

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2020-51802

(P2020-51802A)

(43) 公開日 令和2年4月2日(2020.4.2)

(51) Int.Cl.		F I				テーマコード (参考)
G O 1 S	7/292	(2006.01)	G O 1 S	7/292	2 0 0	5 J 0 7 0
G O 1 S	7/02	(2006.01)	G O 1 S	7/02	2 1 6	

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 37 頁)

(21) 出願番号	特願2018-179096 (P2018-179096)	(71) 出願人	314012076
(22) 出願日	平成30年9月25日 (2018. 9. 25)		パナソニックIPマネジメント株式会社
			大阪府大阪市中央区域見2丁目1番61号
		(74) 代理人	110002952
			特許業務法人鷺田国際特許事務所
		(72) 発明者	岸上 高明
			大阪府門真市大字門真1006番地
			パナソニック株式会社内
		Fターム(参考)	5J070 AB10 AC02 AC13 AD05 AE01
			AE09 AH12 AH14 AH35 AH39
			AK04 AK22 BA01

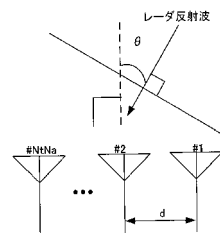
(54) 【発明の名称】 レーダ装置及び物標判定方法

(57) 【要約】

【課題】レーダ装置において反射波の到来方向を効率良く推定すること。

【解決手段】レーダ受信部200は、距離成分及びドップラ周波数成分の少なくとも1つで表される領域を分割した複数のセルのうち、第1のセルにおける反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々における第1の受信電力を算出し、複数のセルのうち、第1のセルの周辺セルにおける反射波信号を用いて、受信アレーアンテナの受信電力を基に第2の受信電力を算出し、第1の受信電力と、第2の受信電力に第1の係数を乗算した値である第1の閾値との比較結果に基づいて、第1のセルに対して物標が存在するか否かを判定する。

【選択図】 図8



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信アンテナを用いてレーダ信号を送信する送信回路と、
受信アンテナを用いて、前記レーダ信号が物標において反射された反射波信号を受信し、
前記反射波信号の到来方向を推定する受信回路と、
を具備し、

前記受信回路は、

距離成分及びドップラ周波数成分の少なくとも 1 つで表される領域を分割した複数のセルのうち、第 1 のセルにおける前記反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々における第 1 の受信電力を算出し、

10

前記複数のセルのうち、前記第 1 のセルの周辺セルにおける前記反射波信号を用いて、受信アレーアンテナの受信電力を基に第 2 の受信電力を算出し、

前記第 1 の受信電力と、前記第 2 の受信電力に第 1 の係数を乗算した値である第 1 の閾値との比較結果に基づいて、前記第 1 のセルに対して物標が存在するか否かを判定する、
レーダ装置。

【請求項 2】

前記受信回路は、前記所定数のビーム方向の少なくとも 1 つにおける前記第 1 の受信電力が前記第 1 の閾値よりも大きい前記第 1 のセルに対して物標が存在すると判定する、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 3】

20

前記受信回路は、前記所定数のビーム方向のうちの一部のビーム方向の前記第 1 の受信電力の加算値が、前記第 1 の閾値よりも大きい場合、前記第 1 のセルに対して物標が存在すると判定する、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 4】

前記受信回路は、前記物標が存在すると判定された前記第 1 のセルに対して、前記到来方向を推定する、

請求項 1 から 3 の何れか一項に記載のレーダ装置。

【請求項 5】

前記受信回路は、

30

前記複数のセルのうち、各セルにおける前記反射波信号を用いて算出される前記受信アレーアンテナの受信電力である第 3 の受信電力が、前記第 2 の受信電力に第 2 の係数を乗算した値である第 2 の閾値よりも大きいセルを前記第 1 のセルに設定し、

当該第 1 のセルにおける前記第 1 の受信電力と前記第 1 の閾値とを比較する、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 6】

前記第 2 の係数は、前記第 1 の係数に基づいて設定される、

請求項 4 に記載のレーダ装置。

【請求項 7】

前記受信回路は、

40

前記第 3 の受信電力が前記第 2 の閾値よりも大きいセルの数が上限値を超える場合、

前記第 3 の受信電力が前記第 2 の閾値よりも大きいセルのうち、予め設定された領域に含まれるセルを、他のセルよりも優先して前記第 1 のセルに設定する、

請求項 4 に記載のレーダ装置。

【請求項 8】

前記受信回路は、前記第 1 のセルに対する前記到来方向の推定処理において、前記所定数のビーム方向のうち、前記第 1 の受信電力が前記第 1 の閾値よりも大きいビーム方向を基準に設定される範囲において、前記到来方向を推定する、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 9】

