 8 に記載の電子走査型レーダ装置。

## 【請求項 10】

前記チャンネル削除部は、

複数の前記 D B F 検知ターゲットを検出した場合、それぞれの前記 D B F 検知ターゲットに対応した角度チャンネル範囲毎にスペクトルを分割し、前記 D B F 検知ターゲット数の空間複素数データを生成し、

前記 I D B F 部は、

前記 D B F 検知ターゲット毎の空間複素数データをそれぞれ逆 D B F することにより、前記 D B F 検知ターゲット毎の再生複素数データを生成し、

前記正規方程式生成部は、

前記 D B F 検知ターゲット毎の再生複素数データに基づいて、前記 D B F 検知ターゲット毎の相関行列を算出することを特徴とする請求項 9 に記載の電子走査型レーダ装置。

## 【請求項 11】

移動体に搭載される電子走査型レーダ装置による受信波方向推定方法であり、

送信手段から送信波を送信する送信過程と、

前記送信波を反射したターゲットから到来する受信波を、複数のアンテナから構成される受信部が受信する受信過程と、

前記送信波及び前記受信波からビート信号を生成するビート信号生成過程と、

前記ビート信号を予め設定した分解数のビート周波数に周波数分解して複素数データを算出する周波数分解過程と、

前記ビート周波数の強度値からピーク値を検出してターゲットの存在を検知するターゲット検出過程と、

A R モデルに基づき、共分散行列、A R 係数、右辺ベクトルを要素として構成される正規方程式であって、前記アンテナ毎に、前記ターゲットの存在が検知された前記ビート周波数である検出ビート周波数の前記複素数データに基づいて生成される互いに次数が異なる複数の正規方程式から、前記互いに次数が異なる複数の正規方程式の A R 係数の振幅に基づいて前記ターゲットの数を決定し、前記決定したターゲットの数に応じて選択された次数の前記正規方程式に基づいて前記受信波の到来方向を算出する方位検出過程と

を有することを特徴とする受信波方向推定方法。

## 【請求項 12】

移動体に搭載される電子走査型レーダ装置により受信波方向推定の動作をコンピュータに制御させるためのプログラムであり、

送信手段が送信波を送信させる送信処理と、

受信部が前記送信波を反射したターゲットから到来する受信波を受信する受信処理と、

ビート信号生成部が前記送信波及び反射波からビート信号を生成するビート信号生成処理と、

周波数分解処理部が前記ビート信号を予め設定した分解数のビート周波数に周波数分解して複素数データを算出する周波数分解処理と、

ターゲット検知部が前記ビート周波数の強度値からピーク値を検出してターゲットの存在を検知するターゲット検出処理と、

方位検出前部が、A R モデルに基づき、共分散行列、A R 係数、右辺ベクトルを要素として構成される正規方程式であって、前記アンテナ毎に、前記ターゲットの存在が検知された前記ビート周波数である検出ビート周波数の前記複素数データに基づいて生成される互いに次数が異なる複数の正規方程式から、前記互いに次数が異なる複数の正規方程式の A R 係数の振幅に基づいて前記ターゲットの数を決定し、前記決定したターゲットの数に

10

20

30

40

50

応じて選択された次数の前記正規方程式に基づいて前記受信波の到来方向を算出する方位検出処理と

を有することを特徴とする受信波方向推定プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、放射した送信波に対するターゲットからの反射波を用いて、このターゲットの検出を行う、車載用に好適な電子走査型レーダ装置、受信波方向推定方法及びこれに用いる受信波方向推定プログラムに関する。

10

【背景技術】

【0002】

従来、車載レーダとしては、FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) レーダ、多周波CW (Continuous Wave) レーダ、及びパルスレーダ等の方式を利用した電子走査型のレーダが知られている。

上記各レーダにおいては、ターゲット(反射物)からの到来波(あるいは受信波)の方向検知の技術として、アレーアンテナの到来波方向推定方法が用いられている。

この到来波方向推定方法は、近年、受信アンテナのチャンネル数を増やすことなく高い分解能が得られる、ARスペクトル推定法(図24)やMUSIC (Multiple Signal Classification) 法等の高分解能(高精度)アルゴリズムが用いられている(特許文献1から4及び非特許文献1、2参照)。また、ARスペクトル推定法は、最大エントロピー(MEM: Maximum Entropy Method)法や線形予測法などといわれる場合もある。

20

これらのアルゴリズムでターゲット(反射物)からの到来波方向推定を行う場合には、複素数によって示される入力データ(複素正弦波または単に正弦波とも言う)を相関行列といった行列形式に変換してから推定処理が行われる。

【0003】

これらのアルゴリズムは、適当な到来波(受信波)数を予め設定する必要があり、車載用レーダに適用する場合においても、適当な値を設定する。例えば、MUSICなどの固有値計算により受信波方向を推定するアルゴリズムの場合では、相関行列の固有値を計算する必要があるアルゴリズムであり、算出された固有値の大小関係を判定し、信号成分とノイズ成分を分離して受信波数の推定を行う(特許文献2、3)。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2006-275840号公報

【特許文献2】特開2006-47282号公報

【特許文献3】特開2009-162688号公報

【特許文献4】特開2009-156582号公報

【非特許文献】

【0005】

【非特許文献1】池原、島村、「MATLABマルチメディア信号処理 上 デジタル信号処理の基礎」、培風館、2004年。

40

【非特許文献2】菊間、「アレーアンテナによる適応信号処理」、科学技術出版社、1998年。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

ARスペクトル推定法においては、固有値計算を必要としない、比較的演算負荷の軽いアルゴリズムではあるが、MUSIC法と比べると受信波数(=モデル次数)の設定にセンシティブにならなくても推定できるという利点がある。

50

しかしながら、ARスペクトル推定法においても、設定次数に対して受信波数が極端に少ない場合には、まれに偽ピークが生じるという懸案がある。受信波数の推定においては、FPE (Final Prediction Error) 法、AIC (Akaike Information Criterion) 法、MDL (Minimum Description Length) 法を用いて決定することも非特許文献等で述べられているが、いずれの方法を用いても検出精度を確保した推定は保証されていない。また、車載レーダの用途に適用される少ないチャンネル数や、低次数のモデルを対象とするレーダの領域に関する研究についての報告はほとんどなく、さらに、演算処理を簡素化しても検出精度を確保できる技術の報告はない。

【0007】

本発明は、このような事情に鑑みてなされたもので、演算負荷の重い計算処理を用いることなく、正規方程式によって定義されるモデルにおいて、適当なモデル次数を設定する電子走査型レーダ装置、受信波方向推定方法及び受信波方向推定プログラムを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明は、移動体に搭載される電子走査型レーダ装置であり、送信波を送信する送信手段と、前記送信波を反射したターゲットから到来する受信波を受信する複数のアンテナを含んで構成される受信部と、前記送信波及び前記受信波からビート信号を生成するビート信号生成部と、前記ビート信号を予め設定された周波数帯域幅を有するビート周波数に周波数分解して、前記ビート周波数毎に分解された前記ビート信号に基づいた複素数データを算出する周波数分解処理部と、前記ビート周波数の強度値からピーク値を検出して前記ターゲットの存在を検知するターゲット検知部と、ARモデルに基づき、共分散行列、AR係数、右辺ベクトルを要素として構成される正規方程式であって、前記アンテナ毎に、前記ターゲットの存在が検知された前記ビート周波数である検出ビート周波数の前記複素数データに基づいて生成される互いに次数が異なる複数の正規方程式から、前記互いに次数が異なる複数の正規方程式のAR係数の振幅に基づいて受信波数を決定し、前記受信波数に応じて選択された次数の前記正規方程式に基づいて前記受信波の到来方向を算出する方位検出部とを備えることを特徴とする電子走査型レーダ装置である。

【0009】

また、本発明は、上記発明において、前記方位検出部は、前記異なる次数の前記複素数データから導かれる前記共分散行列と前記右辺ベクトルに基づいた正規方程式を生成する正規方程式生成部と、前記異なる次数の正規方程式として示されるARモデルに基づいて、前記正規方程式の次数に応じた次数の前記AR係数をそれぞれ導くAR係数算出部と、前記導かれたAR係数に基づいて前記受信波数を判定する判定部と、前記導かれたAR係数の内から、前記判定された受信波数に応じて選択された次数のAR係数に基づいて導かれるパワースペクトルから前記受信波の到来方向を算出するスペクトル算出部と、を備えることを特徴とする。

【0010】

また、本発明は、上記発明において、前記AR係数算出部は、前記異なる次数の正規方程式として示されるARモデルに基づいて、前記正規方程式の次数に応じた次数の白色雑音の分散値をそれぞれ導き、前記判定部は、前記導かれたAR係数と、前記導かれた白色雑音の分散値とに基づいて受信波数を判定することを特徴とする。

【0011】

また、本発明は、上記発明において、前記異なる次数は、1から任意の値までの連続する自然数によって示される次数であることを特徴とする。また、本発明は、上記発明において、前記正規方程式の次数は、前記受信波数以上にすることを特徴とする。また、本発明は、上記発明において、前記判定された受信波数に応じて選択されるAR係数は、前記判定部によって判定された受信波数が1である場合、1次又は2次のAR係数とすることを特徴とする。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 2 】

また、本発明は、上記発明において、前記複素数データに基づいて、前記受信波を受信する所望の方向の受信感度を高めるデジタルビームフォーミングに基づいて前記ターゲットの存在及び方位を検出するDBF部をさらに備え、前記ターゲット検知部は、前記ビート周波数における前記デジタルビームフォーミングに基づいて前記ターゲットの方位を検出することを特徴とする。

## 【 0 0 1 3 】

また、本発明は、上記発明において、前記DBF部は、前記デジタルビームフォーミングに基づいて設定される前記所望の方向に対応する角度チャンネル毎のスペクトルの強度を示す空間複素数データを算出し、隣接する前記角度チャンネルのスペクトルの強度が予め設定された前記角度チャンネル幅の範囲において予め設定されたDBF閾値を超えた場合、ターゲットの存在をDBF検知ターゲットとして検知し、ターゲットの存在が検知されていない角度チャンネルのスペクトル強度を「0」に置き換え、新たな空間複素数データとして出力するチャンネル削除部と、前記新たな空間複素数データを逆DBFすることにより、再生複素数データを生成するIDBF部とをさらに備え、前記正規方程式生成部は、前記再生複素数データから相関行列を導いて正規方程式を生成することを特徴とする。

## 【 0 0 1 4 】

また、本発明は、上記発明において、前記チャンネル削除部は、複数の前記DBF検知ターゲットを検出した場合、それぞれの前記DBF検知ターゲットに対応した角度チャンネル範囲毎にスペクトルを分割し、前記DBF検知ターゲット数の空間複素数データを生成し、前記IDBF部は、前記DBF検知ターゲット毎の空間複素数データをそれぞれ逆DBFすることにより、前記DBF検知ターゲット毎の再生複素数データを生成し、前記正規方程式生成部は、前記DBF検知ターゲット毎の再生複素数データに基づいて、前記DBF検知ターゲット毎の相関行列を算出することを特徴とする。

## 【 0 0 1 5 】

また、本発明は、移動体に搭載される電子走査型レーダ装置による受信波方向推定方法であり、送信手段から送信波を送信する送信過程と、前記送信波を反射したターゲットから到来する受信波を、複数のアンテナから構成される受信部が受信する受信過程と、前記送信波及び前記受信波からビート信号を生成するビート信号生成過程と、前記ビート信号を予め設定した分解数のビート周波数に周波数分解して複素数データを算出する周波数分解過程と、前記ビート周波数の強度値からピーク値を検出してターゲットの存在を検知するターゲット検知過程と、ARモデルに基づき、共分散行列、AR係数、右辺ベクトルを要素として構成される正規方程式であって、前記アンテナ毎に、前記ターゲットの存在が検知された前記ビート周波数である検出ビート周波数の前記複素数データに基づいて生成される互いに次数が異なる複数の正規方程式から、前記互いに次数が異なる複数の正規方程式のAR係数の振幅に基づいて前記ターゲットの数を決定し、前記決定したターゲットの数に応じて選択された次数の前記正規方程式に基づいて前記受信波の到来方向を算出する方位検出過程とを有することを特徴とする受信波方向推定方法である。

## 【 0 0 1 6 】

また、本発明は、移動体に搭載される電子走査型レーダ装置により受信波方向推定の動作をコンピュータに制御させるためのプログラムであり、送信手段が送信波を送信させる送信処理と、受信部が前記送信波を反射したターゲットから到来する受信波を受信する受信処理と、ビート信号生成部が前記送信波及び反射波からビート信号を生成するビート信号生成処理と、周波数分解処理部が前記ビート信号を予め設定した分解数のビート周波数に周波数分解して複素数データを算出する周波数分解処理と、ターゲット検知部が前記ビート周波数の強度値からピーク値を検出してターゲットの存在を検知するターゲット検知処理と、方位検出前部が、ARモデルに基づき、共分散行列、AR係数、右辺ベクトルを

要素として構成される正規方程式であって、前記アンテナ毎に、前記ターゲットの存在が検知された前記ビート周波数である検出ビート周波数の前記複素数データに基づいて生成される互いに次数が異なる複数の正規方程式から、前記互いに次数が異なる複数の正規方程式のAR係数の振幅に基づいて前記ターゲットの数を決定し、前記決定したターゲットの数に応じて選択された次数の前記正規方程式に基づいて前記受信波の到来方向を算出する方位検出処理とを有することを特徴とする受信波方向推定プログラムである。

【発明の効果】

【0017】

以上説明したように、本発明によれば、ターゲットが反射した受信波として検知された複素数データに基づいて生成される異なる次数の正規方程式を生成する。それらの正規方程式に基づいて導かれる受信波数に応じて、正規方程式の次数が選択される。選択された次数の正規方程式に基づいた演算により、軽い演算負荷で受信波の到来を推定できる。

10

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図1】本発明の第1実施形態による電子走査型レーダ装置の構成を示すブロック図である。

【図2】送信信号と、ターゲットに反射された受信信号が入力された状態を示す図である。

【図3】受信アンテナにおける受信波の説明を行う概念図である。

【図4】ビート信号を周波数分解した結果であり、ビート周波数（横軸）とそのピーク値（縦軸）とを示すグラフである。

20

【図5】組合せ部における上昇領域及び下降領域のビート周波数のマトリクスと、そのマトリクスの交点、すなわち上昇領域及び下降領域のビート周波数の組み合わせにおける距離及び相対速度とを示すテーブルである。

【図6】ターゲット群毎の距離及び相対速度とピーク周波数ポイントを示すテーブルである。

【図7】電子走査型レーダ装置における共分散行列の抽出を示す図である。

【図8】正規方程式とモデルの次数についての関係を示す図である。

【図9】AR係数における、次数とターゲット数（受信波数）の関係を示す図である。

【図10】図9に示した表をグラフ化したものである。

30

【図11】白色雑音の分散における、次数とターゲット数（受信波数）の関係を示す図である。

【図12】ターゲット数を判定する条件を示す図である。

【図13】AR係数の振幅と白色雑音の分散値の2つのパラメータにおけるターゲットとの距離の影響を示す図である。

【図14】電子走査型レーダ装置におけるターゲットの方向推定処理の流れを示すフローチャートである。

【図15】2つのパラメータを用いてパターン1と判定する処理を示すフローチャートである。

【図16】本実施形態の効果を示す図である。

40

【図17】本実施形態による電子走査型レーダ装置の構成例を示すブロック図である。

【図18】ターゲット群毎の角度とピーク周波数ポイントを示すテーブルである。

【図19】本実施形態による電子走査型レーダ装置の構成例を示すブロック図である。

【図20】上昇領域及び下降領域それぞれのピークのペアを確定した結果を記憶するテーブルである。

【図21】本実施形態による電子走査型レーダ装置の構成例を示すブロック図である。

【図22】各角度チャンネルにおけるスペクトラムの強度の処理について説明する概念図（その1）である。

【図23】各角度チャンネルにおけるスペクトラムの強度の処理について説明する概念図（その2）である。

50

【図 2 4】従来の A R スペクトル推定処理を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 9 】

< A R スペクトル推定の説明 >

以下、本発明の実施形態に適用する A R スペクトル推定法について示す。

A R スペクトル推定法は、MUSIC法と同じくスペクトルを推定するスペクトル推定法として知られており（非特許文献 1 参照）、A R モデル（自己回帰モデル）を用いた推定処理を行う。また、A R スペクトル推定法は、MUSIC法が部分空間法として分類されるときに、パラメトリック法として分類される。また、A R スペクトル推定法は、最大エントロピー法、線形予測法と呼ばれる場合もあり、これらの方法もパラメトリック法としての分類に含まれる。

10

【 0 0 2 0 】

A R スペクトル推定法は、まず線形式によって示される A R モデルを用いてモデル化して、入力データに基づいた正規方程式（自己相関行列や共分散行列と呼ばれる行列と、右辺ベクトルや相互相関ベクトルと呼ばれるベクトルも含まれる）を作成する。さらに、正規方程式に基づいて、A R フィルタの係数（A R 係数）と白色雑音の分散値を求めた後、その A R 係数と白色雑音の分散値を用いてパワースペクトルを求め推定する手法である（図 2 4 参照）。入力データには、時系列のデータの他、本発明のレーダのような空間方向のチャンネルデータ（複素正弦波）であっても適用できる。A R スペクトル推定法には、自己相関行列を用いた手法と共分散行列を用いた手法に大別され、自己相関行列を用いた手法として自己相関法（又は、ユールウォーカー法）とバーグ法があり、共分散行列を用いた方法として共分散法（Covariance Method）と改良共分散法（Modified Covariance Method）がある。いずれの方法も正規方程式を生成し、A R 係数と白色雑音の分散値を算出するアルゴリズムなので、本実施形態の適用が可能である。

20

【 0 0 2 1 】

（第 1 実施形態）

以下、本発明の実施形態による電子走査型レーダ装置（FMCW方式ミリ波レーダ）を、図面を参照して説明する。

図 1 は、同実施形態における電子走査型レーダ装置の構成を示すブロック図である。

この図において、本実施形態による電子走査型レーダ装置は、受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n、ミキサ 2 - 1 ~ 2 - n、送信アンテナ 3、分配器 4、フィルタ 5 - 1 ~ 5 - n、SW（スイッチ）6、ADC（A/Dコンバータ）7、制御部 8、三角波生成部 9、VCO 10、信号処理部 20 を備える。

30

信号処理部 20 は、メモリ 21、周波数分離処理部 22、ピーク検知部 23、ピーク組合せ部 24、距離検出部 25、速度検出部 26、ペア確定部 27 及び方位検出部 30 を備える。

また、方位検出部 30 は、正規方程式生成部 301、A R 係数算出部 302、判定部 303、パワースペクトル算出部 304 を備える。

【 0 0 2 2 】

図 1 を参照して、本実施形態による電子走査型レーダ装置の動作を説明する。

40

受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n は、送信波がターゲットにて反射し、このターゲットから到来する反射波、すなわち受信波を受信する。

ミキサ 2 - 1 ~ 2 - n は、送信アンテナ 3 から送信される送信波と、受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n それぞれにおいて受信された受信波が増幅器により増幅された信号とを混合して、それぞれの周波数差に対応したビート信号を生成する。

送信アンテナ 3 は、三角波生成部 9 において生成された三角波信号を、VCO（Voltage Controlled Oscillator）10 において周波数変調した送信信号をターゲットに対して送信波として送信する。

分配器 4 は、VCO 10 からの周波数変調された送信信号を、ミキサ 2 - 1 ~ 2 - n 及び送信アンテナ 3 に分配する。

50

## 【 0 0 2 3 】

フィルタ 5 - 1 ~ 5 - n 各々は、それぞれミキサ 2 - 1 ~ 2 - n において生成された各受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n に対応した  $C h 1 \sim C h n$  のビート信号に対して帯域制限を行い、SW (スイッチ) 6 へ帯域制限されたビート信号を出力する。

SW 6 は、制御部 8 から入力されるサンプリング信号に対応して、フィルタ 5 - 1 ~ 5 - n 各々を通過した各受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n に対応した  $C h 1 \sim C h n$  のビート信号を、順次切り替えて、ADC (A/Dコンバータ) 7 に出力する。

ADC 7 は、SW 6 から上記サンプリング信号に同期して入力される、各受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n 各々に対応した  $C h 1 \sim C h n$  のビート信号を、上記サンプリング信号に同期して A/D 変換してデジタル信号に変換し、信号処理部 20 におけるメモリ 21 の波形記憶領域に順次記憶させる。

制御部 8 は、マイクロコンピュータなどにより構成されており、図示しない ROM などに格納された制御プログラムに基づき、図 1 に示す電子走査型レーダ装置全体の制御を行う。

## 【 0 0 2 4 】

< 距離、相対速度、角度 (方位) を検出する原理 >

次に、図を参照し、本実施形態における信号処理部 20 が用いられる電子走査型レーダ装置とターゲットとの距離、相対速度、角度 (方位) を検出する原理について簡単に説明する。

図 2 は、送信信号と、ターゲットに反射された受信信号が入力された状態を示す図である。

この図に示される信号は、図 1 の三角波生成部 9 において生成された信号を VCO 10 において周波数変調した送信信号と、その送信信号をターゲットが反射して、受信された受信信号である。この図の例では、ターゲットが 1 つの場合を示す。

図 2 (a) から判るように、送信する信号に対し、ターゲットからの反射波である受信信号が、ターゲットとの距離に比例して右方向 (時間遅れ方向) に遅延されて受信される。さらに、ターゲットとの相対速度に比例して、送信信号に対して上下方向 (周波数方向) に変動する。そして、図 2 (a) にて求められたビート信号の周波数変換 (フーリエ変換や DTC、アダマール変換、ウェーブレット変換など) 後において、図 2 (b) に示されるように、ターゲットが 1 つの場合、上昇領域及び下降領域それぞれに 1 つのピーク値を有することとなる。ここで、図 2 (a) は横軸が周波数、縦軸が強度を示す。

## 【 0 0 2 5 】

周波数分解処理部 22 は、メモリ 21 に蓄積されたビート信号のサンプリングされたデータから、三角波の上昇部分 (上り) と下降部分 (下り) とのそれぞれについて周波数分解、例えばフーリエ変換などにより離散時間に周波数変換する。すなわち、周波数分解処理部 22 は、ビート信号を予め設定された周波数帯域幅を有するビート周波数に周波数分解して、ビート周波数毎に分解されたビート信号に基づいた複素数データを算出する。

その結果、図 2 (b) に示すように、上昇部分と下降部分とにおいて、それぞれの周波数分解されたビート周波数毎の信号レベルのグラフが得られる。

そして、ピーク検知部 23 は、図 2 (b) に示すビート周波数毎の信号レベルからピーク値を検出し、ターゲットの存在を検出するとともに、ピーク値のビート周波数 (上昇部分及び下降部分の双方) をターゲット周波数として出力する。

## 【 0 0 2 6 】

次に、距離検出部 25 は、ピーク組合せ部 24 から入力される上昇部分のターゲット周波数  $f_u$  と、下降部分のターゲット周波数  $f_d$  とから、式 (1) により距離を算出する。

$$r = \{ C \cdot T / (2 \cdot f_0) \} \cdot \{ (f_u + f_d) / 2 \} \quad \dots (1)$$

また、速度検出部 26 は、ピーク組合せ部 24 から入力される上昇部分のターゲット周波数  $f_u$  と、下降部分のターゲット周波数  $f_d$  とから、式 (2) により相対速度を算出する。

$$v = \{ C / (2 \cdot f_0) \} \cdot \{ (f_u - f_d) / 2 \} \quad \dots (2)$$

上記距離  $r$  及び相対速度  $v$  を算出する式 ( 1 ) 及び式 ( 2 ) において、

- C : 光速度
- f : 三角波の周波数変調幅
- f<sub>0</sub> : 三角波の中心周波数
- T : 変調時間 ( 上昇部分 / 下降部分 )
- f<sub>u</sub> : 上昇部分におけるターゲット周波数
- f<sub>d</sub> : 下降部分におけるターゲット周波数