50

前記受信アレーアンテナは、複数の前記送信アンテナと前記受信アンテナとで構成される仮想的な素子を含む、

請求項 1 に記載のレーダ装置。

【請求項 10】

送信アンテナを用いてレーダ信号を送信し、

受信アンテナを用いて、前記レーダ信号が物標において反射された反射波信号を受信し、前記反射波信号の到来方向を推定する方向推定方法であって、

距離成分及びドップラ周波数成分の少なくとも 1 つで表される領域を分割した複数のセルのうち、第 1 のセルにおける前記反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々における第 1 の受信電力を算出し、

前記複数のセルのうち、前記第 1 のセルの周辺セルにおける前記反射波信号を用いて、受信アレーアンテナの受信電力を基に第 2 の受信電力を算出し、

前記第 1 の受信電力と、前記第 2 の受信電力に第 1 の係数を乗算した値である第 1 の閾値との比較結果に基づいて、前記第 1 のセルに対して物標が存在するか否かを判定する、物標判定方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、レーダ装置及び物標判定方法に関する。

【背景技術】

【0002】

レーダ装置は、電波を送信し、物標（ターゲット）により反射された反射波を受信することで、反射波の到来遅延時間に基づいて物標までの距離を検出し、反射波のドップラ周波数成分に基づいて物標の相対速度を検出できる。

【0003】

近年、高分解能が得られるマイクロ波又はミリ波を含む波長の短いレーダ送信信号を用いたレーダ装置の検討が進められている。また、屋外での安全性を向上させるために、車両以外にも、歩行者又は落下物等の小物体を広角範囲で検知するレーダ装置（広角レーダ装置）の開発が求められている。

【0004】

広角レーダ装置の構成として、以下の構成が挙げられる。

【0005】

複数のアンテナ（アンテナ素子）で構成されるアレーアンテナによって反射波を受信し、素子間隔（アンテナ間隔）に対する受信位相差に基づく信号処理アルゴリズムによって反射波の到来角（到来方向）を推定する手法（到来角推定手法。Direction of Arrival (DOA) estimation）を用いる構成である。例えば、到来角推定手法には、フーリエ法（FFT (Fast Fourier Transform) 法）、又は、高い分解能が得られる手法として Capon 法、MUSIC (Multiple Signal Classification) 及び ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) が挙げられる（例えば、非特許文献 1 を参照）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献 1】特開 2016-114468 号公報

【非特許文献】

【0007】

【非特許文献 1】Direction-of-arrival estimation using signal subspace modeling Cadzow, J.A.; Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on Volume: 28 , Issue: 1 Publication Year: 1992 , Page(s): 64 - 79

【非特許文献 2】J. Li, and P. Stoica, "MIMO Radar with Colocated Antennas," Sign

10

20

30

40

50

al Processing Magazine, IEEE Vol. 24, Issue: 5, pp. 106-114, 2007

【非特許文献3】M. Kronauge, H. Rohling, "Fast two-dimensional CFAR procedure", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 2013, 49, (3), pp. 1817-1823

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかしながら、レーダ装置において反射波の到来方向を推定する方法について十分に検討されていない。

【0009】

本開示の一態様は、反射波の到来方向を効率良く推定することができるレーダ装置及び物標判定方法を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0010】

本開示の一態様に係るレーダ装置は、送信アンテナを用いてレーダ信号を送信する送信回路と、受信アンテナを用いて、前記レーダ信号が物標において反射された反射波信号を受信し、前記反射波信号の到来方向を推定する受信回路と、を具備し、前記受信回路は、距離成分及びドップラ周波数成分の少なくとも1つで表される領域を分割した複数のセルのうち、第1のセルにおける前記反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々における第1の受信電力を算出し、前記複数のセルのうち、前記第1のセルの周辺セルにおける前記反射波信号を用いて、受信アレーアンテナの受信電力を基に第2の受信電力を算出し、前記第1の受信電力と、前記第2の受信電力に第1の係数を乗算した値である第1の閾値との比較結果に基づいて、前記第1のセルに対して物標が存在するか否かを判定する。