#### 【 0 0 2 7 】

次に、本実施形態における受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n について示す。

図 3 は、受信アンテナにおける受信波の説明を行う概念図である。

この図に示されるように、受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n は、間隔  $d$  によりアレー状に配置される。受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n には、アンテナを配列している面に対する垂直方向の軸に対して角度  $\theta$  方向から入射される、ターゲットからの到来波 ( 入射波、すなわち送信アンテナ 3 から送信した送信波に対するターゲットからの反射波 ) が入力する。

このとき、その到来波は、受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n において同一角度にて受信される。

この同一角度、例えば角度  $\theta$  及び各アンテナの間隔  $d$  により求められる位相差「 $d \cdot \sin \theta$ 」が、各隣接する受信アンテナ間にて発生する。

その位相差を利用して、アンテナ毎に時間方向に周波数分解処理された値を、アンテナ方向にさらにフーリエ変換するデジタルビームフォーミング ( D B F ) や高分解能アルゴリズム等の信号処理にて上記角度  $\theta$  を検出することができる。

#### 【 0 0 2 8 】

< 信号処理部 2 0 における受信波に対する信号処理 >

次に、メモリ 2 1 は、A D C 7 により波形記憶領域に対して、受信信号が A / D 変換された時系列データ ( 上昇部分及び下降部分 ) を、アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n 毎に対応させて記憶している。例えば、上昇部分及び下降部分それぞれにおいて 2 5 6 個をサンプリングした場合、 $2 \times 2 5 6$  個  $\times$  アンテナ数のデータが、上記波形記憶領域に記憶される。

周波数分解処理部 2 2 は、例えばフーリエ変換などにより、各  $C h 1 \sim C h n$  ( 各アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n ) に対応するビート信号それぞれを、予め設定された分解能に応じて周波数成分に変換することによりビート周波数を示す周波数ポイントと、そのビート周波数の複素数データを出力する。例えば、アンテナ毎に上昇部分及び下降部分それぞれが 2 5 6 個のサンプリングされたデータを有する場合、アンテナ毎の複素数の周波数領域データとしてビート周波数に変換され、上昇部分及び下降部分それぞれにおいて 1 2 8 個の複素数データ (  $2 \times 1 2 8$  個  $\times$  アンテナ数のデータ ) となる。また、上記ビート周波数は周波数ポイントにて示されている。

ここで、アンテナ毎の複素数データには、上記角度  $\theta$  に依存した位相差があり、それぞれの複素数データの複素平面上における絶対値 ( 受信強度あるいは振幅など ) は等価である。

#### 【 0 0 2 9 】

ピーク検知部 2 3 は、周波数変換されたビート周波数の三角波の上昇領域及び下降領域それぞれ強度のピーク値を、複素数データを用いて信号強度 ( または振幅など ) におけるピークから、予め設定された数値を超えるピーク値を有するビート周波数を検出することにより、ビート周波数毎のターゲットの存在を検出して、ターゲット周波数を選択する。

したがって、ピーク検知部 2 3 は、いずれかのアンテナにおける複素数データ又は、全アンテナの複素数データの加算値を周波数スペクトル化することにより、スペクトルの各ピーク値がビート周波数、すなわち距離に依存したターゲットの存在として検出することができる。全アンテナの複素数データの加算により、ノイズ成分が平均化されて S / N 比が向上する。

#### 【 0 0 3 0 】

ピーク組合せ部 2 4 は、ピーク検知部 2 3 から入力される図 4 に示すビート周波数とそ

10

20

30

40

50

のピーク値について、上昇領域及び下降領域それぞれのビート周波数とそのピーク値をマトリクス状に総当たりにて組み合わせ、すなわち上昇領域及び下降領域それぞれのビート周波数を全て組み合わせ、順次、距離検出部 25 及び速度検出部 26 へ出力する。ここで、図 4 は、横軸がビート周波数の周波数ポイントを示し、縦軸が信号のレベル（強度）を示している。

距離検出部 25 は、順次入力される上昇領域及び下降領域それぞれの組み合わせのビート周波数を加算した数値によりターゲットとの上記距離  $r$  を演算する。

また、速度検出部 26 は、順次入力される上昇領域及び下降領域それぞれの組み合わせのビート周波数の差分によりターゲットとの上記相対速度  $v$  を演算する。

【0031】

ペア確定部 27 は、入力される上記距離  $r$ 、相対速度  $v$  及び下降、上昇のピーク値レベル  $p_u$ 、 $p_d$  により、図 5 に示すテーブルを生成し、ターゲット毎に対応した上昇領域及び下降領域それぞれのピークの適切な組み合わせを判定し、図 6 に示すテーブルとして上昇領域及び下降領域それぞれのピークのペアを確定し、確定した距離  $r$  及び相対速度  $v$  を示すターゲット群番号を周波数分離処理部 22 へ出力する。図 6 にはターゲット群番号に対応して、距離、相対速度及び周波数ポイント（上昇領域及又は下降領域）が記憶されている。図 5 及び図 6 のテーブルは、ペア確定部 27 の内部記憶部に記憶されている。ここで、各ターゲット群は、方向が決定されていないため、電子走査型レーダ装置におけるアンテナレーの配列方向に対する垂直軸に対して、受信アンテナ 1 - 1 ~ 1 - n の配列方向に平行な横方向の位置は決定されていない。

【0032】

ここで、ペア確定部 27 は、例えば、前回の検知サイクルにて、最終的に確定した各ターゲットとの距離  $r$  及び相対速度  $v$  から今回の検知サイクルにて予測される値を優先してターゲット群の組み合わせの選択を行う等の手法を用いることもできる。

【0033】

方位検出部 30 は、高分解能アルゴリズムの AR スペクトル推定法や MUSIC 法等を用いてスペクトル推定処理を行い、スペクトル推定の結果に基づいて対応するターゲットの方位を検出して出力する。

【0034】

以下、スペクトル推定処理において高分解能アルゴリズムとして知られる AR スペクトル推定法を用いる場合の構成例について、より具体的に示す。

方位検出部 30 において正規方程式生成部 301 は、AR スペクトル推定処理に必要とされる正規方程式を生成する。正規方程式生成部 301 は、周波数分解処理部 22 が周波数分解したビート周波数（上昇と下降のいずれか又は両方）に応じた複素数データのそれぞれから導かれる相関行列を形成し、形成された相関行列に基づいて正規方程式を生成する。

AR 係数算出部 302 は、正規方程式生成部 301 によって生成された正規方程式を解いて導かれる AR 係数と、白色雑音の分散  $\sigma^2$  を算出する。このように、AR 係数算出部 302 は、検知サイクルに応じて、アンテナ毎に、ターゲットの存在が検知されたビート周波数である検出ビート周波数の複素数データに基づいてスペクトル推定を行う。

【0035】

また、判定部 303 は、次数の異なる正規方程式からそれぞれ導かれた AR 係数と、白色雑音の分散  $\sigma^2$  に基づいて、参照すべき次数を判定する。また、判定部 303 は、パワースペクトル算出部 304 へ、導かれる AR 係数と白色雑音の分散  $\sigma^2$  を出力する。

パワースペクトル算出部 304 は、その AR 係数と白色雑音の分散  $\sigma^2$  に基づいて導かれるパワースペクトルから受信波の到来方向を算出する。

【0036】

本発明の実施形態において、用いられる AR スペクトル推定法について示す。

< AR モデルを用いた推定処理の原理 >

図 7 は、本実施形態における共分散行列の抽出を示す図である。

10

20

30

40

50

この図に示される表は、5 次の相関行列の各要素を示す。

この表のそれぞれの項には、行方向、列方向にそれぞれ抽出された 5 個の複素数データ X ( 0 ) 行から X ( 4 ) 行と、 x ( 0 ) 列から x ( 4 ) 列に対応したデータが示される。例えば、表の左上隅に示されるように、 X ( 0 ) 行と x ( 0 ) 列に対応する要素を「 X ( 0 ) x ( 0 ) 」として示す。ここで、図 7 と図 8 及び式 ( 3 ) から式 ( 7 ) においては、複素数データによる適当な箇所の複素共役の記号 ( \* : アスタリスク ) は、簡単のため省略する。

さらに、説明を簡単にするため、データ数が 5 つである 5 次の相関行列から 3 次の共分散行列の抽出を行う場合を示す。抽出される範囲として分割される行列個数は、( データ数 - 共分散行列の次数 ) になる。図に示される場合では、2 つの範囲を示している。

10

1 つ目の抽出範囲は、 X ( 0 ) 行から X ( 2 ) 行と、 x ( 0 ) 列から x ( 2 ) 列の範囲を抽出し、2 つ目の抽出範囲は、 X ( 1 ) 行から X ( 3 ) 行と、 x ( 1 ) 列から x ( 3 ) 列の範囲である。抽出範囲同士を重ねた場合に、重なる要素を加算することにより、共分散行列の要素とすることができる。

共分散行列を用いた正規方程式を式 ( 3 ) に示す。

【 0 0 3 7 】

【数 1】

$$C_M A = vc,$$

$$C_M = \begin{bmatrix} C_{xM}(1,1) & C_{xM}(1,2) & \cdots & C_{xM}(1,M) \\ C_{xM}(2,1) & C_{xM}(2,2) & \cdots & C_{xM}(2,M) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{xM}(M,1) & C_{xM}(M,2) & \cdots & C_{xM}(M,M) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} \hat{a}_M(1) \\ \hat{a}_M(2) \\ \vdots \\ \hat{a}_M(M) \end{bmatrix}, vc = - \begin{bmatrix} C_{xM}(1,0) \\ C_{xM}(2,0) \\ \vdots \\ C_{xM}(M,0) \end{bmatrix}$$

20

... ( 3 )

【 0 0 3 8 】

式 ( 3 ) において、左辺が共分散行列 C\_M と A R 係数ベクトル A の積であり、右辺が右辺ベクトル vc である。

共分散行列 C\_M の要素は、式 ( 4 ) として示される改良共分散関数によって導かれる。従って、上記行列個数は、2 x ( データ数 - 共分散行列の次数 ) となる。共分散行列は、その行列個数が合成される。

30

【 0 0 3 9 】

【数 2】

$$Cx(j,k) = \frac{1}{2(N-M)} \left( \sum_{n=M}^{N-1} x(n-j)x(n-k) + \sum_{n=0}^{N-1-M} x(n+j)x(n+k) \right)$$
$$k, j = 0, 1, \dots, M \quad \dots (4)$$

40

【 0 0 4 0 】

式 ( 4 ) において、 M が A R モデルの次数、 N がデータ数、 x ( t ) が入力データを示す。すなわち、入力データ x ( t ) は、周波数ポイントとしてのビート周波数の複素数データである。

また、右辺ベクトル v c の要素は、式 ( 5 ) に示される関係式によって導かれる。

【 0 0 4 1 】

【数 3】

$$Cx(j, k) = \frac{1}{2(N-M)} \left( \sum_{n=M}^{N-1} x(n-j)x(n-k) + \sum_{n=0}^{N-1-M} x(n+j)x(n+k) \right)$$

$$k = 0, j = 0, 1, \dots, M \quad \dots (5)$$

【0042】

また、白色雑音の分散  $\sigma_v^2$  を導く関係式を、式(6)として示す。

【0043】

【数 4】

$$\hat{\sigma}_v^2 = Cx(0,0) + \sum_{n=1}^M \hat{a}_M(k) Cx(0,k) \quad \dots (6)$$

【0044】

ARモデルによる線形予測では、予測値と観測値の差(予測誤差)の平均2乗誤差が最小となる条件から、この正規方程式が導かれる。

この正規方程式を一般的な手法により解くことにより、AR係数が導かれる。

なお、本実施形態に示す改良共分散法は、入力データ前向き処理として用いる共分散法に対して、入力データを後向きにも利用して、見かけ上多くのデータ数を用いるように工夫されている。そのため、基本原理は共分散法と同じである。

改良共分散法における改良共分散関数の式(4)と式(5)を、共分散関数の式(7)に置き換えることにより、共分散法を適用することができる。

【0045】

【数 5】

$$Cx(j, k) = \frac{1}{N-M} \sum_{n=M}^{N-1} x(n-j)x(n-k)$$

$$k, j = 0, 1, \dots, M \quad \dots (7)$$

【0046】

以下の説明では、ARスペクトル推定に改良共分散法を使用し、次数が3を基準とする場合について説明する。例えば、ARスペクトル推定法を用いた場合では、基本的には次数が3で固定した場合、同一距離に存在するターゲットを最大3台まで検知できる。

【0047】

図8は、正規方程式とモデルの次数についての関係を示す図である。

正規方程式は、共分散行列、AR係数ベクトル及び右辺ベクトルの線形式として示される。モデル化した場合の、モデルの次数に応じて正規方程式の次数を変更することが望ましい。選択された次数に応じて、AR係数は、次数にしたがって、その要素の数が増えていくパラメータである。

この図には、次数を1から3とした場合の正規方程式が示される。共分散行列、AR係数ベクトル及び右辺ベクトルの各要素( $C_{xM}(*, *)$ 、 $a_M(*)$ )は、それぞれが複素数である。選択された次数のAR係数からパワースペクトルのピークや根を求めて受信波数と角度を検出することができる。

AR係数は、正規方程式を解くことにより導かれる。

【0048】

図9は、AR係数における、次数とターゲット数(受信波数)の関係を示す図である。

この図に示される2次元に配列された表において、行は、次数が1から3の各正規方程

10

20

30

40

50

式に、入力されるターゲット数がいくつになるかを示す。1つのターゲット(1受信波)から3つのターゲット(3受信波)を受信する場合に、正規方程式に設定する次数が、1から3としてそれぞれ示される。また、列は、AR係数を構成する要素を示し、 $a(1)$ から $a(3)$ として示される。次数が1の場合には、AR係数の要素は1つのため、 $a(1)$ のみが存在し、3次の場合には、AR係数の要素は3つのため、 $a(1)$ から $a(3)$ の3つが存在する。

この表は、正規方程式の次数と、AR係数を構成する要素との関係によって示されるAR係数の振幅を対比し、ターゲット数(受信波数)によって変化することが示されている。

AR係数は、複素数であるため、実部と虚部により振幅値(複素の絶対値)が算出できる。アレーアンテナの原理から、受信波を理想的に受信すると複素正弦波の合成波が形成される。そのため、受信波数と、AR係数の振幅との組合せによって、振幅が1となって安定する場合が生じる。振幅が1となって安定な状態を示す組み合わせを、この表では、「1」として示される。

AR係数の振幅が1となる条件は、複素平面では、その複素平面における単位円上に存在する点として示すことができる。図に示された表の結果から、AR係数の振幅が1となる場合をより具体的に示すと、1ターゲットのとき、次数が1の場合の $a(1)$ 、2ターゲットのとき、次数が2の場合の $a(2)$ 、3ターゲットのとき、次数が3の場合の $a(3)$ である。

#### 【0049】

この特徴に着目すれば、導かれたAR係数の振幅に基づいて、受信波数を推定することができる。つまり、導かれたAR係数の振幅を比較することにより、3つの特徴パターンによる分類・識別方法により、ターゲット数(受信波数)を導くことができる。

図10は、図9に示した表をグラフ化したものである。1つから3つのターゲット(受信波数が1つから3つ)の場合の、1次の場合の第1項( $1a(1)$ )、2次の場合の第2項( $2a(2)$ )、3次の場合の第3項( $3a(3)$ )のAR係数の振幅を示す。

#### 【0050】

1つのターゲット(受信波数が1)の場合を示す第1のパターン(パターン1)は、1次の場合の第1項( $1a(1)$ )の振幅が1となる。それに比べ、2次の場合の第2項( $2a(2)$ )、3次の場合の第3項( $3a(3)$ )は、それぞれが1に満たない値を示す。つまり、1つのターゲット(受信波数が1)の場合では、1次の場合の第1項( $1a(1)$ )に基づいて判定することが望ましい条件となる。

2つのターゲット(受信波数が2)の場合を示す第2のパターン(パターン2)は、2次の場合の第2項( $2a(2)$ )の振幅が1となる。それに比べ、1次の場合の第1項( $1a(1)$ )、3次の場合の第3項( $3a(3)$ )は、それぞれが1に満たない値を示す。つまり、2つのターゲット(受信波数が2)の場合では、2次の場合の第2項( $2a(2)$ )に基づいて判定することが望ましい条件となる。

3つのターゲット(受信波数が3)の場合を示す第3のパターン(パターン3)は、3次の場合の第3項( $3a(3)$ )の振幅が1となる。それに比べ、1次の場合の第1項( $1a(1)$ )、2次の場合の第2項( $2a(2)$ )は、それぞれが1に満たない値を示す。つまり、3つのターゲット(受信波数が3)の場合では、3次の場合の第3項( $3a(3)$ )に基づいて判定することが望ましい条件となる。

#### 【0051】

導かれたAR係数に基づいたパワースペクトルや根の計算に先立って、この特徴パターンにしたがって分類することにより、推定されるターゲット数(受信波数)を導くことができる。

実環境では諸条件に影響されることにより、ARモデルの推定精度が劣化する。例えば、受信波が同じ方向から到達する場合には、受信波同士の成す角度が狭くなる。受信波同士の成す角度が狭くなるほど、それぞれのピーク値を捕捉することが困難となり、理想の測定値が得られない場合が生じる。

10

20

30

40

50

そのような場合には、図 9、10 に示した関係を基本とし、実環境に即した判定を行うための判定論理と閾値を設ける。例えば、本実施形態では、1つのターゲットを検出する際の構成について説明する。1つのターゲットを検出した際に、次数が2（又は1）にして、偽ピークの発生を抑制する。実際、1つのターゲットの場合の次数1の第1項（ $1a(1)1$ ）は、実環境でも安定する傾向があるので、実用性が高いと考える。次数が2とすることにより、1つのターゲットを検出できる（図16）とともに、仮に対象が2つのターゲットであっても、それらを区別して検出することも可能となる。

【0052】

図11は、白色雑音の分散における、次数とターゲット数（受信波数）の関係を示す図である。

白色雑音の分散値は、改良共分散法の場合、導かれたAR係数に基づいて、前述の式（6）から導かれる。

【0053】

なお、白色雑音の分散値は、式（6）にしたがって導く他に、他の方法を用いて導いてもよい。例えば、ユールウォーカ法とバーグ法等の場合では、白色雑音の分散値をAR係数と同時に求めることができる。

図11に示されるように、次数を1とする場合の白色雑音の分散値で正規化すると、受信波数によりパターン1から3の傾向を示す場合に分類できる。

【0054】

1つのターゲット（受信波数が1）の場合を示す第1のパターン（パターン1）は、次数が1から3のいずれの次数の分散も近い値を示す。つまり、次数が1から3のいずれの次数においても推定誤差の値が小さい値で検出できることから、次数が1から3のいずれの場合も、有効な白色雑音の値を検出していると判定できる。

2つのターゲット（受信波数が2）の場合を示す第2のパターン（パターン2）は、次数が1の値に対して次数が2と3の値は小さな値を示す。つまり、次数が1の場合における白色雑音の分散が大きく、推定誤差が大きいと認められることから、次数が2と3の場合が、有効な白色雑音の値を検出していると判定できる。

3つのターゲット（受信波数が3）の場合を示す第3のパターン（パターン3）は、次数が1と2の値が近い値を示すのに対して、次数が3の値は小さな値を示す。つまり、次数が1と2の場合における白色雑音の分散が大きく、推定誤差が大きいと認められることから、次数が3の場合が、有効な白色雑音の値を検出していると判定できる。白色雑音の分散値を正規化することにより、ターゲットのRCS（Radar Cross Section）やクラッタによる絶対値変動要因を排除することができ、絶対値の比較では判定できない、相対的な大小関係を判定することができる。また、白色雑音の分散値の場合も、実際には、実環境の諸条件に影響されることにより、ARモデルによる推定精度が劣化する。そのため、実環境に即した閾値を設ける。

【0055】

図12は、ターゲット数を判定する条件を示す図である。

この図に示される表は、1つのターゲットを検出する際の判定条件を示し、分割された領域により、AR係数の振幅に基づいたパターンと、白色雑音の分散値に基づいたパターンとの組み合わせによる特徴空間を示す。

図12（a）は、AR係数の振幅に基づいたパターン1の領域と白色雑音の分散値に基づいたパターン1の領域の論理和（OR論理）に基づいて、1つのターゲットを識別する条件を設定する場合を示す。

図12（b）は、AR係数の振幅に基づいたパターン1の領域と白色雑音の分散値に基づいたパターン1の領域の論理積（AND論理）で1つのターゲットを識別する条件を設定する場合を示す。

論理和と論理積のいずれの判定条件を選択しても、演算処理が容易な論理演算によって判定条件を導くことができる。つまり、いずれかの判定条件にしたがって、判定することによって、信号成分（AR係数の振幅）とノイズ成分（正規化白色雑音分散値）を組み合

10

20

30

40

50

わせて、両方の観点に基づいて判定することができる。

【 0 0 5 6 】

図 1 3 は、A R 係数の振幅と白色雑音の分散値の 2 つのパラメータにおけるターゲットとの距離の影響を示す図である。

この図には、実環境で測定されたデータに基づいて、ターゲットとの距離に対して、A R 係数の振幅と白色雑音の分散値の 2 つのパラメータが受ける影響が示される。

図 1 3 ( a ) は、測定車両と、測定車両の前方の所定の位置に存在するターゲットとの配置をモデル化して示す。測定車両からターゲットまでを、ターゲットとの距離とする。

図 1 3 ( b ) と ( c ) に示されるグラフでは、横軸が、ターゲットまでの距離を示し、縦軸が、A R 係数の振幅を示す。すなわち、ターゲット 1 台が、測定車両の前方の所定の位置に存在する場合の測定結果が示される。

10

【 0 0 5 7 】

図 1 3 ( b ) において、次数を 1 とした場合 ( 1 a ( 1 ) ) には、A R 係数の振幅は、1 近傍に収束する。しかし、次数を 2 又は 3 とした場合 ( 2 a ( 2 ) 、 3 a ( 3 ) ) には、A R 係数の振幅が距離によって大きく変動し、安定な値を示していないので、原理どおり明らかに 1 ターゲット ( 1 受信波 ) を示す、パターン 1 である結果が導かれる。

図 1 3 ( c ) において、次数を 1 とした場合 ( S 1 ) には、白色雑音の分散は、1 近傍に収束する。しかし、次数を 2 又は 3 とした場合 ( S 2 , S 3 ) には、白色雑音の分散が距離によって変動し、少し 1 近傍から低下している。このように、実際の環境や車両毎の反射状態を考えると、2 つのパラメータを用いて相補的に判定すると、判定精度を向上できると考える。

20

【 0 0 5 8 】

< 受信波の到来方向推定処理の手順 >

次に、方位検出部 3 0 における、受信波の到来方向の推定を行う手順について、高分解能アルゴリズムとして改良共分散法による A R スペクトル推定処理を例にあげ説明する。なお、改良共分散法に代えて、共分散法も適用できる。共分散法も基本原理は改良共分散法と同じである。

A R スペクトル推定処理そのものは、一般的に用いられているため ( 例えば、非特許文献 1 ) 、本実施形態において必要な箇所を中心に説明する。

図 1 4 は、電子走査型レーダ装置におけるターゲットの方向推定処理の流れを示すフローチャートである。この図に示されるフローチャートにしたがって行われる処理は、周期的に繰り返して実施される。

30

【 0 0 5 9 】

まず、周波数分解処理部 2 2 は、反射物 ( ターゲット ) の距離ポイントに該当する周波数分解された複素数データを抽出する ( ステップ S 1 0 1 ) 。

方位検出部 3 0 における正規方程式生成部 3 0 1 が、その複素数データに基づいて相関行列を導き、その相関行列から 1 次の共分散行列と 1 次の右辺ベクトルを生成し、1 次の正規方程式の要素とする ( ステップ S 1 0 2 ) 。

A R 係数算出部 3 0 2 は、その 1 次の正規方程式を解いて 1 次の A R 係数を算出する。その手段として、例えば、コレスキー分解などの逆行列を解く高速アルゴリズムを利用することができる。また、A R 係数算出部 3 0 2 は、入力される 1 次の白色雑音の分散<sup>2</sup>も算出する ( ステップ S 1 0 3 ) 。