【0011】

本開示の一態様に係る物標判定方法は、送信アンテナを用いてレーダ信号を送信し、受信アンテナを用いて、前記レーダ信号が物標において反射された反射波信号を受信し、前記反射波信号の到来方向を推定する方向推定方法であって、距離成分及びドップラ周波数成分の少なくとも1つで表される領域を分割した複数のセルのうち、第1のセルにおける前記反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々における第1の受信電力を算出し、前記複数のセルのうち、前記第1のセルの周辺セルにおける前記反射波信号を用いて、受信アレーアンテナの受信電力を基に第2の受信電力を算出し、前記第1の受信電力と、前記第2の受信電力に第1の係数を乗算した値である第1の閾値との比較結果に基づいて、前記第1のセルに対して物標が存在するか否かを判定する。

【0012】

なお、これらの包括的または具体的な態様は、システム、装置、方法、集積回路、コンピュータプログラム、または、記録媒体で実現されてもよく、システム、装置、方法、集積回路、コンピュータプログラムおよび記録媒体の任意な組み合わせで実現されてもよい。

【発明の効果】

【0013】

本開示の一態様によれば、レーダ装置において反射波の到来方向を効率良く推定することができる。

【0014】

本開示の一態様における更なる利点および効果は、明細書および図面から明らかにされる。かかる利点および／または効果は、いくつかの実施形態並びに明細書および図面に記載された特徴によってそれぞれ提供されるが、1つまたはそれ以上の同一の特徴を得るために必ずしも全てが提供される必要はない。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】一実施の形態に係るレーダ装置の構成例を示すブロック図

【図2】一実施の形態に係るレーダ送信信号の一例を示す図

10

20

30

40

50

【図 3】一実施の形態に係る送信切替動作の一例を示す図

【図 4】一実施の形態に係るレーダ送信信号生成部の他の構成例を示すブロック図

【図 5】一実施の形態に係るレーダ送信信号の送信タイミング、及び、測定範囲の一例を示す図

【図 6】一実施の形態に係る C F A R 部の内部構成例を示すブロック図

【図 7】2次元 C F A R 窓の一例を示す図

【図 8】アレーアンテナ配置と方位方向との関係の一例を示す図

【図 9】バリエーション 1 に係るレーダ装置の構成例を示すブロック図

【図 10】バリエーション 2 に係るレーダ装置の構成例を示すブロック図

【図 11】チャープパルスを用いた場合の送信信号と反射波信号の一例を示す図

【図 12】バリエーション 3 に係る C F A R 部の内部構成例を示すブロック図

【図 13】バリエーション 4 に係る C F A R 部の内部構成例を示すブロック図

【図 14】バリエーション 5 に係る C F A R 部の内部構成例を示すブロック図

【図 15】バリエーション 6 に係る C F A R 部の内部構成例を示すブロック図

【図 16】バリエーション 6 に係る C F A R 部の内部構成例を示すブロック図

【発明を実施するための形態】

【0016】

レーダ装置として、例えば、受信側に加え、送信側にも複数のアンテナ（アレーアンテナ）を備え、送受信アレーアンテナを用いた信号処理によりビーム走査を行う構成（MIMO（Multiple Input Multiple Output）レーダと呼ぶこともある）が提案されている（例えば、非特許文献 2 を参照）。

【0017】

MIMOレーダは、例えば、時分割、周波数分割又は符号分割を用いて多重した信号（レーダ送信波）を複数の送信アンテナから送信し、周辺物体において反射された信号（レーダ反射波）を複数の受信アンテナを用いて受信し、それぞれの受信信号から、多重された送信信号を分離して受信する。このような処理により、MIMOレーダは、距離成分（レンジ成分）又はドップラ周波数成分毎に、送信アンテナ数と受信アンテナ数との積で示される複素伝搬路応答（振幅成分及び位相成分を含む受信信号）を取り出すことができ、これらの受信信号を仮想受信アレーとしてアレー信号処理を行う。

【0018】

また、MIMOレーダでは、送受信アレーアンテナにおける素子間隔を適切に配置することにより、仮想的にアンテナ開口を拡大し、角度分解能の向上を図ることができる。

【0019】

上述したように、MIMOレーダは、送信アンテナ数と受信アンテナ数との積で示される仮想受信アレーを構成できるため、それらの位相成分を含めてコヒーレントに合成できれば、最大で送信アンテナ数と受信アンテナ数との積で示されるアレー利得を得ることができる。