40

【 0 0 6 0 】

方位検出部 3 0 における正規方程式生成部 3 0 1 が、その相関行列から 2 次の共分散行列と 2 次の右辺ベクトルを生成し、2 次の正規方程式の要素とする ( ステップ S 1 0 4 ) 。

A R 係数算出部 3 0 2 は、その 2 次の正規方程式を解いて 2 次の A R 係数を算出する。また、A R 係数算出部 3 0 2 は、入力される 2 次の白色雑音の分散<sup>2</sup>も算出する ( ステップ S 1 0 5 ) 。

【 0 0 6 1 】

50

方位検出部 30 における正規方程式生成部 301 が、その相関行列から 3 次の共分散行列と 3 次の右辺ベクトルを生成し、3 次の正規方程式の要素とする (ステップ S106)。

AR 係数算出部 302 は、その 3 次の正規方程式を解いて 3 次の AR 係数を算出する。また、AR 係数算出部 302 は、入力される 3 次の白色雑音の分散<sup>2</sup>も算出する (ステップ S107)。

【0062】

判定部 303 は、ステップ S102 から S107 において算出された、1 次から 3 次の AR 係数と白色雑音の分散<sup>2</sup>に基づいて、対象物が 1 つのターゲットであるか否かの判定処理を行う (ステップ S108)。

判定部 303 は、ステップ S108 における判定の結果、1 つのターゲットでない判定された場合は、ステップ S110 の処理を、1 つのターゲットであると判定された場合は、ステップ S111 の処理に進む (ステップ S109)。

【0063】

判定部 303 は、ステップ S109 によって 1 つのターゲットでない判定された結果に基づいて、次数が 3 の場合の AR 係数と白色雑音の分散<sup>2</sup>を選択し、ステップ S112 の処理に進む (ステップ S110)。

【0064】

判定部 303 は、ステップ S109 によって 1 つのターゲットである判定された結果に基づいて、次数が 2 の場合の AR 係数と白色雑音の分散<sup>2</sup>を選択する (ステップ S111)。

【0065】

続いて、パワースペクトル算出部 304 は、パワースペクトルを算出する。パワースペクトルは、AR 係数と白色雑音の分散<sup>2</sup>に基づいて求められる。求められたパワースペクトルは、到達波に対する伝達特性を示し、その伝達特性を伝達関数として示した場合の極に対応するピーク特性が検出される (ステップ S112)。

そのピークが示す値から、ターゲットの数及び反射波が到来する到来角度として検知する (ステップ S113)。

【0066】

以上に示した処理において、AR 係数は、求められるパワースペクトルの特性に関係し、そのピーク形状の精度に寄与することから、AR 係数の推定精度が向上することにより、検知性能 (検知角度性能や分離性能) も向上する。

【0067】

図 15 は、2 つのパラメータ毎でパターン 1 になる論理を構成した処理を示すフローチャートである。

この図に示される処理は、図 14 に示されるステップ S108 と S109 における判定処理の一実施態様を示す。

【0068】

AR 係数の振幅に基づいた第 1 のパターン (受信波数が 1) の状況を判定する条件は、次の 3 つの条件の論理積とする。

第 1 の条件は、1 次の場合の第 1 項 (1a(1)) の振幅が (1 - TH1) より大きい場合とする。TH1 は、1 次の場合の第 1 項 (1a(1)) の振幅を判定するために予め定められる第 1 閾値である。

第 2 の条件は、2 次の場合の第 2 項 (2a(2)) の振幅が、(TH2) より小さい場合とする。TH2 は、2 次の場合の第 2 項 (2a(2)) の振幅を判定するために予め定められる第 2 閾値である。

第 3 の条件は、3 次の場合の第 3 項 (3a(3)) の振幅が、(TH3) より小さい場合とする。TH3 は、3 次の場合の第 3 項 (3a(3)) の振幅を判定するために予め定められる第 3 閾値である。

この 3 つの条件を全て満たす場合には、AR 係数振幅パターン (AP) フラグの値を「

10

20

30

40

50

1」とする(ステップS108-1)。

また、図13(b)の1a(1)、2a(2)、3a(3)が距離(又は時間経過)により安定又は不安定であることを認識して、さらに高度に判定することも可能である。

【0069】

また、白色雑音の分散の値に基づいた第1のパターン(受信波数が1)を判定する条件は、次の条件を満たす場合とする。

1次から3次の場合の白色雑音の分散の値の合計が、(TH4)より大きい場合には、白色雑音分散パターン(SP)フラグの値を「1」とする。TH4は、白色雑音の分散の値を判定するために予め定められる第4閾値とする(ステップS108-2)。

また、図13(c)のS1、S2、S3が距離(又は時間経過)により安定又は不安定

10

【0070】

さらに、AR係数振幅パターン(AP)フラグの値と、白色雑音分散パターン(SP)フラグの値とに基づいて、判定を行う。

AR係数振幅パターン(AP)フラグと白色雑音分散パターン(SP)フラグの論理和が「1」であるか否かを判定し、「1」である場合を「1つのターゲット」として判定し、ステップS111の処理をする。

【0071】

ここでは、簡単な論理演算で構成したが、さらに性能を上げるため各パラメータの値を、パターン重み付きの線形量に変換し、重み付け演算と閾値に基づく判定処理で分類して取りいれることも可能である。

20

【0072】

図16は、本実施形態の効果を示す図である。

図16(a)に示す本実施形態の結果では、1つのターゲットを推定する処理の次数を2として推定処理する場合には、偽ピークが生じることなく正しくターゲットを検知できる状態が示される。

図16(b)では、1つのターゲットを示す同じ入力データに基づいて推定する処理の次数を3として推定処理する場合の推定結果を示す。この図16(b)では、偽ピークが生じた例が示される。

【0073】

30

(第2実施形態)

次に、図を参照し、本実施形態による電子走査型レーダ装置について説明する。

図17は、本実施形態による電子走査型レーダ装置の構成例を示すブロック図である。

本実施形態における信号処理部20Bは、第1実施形態と同様に、方位推定を高分解能アルゴリズムで行う。図1に示す第1実施形態と同じ構成については、同一の符号を付し、以下第1実施形態との相違点について説明する。

信号処理部20Bにおいて周波数分解処理部22Bは、アンテナ毎の上昇領域と下降領域とのビート信号を複素数データに変換し、そのビート周波数を示す周波数ポイントと、複素数データとをピーク検知部23Bへ出力する。

そして、ピーク検知部23Bは、上昇領域及び下降領域それぞれのピーク値と、そのピーク値の存在する周波数ポイントとを検出し、その周波数ポイントを周波数分解処理部22Bへ出力する。

40

次に、周波数分解処理部22Bは、上昇領域及び下降領域それぞれについて該当する複素数データを、方位検出部30Bへ出力する。

この複素数データが、上昇領域及び下降領域のそれぞれのターゲット群(上昇領域及び下降領域においてピークを有するビート周波数)となる。

方位検出部30Bは、供給される複素数データに基づいて次数推定を行う。

【0074】

次に、方位検出部30Bは、上昇領域のAR係数及び下降領域のAR係数の各々について角度を検出し、図18に示すテーブルとしてピーク組合せ部24Bへ出力する。

50

そして、ピーク組合せ部 2 4 B は、図 1 8 に示すテーブルの情報を元に、同様の角度を有する組み合わせを行い、上昇領域と下降領域とのビート周波数の組み合わせを距離検出部 2 5 及び速度検出部 2 6 へ出力する。

【 0 0 7 5 】

距離検出部 2 5 は、第 1 実施形態と同様に、組み合わせの上昇領域と下降領域とのビート周波数により距離を算出する。

また、速度検出部 2 6 は、第 1 実施形態と同様に、組み合わせの上昇領域と下降領域とのビート周波数により相対速度を算出する。

ここで、距離検出部 2 5 及び速度検出部 2 6 それぞれは、距離と相対速度との値を、ビート周波数の上昇領域及び下降領域の組み合わせにて計算する。

ペア確定部 2 7 は、上昇領域及び下降領域それぞれのピークのペアを確定する。

【 0 0 7 6 】

( 第 3 実施形態 )

次に、図を参照し、本実施形態による電子走査型レーダ装置について説明する。

図 1 9 は、本実施形態による電子走査型レーダ装置の構成例を示すブロック図である。

本実施形態における信号処理部 2 0 C は、第 1 実施形態と異なり、A R スペクトル推定処理等の高分解能アルゴリズムに比べて分解能が低い D B F ( Digital Beam Forming ) を先に用いて方位推定を行い、その後 A R 係数を用いた A R スペクトル推定処理による高分解能アルゴリズムで方位推定を行う構成である。図 1 に示す第 1 実施形態と同じ構成については、同一の符号を付し、以下第 1 実施形態との相違点について説明する。

この図に示されるように、図 1 の第 1 実施形態における周波数分解処理部 2 2 C とピーク検出部 2 3 C との間に D B F 処理部 4 0 が設けられ、上述したように、先に D B F を用いて受信波の到来する方位を検出する点が第 1 実施形態と異なる。

【 0 0 7 7 】

周波数分解処理部 2 2 C は、メモリ 2 1 に蓄積されたビート信号のサンプリングされたデータから、三角波の上昇部分(上り)と下降部分(下り)とのそれぞれについて周波数分解により離散時間に周波数変換する。すなわち、周波数分解処理部 2 2 D は、ビート信号を予め設定された周波数帯域幅を有するビート周波数に周波数分解して、ビート周波数毎に分解されたビート信号に基づいた複素数データを算出し、D B F 処理部 4 0 D に出力する。

次に、D B F 処理部 4 0 は、入力される各アンテナに対応した複素数データを、アンテナの配列方向にフーリエ変換し、すなわち空間軸フーリエ変換を行う。

そして、D B F 処理部 4 0 は、角度に依存する、すなわち角度分解能に対応した角度チャンネル毎の空間複素数データを計算し、ビート周波数毎にピーク検出部 2 3 C に対して出力する。

【 0 0 7 8 】

これにより、D B F 処理部 4 0 から出力される角度チャンネル毎の空間複素数データ(ビート周波数単位)の示すスペクトルは、ビーム走査分解能による受信波の到来方向推定に依存したものとなる。

また、アンテナの配列方向にフーリエ変換されているため、角度チャンネル間にて複素数データを加算しているのと同じ効果を得ることができ、角度チャンネル毎の複素数データは S / N 比が改善されており、ピーク値の検出における精度を、第 1 実施形態と同様に向上させることが可能となる。

上述した複素数データ及び空間複素数データともに、第 1 実施形態と同様に、三角波の上昇領域及び下降領域の双方にて算出される。

【 0 0 7 9 】

次に、ピーク検出部 2 3 C は、D B F 処理部 4 0 による処理の後に、D B F 結果による角度チャンネル毎にピークの検出を行い、検出された各チャンネルのピーク値を、次のピーク組合せ部 2 4 へ角度チャンネル毎に出力する。すなわち、1 6 の分解能による空間軸フーリエ変換の場合、角度チャンネルの数は 1 5 となる。

ピーク組合せ部 24 では、第 1 の実施例と同様に、上昇領域及び下降領域におけるピーク値のあるビート周波数とそのピーク値を組み合わせて、距離検出部 25 及び速度検出部 26 へ、角度チャンネル毎に出力する。

【0080】

そして、ペア確定部 27 は、距離検出部 25 及び速度検出部 26 各々から、順次入力される上記距離 r 及び相対速度 v により、図 5 のテーブルを角度チャンネル毎に生成し、第 1 の実施例と同様に、ターゲット毎に対応した上昇領域及び下降領域それぞれの適切なピークの組み合わせを、角度チャンネル毎に判定する。ここで、DBF での分解能では、ターゲットが複数の角度チャンネルに跨って存在を示すので、近隣の角度チャンネル(マトリクス)との一貫性も加味して、角度チャンネル毎に上昇領域及び下降領域それぞれのピークの適切な組み合わせを行うことができる。

10

そして、上昇領域及び下降領域それぞれのピークのペアを確定し、確定した距離 r 及び相対速度 v を示すターゲット群番号を生成し、図 20 に示すテーブルが作成される。

図 20 は、上昇領域及び下降領域それぞれのピークのペアを確定した結果を記憶するテーブルである。

ペア確定部 27 は、距離 r 及び相対速度 v のみでなく、それぞれのターゲットの角度チャンネルの情報が得られるため、縦位置と横位置を求めることができるため、図 6 のテーブルに対して縦位置と横位置が含まれた、現在の検知サイクルの各ターゲット群に対応する結果を有する図 20 に示すテーブルを生成する。

20

【0081】

なお、本実施形態の DBF 処理部 40 は、複素数データに基づいて、受信波を受信する所望の方向の受信感度を高めるデジタルビームフォーミング(DBF)に基づいてターゲットの存在及び方位を検出する。方位検出部 30 は、高分解能アルゴリズムの AR スペクトル推定を用いてターゲットの方位を検出する。

これにより、方位検出部 30 が行う高精度の方位検出に先立ち、分解能は低いが安定したビームスペクトルを示す DBF の方位検出を行うことにより、推定精度を向上させることができる。

方位検出部 30 からの方位情報と DBF 処理部 40 からの方位情報とに基づいた論理積演算(AND 論理)によって推定することにより、方向検知の信頼度を向上させたり、互いの方位情報を分担したり、例えば、近距離では角度分解能が粗くて良いので DBF の角度情報を用いたりできる効果を成す。

30

【0082】

(第 4 実施形態)

次に、図を参照し、本実施形態による電子走査型レーダ装置を説明する。

図 21 は、本実施形態による電子走査型レーダ装置の構成例を示すブロック図である。

本実施形態における信号処理部 20D は、第 1 実施形態と異なり、先に AR スペクトル推定処理等の高分解能アルゴリズムに比べ分解能が低い DBF (Digital Beam Forming) を先に用いて方位推定を行い、ターゲットの角度範囲を絞り込み、IDBF (逆 DBF、すなわち逆空間軸フーリエ変換) を行い周波数軸の複素数データに戻し、後に行う高分解能アルゴリズムで行う方位推定の精度を向上させる構成である。図 19 に示す第 3 実施形態と同じ構成については、同一の符号を付し、以下第 3 実施形態との相違点について説明する。

40

本実施形態は、第 3 実施形態にチャンネル (Ch) 削除部 41 及び IDBF 処理部 42 が付加されたものである。

【0083】

周波数分解処理部 22D は、メモリ 21 に蓄積されたビート信号のサンプリングされたデータから、三角波の上昇部分(上り)と下降部分(下り)とのそれぞれについて周波数分解により離散時間に周波数変換する。すなわち、周波数分解処理部 22D は、ビート信号を予め設定された周波数帯域幅を有するビート周波数に周波数分解して、ビート周波数毎に分解されたビート信号に基づいた複素数データを算出し、DBF 処理部 40D に出力

50

する。

D B F 処理部 4 0 D は、第 3 実施形態と同様に、空間軸フーリエ変換を行い、空間複素数データをピーク検知部 2 3 C へ出力するとともに、C h 削除部 4 1 へ出力する。

ここで、D B F 処理部 4 0 D は、図 2 2 ( a ) に示すように、受信アンテナの配列方向に本実施形態においては、例えば 1 6 ポイントの分解能により、空間軸フーリエ変換を行い、結果として 1 5 の角度チャンネルの角度単位のスペクトルを生成し、C h 削除部 4 1 へ出力する。

そして、C h 削除部 4 1 は、ペア確定部 2 7 D で確定された D B F ターゲットのピーク周波数ポイント（例えば下降部分）に該当する空間複素数データのスペクトルのレベルが予め設定された角度範囲にて隣接して連続し、かつ予め設定された D B F 閾値のレベルを超えるか否かの検出を行い、D B F 閾値を超えない角度チャンネルのスペクトルを「0」に置き換える処理を行い、絞り込んだ空間複素データを出力する。

上述した処理において、C h 削除部 4 1 は、例えば、図 2 2 ( b ) に示すように隣接した 4 つの角度チャンネルが連続して上記 D B F 閾値を超えるレベルであると、その範囲にターゲットが 1 つ以上存在するとして、これらの角度チャンネルのスペクトルを残し、他の角度のスペクトルの強度を「0」に置き換える。

#### 【 0 0 8 4 】

そして、I D B F 処理部 4 2 は、スペクトルの絞込を行った、すなわち設定した数の角度チャンネルにおいて連続して D B F 閾値を超える角度チャンネル領域のデータのみを残し、その他の領域の強度を「0」に置き換えた空間複素数データを生成する。I D B F 処理部 4 2 は、置き換えた空間複素数データを、逆空間軸フーリエ変換し、周波数軸の複素数データに戻し、方位検出部 3 0 へ出力する。

そして、方位検出部 3 0 は、入力される複素数データから相関行列を算出するため、路側物などの成分を除去し、かつノイズ成分を削減した直交性の良い相関行列を求めることができる。図 2 2 ( c ) は図 2 2 ( b ) の D B F 分解能でのターゲット群（実際にはターゲットが 2 つ以上ある可能性があるのでターゲット群とする）を、上記の方法で相関行列に基づいて正規方程式を作成し、高分解能アルゴリズムでさらにターゲットを分離する。

また、図 2 3 ( a ) に示すように、複数のターゲット群からの反射成分を含む受信波を受信した場合、D B F 処理部 4 0 D から出力される空間複素データには、連続した角度チャンネルにおいて D B F 閾値レベルを超える角度チャンネル範囲が複数存在することとなる。

#### 【 0 0 8 5 】

そして、C h 削除部 4 1 は、入力される空間複素データに基づいて、角度チャンネル領域にて識別される別々の空間複素数データに分割する。C h 削除部 4 1 は、設定された角度チャンネル範囲において、隣接した角度チャンネルのスペクトルのレベルが連続して D B F 閾値のレベルを超える角度チャンネル領域をそれぞれ抽出する。C h 削除部 4 1 は、抽出した角度チャンネル領域以外のスペクトルの強度を「0」に置き換える。図 2 3 ( b ) 及び図 2 3 ( c ) のように、C h 削除部 4 1 は、角度チャンネル領域を単位として識別される別々の空間複素数データに分割する。

ここで、ペア確定部 2 7 D は、第 1 実施形態と同様に距離、相対速度及び縦位置と横位置を求め、C h 削除部 4 1 へ出力する。

C h 削除部 4 1 は、D B F ターゲットの周波数ポイントに該当する空間複素数データを選出し、上述した C h 削除を行った後、I D B F 処理部 4 2 へ出力する。

そして、I D B F 処理部 4 2 は、入力される空間複素数データを逆空間フーリエ変換して、得られた周波数軸の複素数データを方位検出部 3 0 へ出力する。

#### 【 0 0 8 6 】

なお、本実施形態の D B F 処理部 4 0 D は、デジタルビームフォーミングに基づいて設定される所望の方向に対応する角度チャンネル毎のスペクトルの強度を示す空間複素数データを算出する。D B F 処理部 4 0 D は、隣接する角度チャンネルのスペクトルの強度が予め設定された角度チャンネル幅の範囲において予め設定された D B F 閾値を超えた場合

10

20

30

40

50

、ターゲットの存在を検知してDBF検知ターゲットとして定義する。また、DBF処理部40Dは、ターゲットの存在が検知されていない角度チャンネルのスペクトル強度を「0」に置き換える。そして、Ch削除部41は、新たな空間複素数データとして出力する。IDBF処理部42は、新たな空間複素数データを逆DBFすることにより、再生複素数データを生成する。正規方程式生成部301は、再生複素数データから相関行列を導いて正規方程式を生成する。

【0087】

また、本実施形態のCh削除部41は、複数のDBF検知ターゲットを検出した場合、それぞれのDBF検知ターゲットに対応した角度チャンネル範囲毎にスペクトルを分割し、DBF検知ターゲットの数の空間複素数データを生成する。IDBF処理部42は、DBF検知ターゲット毎の空間複素数データをそれぞれ逆DBFすることにより、DBF検知ターゲット毎の再生複素数データを生成する。正規方程式生成部301は、DBF検知ターゲット毎の再生複素数データに基づいて、DBF検知ターゲット毎の相関行列を算出する。

10

【0088】

上述した処理により、方位検出部30のARスペクトル推定処理におけるスペクトル算出時に検知方向範囲を絞り込むことができ、第1～第4実施形態に比較して、より分解能を上げることが可能となる。

さらに、上述した構成とすることにより、方位検出部30において、AR係数の計算に用いる相関行列に、ターゲット群毎の反射成分に分割した受信波を、仮想的に受信されたこととなるため、例えば受信アンテナ数及び設定回数に対してその数以上の多くのターゲットからの反射成分を含んだ受信波が受信されたとしても、AR係数の計算で誤ることなく計算が可能となる。

20

【0089】

なお、図14に示したフローチャートにおけるステップS101の処理において、繰り返し検出される複素数データから生成される正規方程式に対して時系列に応じた移動時間平均処理を行うことにより、スペクトルの精度や回数推定の精度を高めることができる。

具体的な処理としては、例えば、生成された各回数の正規方程式の要素を記憶領域に記憶する。記憶する正規方程式の要素は、共分散行列、AR係数(ベクトル)、右辺ベクトルを単位とする。

30

ステップS102、S104及びS106において、方位検出部30は、AR係数を導く際に、平均化処理された共分散行列、右辺ベクトルに基づいてAR係数を導く。そして、導かれたAR係数について平均化処理を行う。平均化処理された共分散行列及び右辺ベクトルは、過去の検出サイクルの処理における共分散行列及び右辺ベクトルを参照し、今回の検出サイクルで検出された共分散行列及び右辺ベクトルとの移動時間平均処理によって導かれる。AR係数の平均化処理は、過去の検出サイクルの処理において導かれたAR係数を参照し、今回の検出サイクルで検出されたAR係数との移動時間平均処理によって導かれる。共分散行列などの移動時間平均処理についての詳細は、特許文献4などを参照する。

そして、方位検出部30は、上記の移動時間平均処理を行った正規方程式から導かれるAR係数及び白色雑音の分散に基づいて、ステップS108以降の処理を行うことにより、検出誤差の影響を低減した判定を行うことができ、ターゲットの検出精度を向上することが可能となる。

40

【0090】

なお、本実施形態の電子走査型レーダ装置は、移動体に搭載される。受信部は、送信手段が送信した送信波を反射したターゲットから到来する受信波を受信する複数のアンテナ1-1～1-nを含んで構成される。ミキサ2-1～2-nは、送信波及び受信波からビート信号を生成する。信号処理部20の周波数分離処理部22は、ビート信号を予め設定された周波数帯域幅を有するビート周波数に周波数分解して、ビート周波数毎に分解されたビート信号に基づいた複素数データを算出する。ピーク検出部23は、ビート周波数の

50

強度値からピーク値を検出して前記ターゲットの存在を検知する。方位検出部30は、アンテナ毎に、ターゲットの存在が検知されたビート周波数である検出ビート周波数の複素数データに基づいて生成される異なる次数の正規方程式であって、その正規方程式に基づいて導かれる受信波数に応じて選択された次数の正規方程式に基づいて受信波の到来方向を算出する。

これにより、ARスペクトル推定法において導かれる正規方程式について、異なる次数の正規方程式からAR係数と白色雑音の分散値を導くことができる。導かれたAR係数と白色雑音の分散値を利用した演算処理により、軽い演算負荷で受信波数を推定できる。

#### 【0091】

また、本実施形態の方位検出部30は、正規方程式生成部301が、共分散行列、AR係数、右辺ベクトルを要素とする線形式で示される前記正規方程式であって、複素数データから導かれる共分散行列と右辺ベクトルに基づいて、異なる次数の正規方程式を生成する。AR係数算出部302は、異なる次数の正規方程式として示されるARモデルに基づいて、前記正規方程式の次数に応じた次数の前記AR係数をそれぞれ導く。判定部303は、導かれたAR係数に基づいて受信波数を判定する。スペクトル算出部304は、導かれたAR係数の内から、判定された受信波数に応じて選択された次数のAR係数に基づいて導かれるパワースペクトルから受信波の到来方向を算出する。

これにより、方位検出部30は、判定部303が判定した受信波数に基づいて受信波の到来方向を算出できる。スペクトル算出部304は、異なる次数のAR係数の内から、受信波数に応じてAR係数の次数を選択する。スペクトル算出部304は、選択された次数のAR係数に基づいて導かれるパワースペクトルから受信波の到来方向を算出する。

#### 【0092】

また、本実施形態のAR係数算出部302は、異なる次数の正規方程式として示されるARモデルに基づいて、正規方程式の次数に応じた次数の白色雑音の分散値をそれぞれ導く。判定部303は、導かれたAR係数と、導かれた白色雑音の分散値とに基づいて受信波数を判定する。

これにより、方位検出部30は、受信波数の判定を、異なる次数の正規方程式から導かれた2つのパラメータに基づいて行うことができる。

#### 【0093】

また、本実施形態の方位検出部30において、異なる次数は、任意の値までの自然数によって示される複数の次数である。

また、本実施形態の方位検出部30において、異なる次数は、1から任意の値までの連続する自然数によって示される次数である。

これにより、限られた次数の情報に基づいた演算処理を行うことができ、処理負荷を低減させることができる。

#### 【0094】

また、本実施形態の正規方程式の次数は、検知するターゲットの数以上にする。

また、本実施形態の方位検出部30において、判定された受信波数に応じて選択されるAR係数は、判定部303によって判定された受信波数が1である場合、1次又は2次のAR係数とする。

これにより、高い次数のAR係数に基づいて処理する際に生じうる擬似ピークの発生を抑制することができる。

#### 【0095】

以上、第1～第8実施形態は、図1に示すFMCW方式のレーダに用いる構成例を基に説明したが、FMCW方式の他のアンテナ構成にも適用することが可能である。

また、多周波CW、パルスレーダ等のFMCW方式以外の他の方式においても、本実施形態を適用することが可能である。

#### 【0096】

本実施形態において、パワースペクトルのピークを算出してターゲット数と方位を求める形態としたが、パワースペクトルの代わりに高次方程式の根を求める計算を用いて、そ

10

20

30

40

50

の極で方位を推定してもよい。

また、本実施形態に示した「改良共分散法 (Modified Covariance Method)」は、「前向き後向き線形予測法 (Forward and Backward Linear Prediction Method)」、或いは、単に「FBLP法」などと呼ばれる場合がある。

なお、本実施形態では、検出するターゲットの数を3個までの場合を例示したが、3個にまでに制限されるものではなく任意の値を選択できる。また、正規方程式として、3次までの場合を例示したが、元のチャンネル数に制限がないかぎり、式の次数は、検出が必要とされるターゲットの数に応じて定めることができ、任意の次数を選択することができる。

【0097】

なお、図1、図17、図19、図21における信号処理部20、20Bから20Dの機能を実現するためのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することにより、受信波から方位検出を行う信号処理を行ってもよい。なお、ここでいう「コンピュータシステム」とは、OSや周辺機器等のハードウェアを含むものとする。また、「コンピュータシステム」は、ホームページ提供環境(あるいは表示環境)を備えたWWWシステムも含むものとする。また、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、ROM、CD-ROM等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。さらに「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムが送信された場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリ(RAM)のように、一定時間プログラムを保持しているものも含むものとする。

10

20

【0098】

また、上記プログラムは、このプログラムを記憶装置等に格納したコンピュータシステムから、伝送媒体を介して、あるいは、伝送媒体中の伝送波により他のコンピュータシステムに伝送されてもよい。ここで、プログラムを伝送する「伝送媒体」は、インターネット等のネットワーク(通信網)や電話回線等の通信回線(通信線)のように情報を伝送する機能を有する媒体のことをいう。また、上記プログラムは、前述した機能の一部を実現するためののものであってもよい。さらに、前述した機能をコンピュータシステムにすでに記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるもの、いわゆる差分ファイル(差分プログラム)であってもよい。

30

【符号の説明】

【0099】

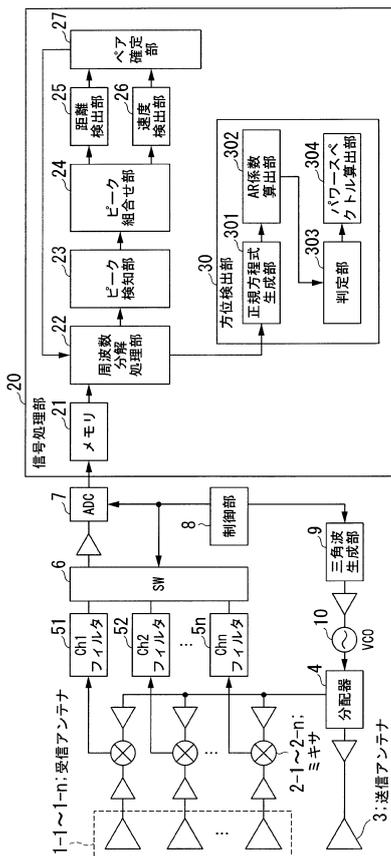
- 1 - 1, 1 - n ... 受信アンテナ
- 2 - 1, 2 - n ... ミキサ
- 3 ... 送信アンテナ
- 4 ... 分配器
- 5 - 1, 5 - n ... フィルタ
- 6 ... SW
- 7 ... ADC
- 8 ... 制御部
- 9 ... 三角波生成部
- 10 ... VCO
- 20、20B、20C、20D ... 信号処理部
- 21 ... メモリ
- 22、22B、22C、22D ... 周波数分解処理部
- 23、23B、23C ... ピーク検知部
- 24、24B ... ピーク組合せ部
- 25 ... 距離検出部

40

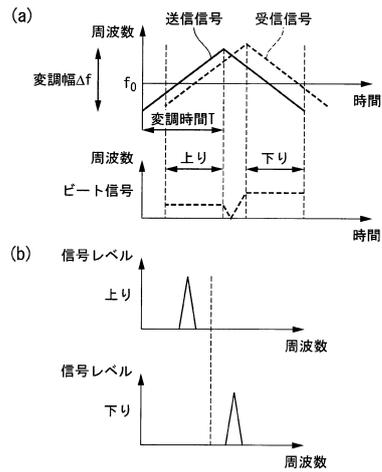
50

- 2 6 ... 速度検出部
- 2 7、2 7 B、2 7 D ... ペア確定部
- 3 0、3 0 B ... 方位検出部
- 4 0、4 0 D ... D B F 処理部
- 4 1 ... C h 削除部
- 4 2 ... I D B F 処理部
- 3 0 1 ... 正規方程式生成部
- 3 0 2 ... A R 係数算出部
- 3 0 3 ... 判定部
- 3 0 4 ... パワースペクトル算出部

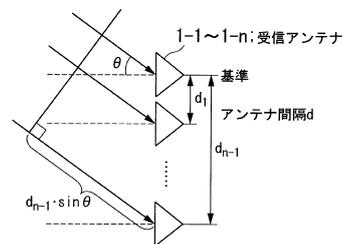
【 図 1 】



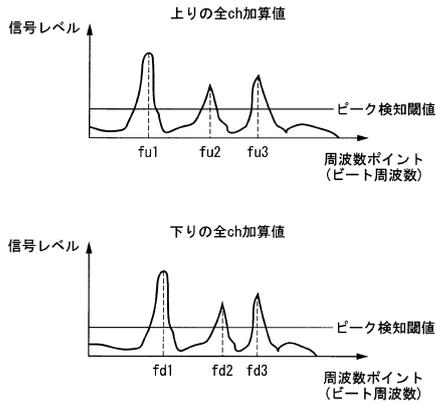
【 図 2 】



【 図 3 】



【図4】



【図5】

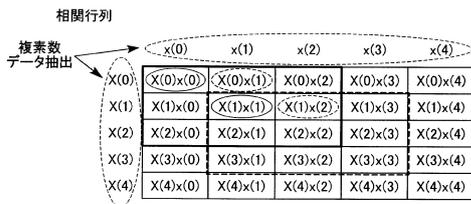
		上りのピーク →				
		1	2	3	4	5
1	↓	r <sub>11</sub>	r <sub>12</sub>			
		v <sub>11</sub>	v <sub>12</sub>	...		
		pu <sub>1</sub>	pu <sub>2</sub>			
2	↓	pd <sub>1</sub>	pd <sub>2</sub>			
		r <sub>21</sub>	r <sub>22</sub>			
		v <sub>21</sub>	v <sub>22</sub>			
3	↓	pu <sub>1</sub>	pu <sub>2</sub>			
		pd <sub>2</sub>	pd <sub>2</sub>			
		...	...			
4	↓					
5	↓					r <sub>55</sub>
						v <sub>55</sub>
						pu <sub>5</sub>
					pd <sub>5</sub>	

DBF後の場合、このマトリクスが角度CH作成される

【図6】

ターゲット群番号	距離	相対速度	周波数ポイント
ターゲット群1	r <sub>1</sub>	v <sub>1</sub>	f <sub>1</sub>
ターゲット群2	r <sub>2</sub>	v <sub>2</sub>	f <sub>2</sub>
ターゲット群3	r <sub>3</sub>	v <sub>3</sub>	f <sub>3</sub>
ターゲット群4	r <sub>4</sub>	v <sub>4</sub>	f <sub>4</sub>
⋮			

【図7】



【図8】

$$\begin{aligned}
 & \text{右辺ベクトル} = [C_{x1}(1,0)] \\
 & \text{次数1の正規方程式} \quad [C_{x1}(1,1)] \begin{bmatrix} \hat{a}_1(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{x2}(1,1) & C_{x2}(1,2) \\ C_{x2}(2,1) & C_{x2}(2,2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{a}_2(1) \\ \hat{a}_2(2) \end{bmatrix} \\
 & \text{次数2の正規方程式} \quad \begin{bmatrix} C_{x3}(1,1) & C_{x3}(1,2) & C_{x3}(1,3) \\ C_{x3}(2,1) & C_{x3}(2,2) & C_{x3}(2,3) \\ C_{x3}(3,1) & C_{x3}(3,2) & C_{x3}(3,3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{a}_3(1) \\ \hat{a}_3(2) \\ \hat{a}_3(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{x3}(1,0) \\ C_{x3}(2,0) \\ C_{x3}(3,0) \end{bmatrix} \\
 & \text{次数3の正規方程式} \quad \text{AR係数}
 \end{aligned}$$

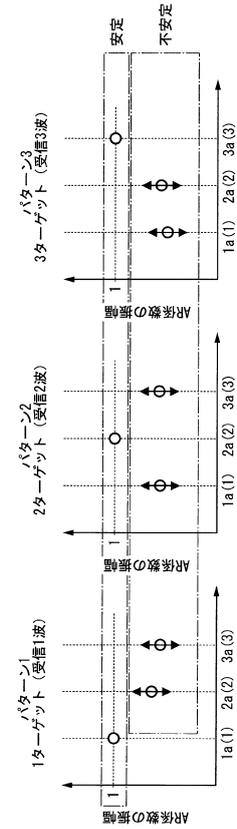
C<sub>xM</sub>(\*,\*)、a<sub>iM</sub>、複素数、M: 次数

【図9】

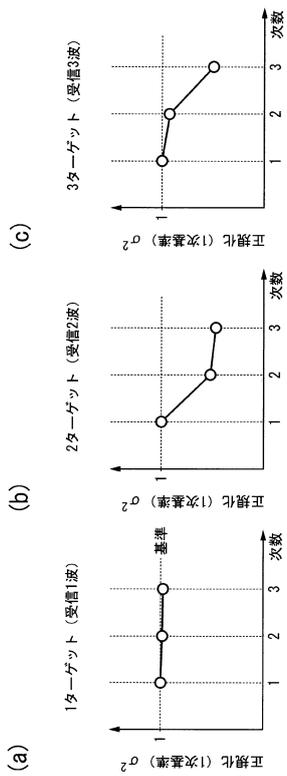
		AR係数の振幅		
		a(1)	a(2)	a(3)
1ターゲット (受信1波)	次数1	=1		
	次数2	≠1	≠1	
	次数3	≠1	≠1	≠1
2ターゲット (受信2波)	次数1	≠1		
	次数2	≠1	=1	
	次数3	≠1	≠1	≠1
3ターゲット (受信3波)	次数1	≠1		
	次数2	≠1	≠1	
	次数3	≠1	≠1	=1

1a(1)      2a(2)      3a(3)

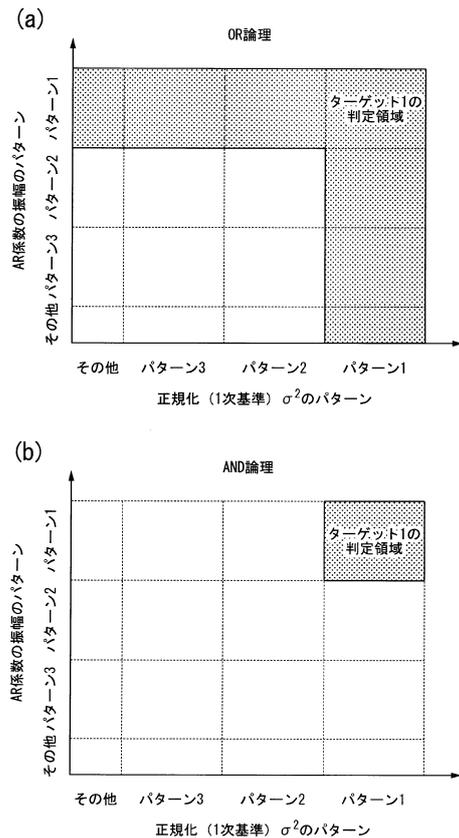
【図10】



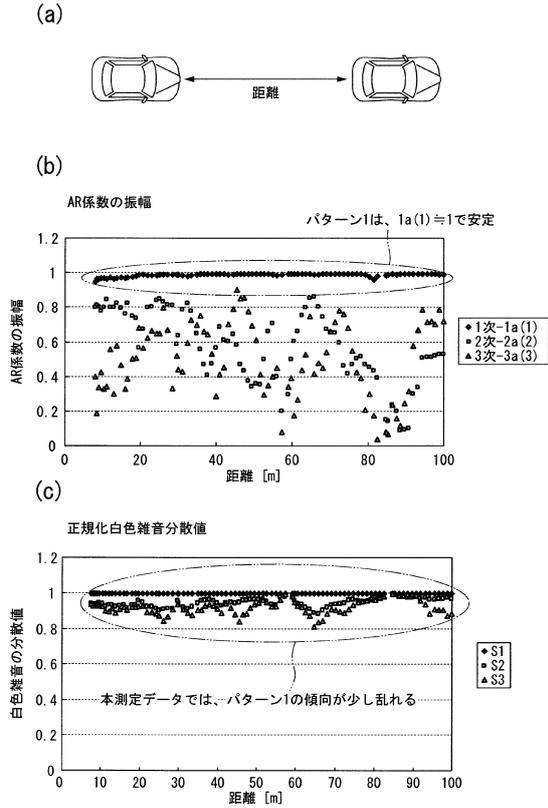
【図11】



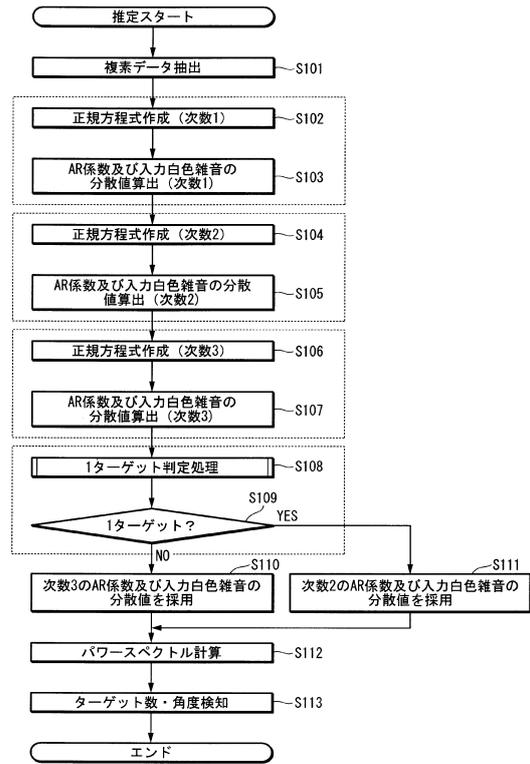
【図12】



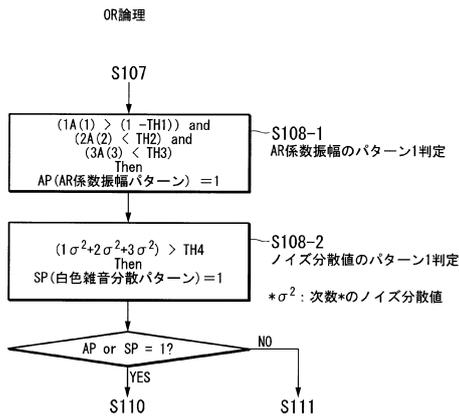
【図13】



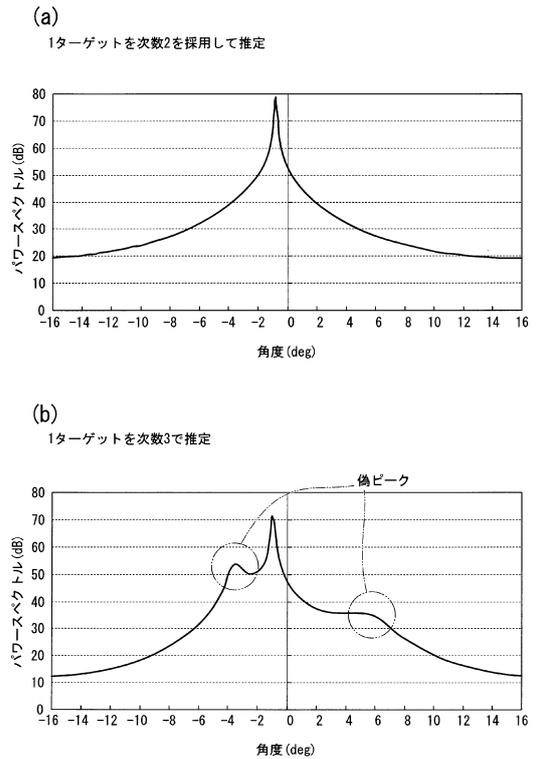
【図14】



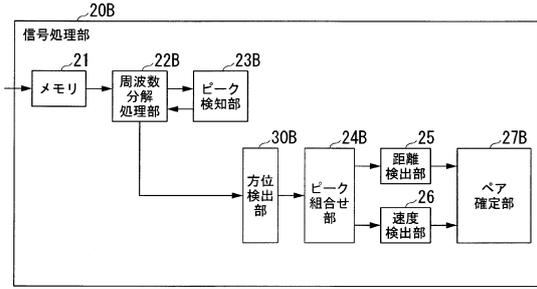
【図15】



【図16】



【図17】



【図18】

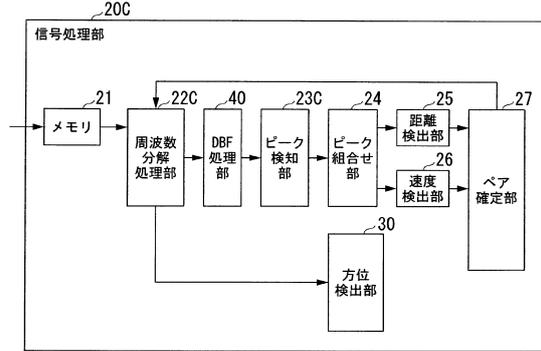
上り

	角度1	角度2	...	周波数ポイント
ターゲット群1	$t_{1\_ang1}$	$t_{1\_ang2}$		$f_1$
ターゲット群2	$t_{2\_ang1}$	$t_{2\_ang2}$		$f_2$
ターゲット群3	$t_{3\_ang1}$	$t_{3\_ang2}$		$f_3$
ターゲット群4	$t_{4\_ang1}$	$t_{4\_ang2}$		$f_4$
⋮				

下り

	角度1	角度2	...	周波数ポイント
ターゲット群1	$t_{1\_ang1}$	$t_{1\_ang2}$		$f_1$
ターゲット群2	$t_{2\_ang1}$	$t_{2\_ang2}$		$f_2$
ターゲット群3	$t_{3\_ang1}$	$t_{3\_ang2}$		$f_3$
ターゲット群4	$t_{4\_ang1}$	$t_{4\_ang2}$		$f_4$
⋮				

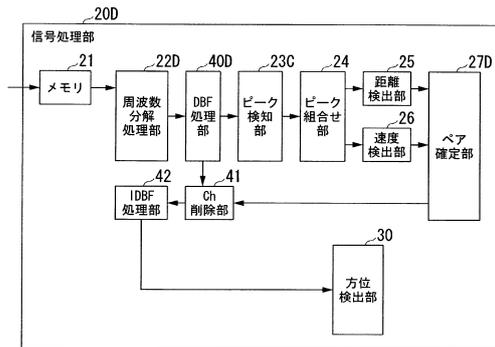
【図19】



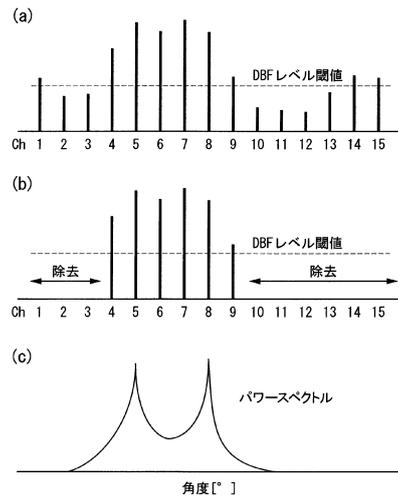
【図20】

ターゲット群番号	縦距離	縦位置	横位置	相対速度	周波数ポイント
ターゲット群1	$r_1$	$long\_d_1$	$late\_d_1$	$v_1$	$f_1$
ターゲット群2	$r_2$	$long\_d_2$	$late\_d_2$	$v_2$	$f_2$
ターゲット群3	$r_3$	$long\_d_3$	$late\_d_3$	$v_3$	$f_3$
ターゲット群4	$r_4$	$long\_d_4$	$late\_d_4$	$v_4$	$f_4$
⋮					

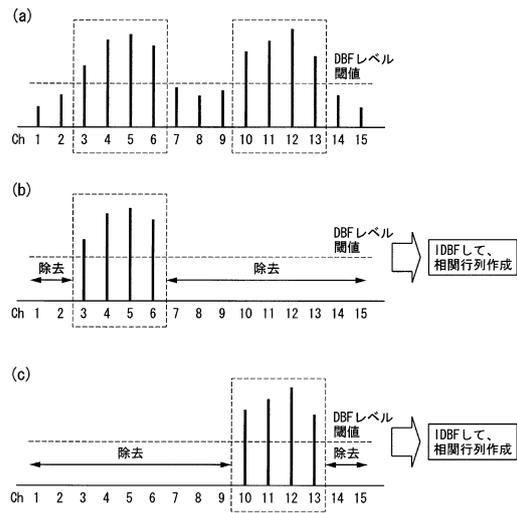
【図21】



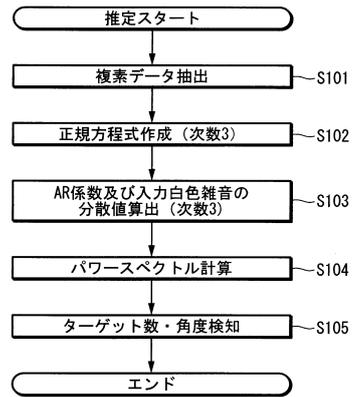
【図22】



【図23】



【図24】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2009-156582(JP,A)  
特開2009-103525(JP,A)  
特開2009-044857(JP,A)  
特開2006-308542(JP,A)  
特開2008-008781(JP,A)  
池原 雅章 MASA AKI IKEHARA, M A T L A B マルチメディア信号処理 上 初版, 株式会社  
培風館 山本 格, 第1版, 160-181ページ

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G 0 1 S 7 / 0 0 - 7 / 4 2  
G 0 1 S 1 3 / 0 0 - 1 3 / 9 5