【0020】

しかし、MIMOレーダにおいて仮想受信アレーの受信信号をコヒーレント合成するためには、レーダ反射波の到来方向に指向性ビームを向けるための指向性ウェイト係数を受信信号に乗算する必要がある。MIMOレーダでは、好適な指向性ウェイト係数の探索のための到来方向推定処理を、全ての距離成分又はドップラ周波数成分毎に行うと処理量が多大となる。

【0021】

そこで、例えば、C F A R（Constant False Alarm Rate）処理のように、誤警報率が一定となるように適応的に閾値を可変にして、受信レベルが閾値よりも高い距離成分又はドップラ周波数成分を物標が存在する可能性があるものと判定し、受信レベルが閾値以下の距離成分又はドップラ周波数成分は物標が存在しないと判定する物標検出処理が用いられる。レーダ装置では、例えば、C F A R 処理によって物標検出を行い、物標が存在する可能性があるものとして検出された距離成分又はドップラ周波数成分に限定して到来方向

10

20

30

40

50

の推定処理を行うことにより、到来方向の推定処理量の削減が可能である。

【0022】

しかし、到来方向の推定前にCFAR処理を適用する場合、レーダ装置は、コヒーレント合成によりアレー利得が得られる場合のSNR (Signal to Noise Ratio) と比較して低いSNRの状態においてCFAR処理による物標検出を行うことになる。このため、到来方向の推定前にCFAR処理による物標検出を適用する場合、遠方の物標又は反射断面積の小さい物標が存在する場合、これらの物標の検出率が劣化してしまう課題が生じる。

【0023】

この課題に対して、例えば、特許文献1には、レーダ装置が、指向性ビーム方向の間隔を粗くした複数の指向性ビームを向ける指向性ウェイト係数をアレー受信信号に乗算し、各指向性ビーム方向においてCFAR処理を行う方法が開示されている。レーダ装置は、指向性ビームを向ける方向に遠方の物標又は反射断面積の小さい物標が存在する場合、指向性ウェイトによりSNRが改善した状態でCFAR処理を行うため、これらの検出率を改善できる。

【0024】

しかし、特許文献1に開示されたCFAR処理は、距離成分の一次元の処理である。これに対して、非特許文献2に開示されているように距離成分及びドップラ周波数成分の2次元の成分に対しては、粗い間隔（例えば、10方向程度）で指向性ウェイト係数を乗算し、適応的に閾値を可変する処理の処理量は多大である。よって、距離成分及びドップラ周波数成分の2次元の成分に対して、例えば、特許文献1のように指向性ビーム方向毎にCFAR処理を行う場合には、より多くの処理量が必要となる。

【0025】

そこで、本開示に係る一態様では、処理量の増加を抑えつつ、物標の検出率を向上できる物標判定方法（以下、CFAR処理と呼ぶこともある）について説明する。

【0026】

以下、本開示の一態様に係る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もので省略する。

【0027】

以下では、レーダ装置において、送信ブランチにおいて、複数の送信アンテナから時分割多重された異なる送信信号を送出し、受信ブランチにおいて、各送信信号を分離して受信処理を行う構成について説明する。

【0028】

〔レーダ装置の構成〕

図1は、本実施の形態に係るレーダ装置10の構成を示すブロック図である。

【0029】

レーダ装置10は、レーダ送信部（送信ブランチ）100と、レーダ受信部（受信ブランチ）200と、基準信号生成部300と、を有する。

【0030】

レーダ送信部100は、基準信号生成部300から受け取るリファレンス信号に基づいて高周波（無線周波数：Radio Frequency）のレーダ信号（レーダ送信信号）を生成する。そして、レーダ送信部100は、複数の送信アンテナ108-1～108-Ntによって構成される送信アレーアンテナを用いて、レーダ送信信号を所定の送信周期にて送信する。

【0031】

レーダ受信部200は、物標（ターゲット。図示せず）により反射したレーダ送信信号である反射波信号を、複数の受信アンテナ202-1～202-Naを含む受信アレーアンテナを用いて受信する。レーダ受信部200は、基準信号生成部300から受け取るリファレンス信号を用いて、下記の処理動作を行うことで、レーダ送信部100と同期した処理を行う。また、レーダ受信部200は、各受信アンテナ202において受信した反射

波信号を信号処理し、例えば、物標の有無検出又は反射波信号の到来方向の推定を行う。

【0032】

なお、物標はレーダ装置10が検出する対象の物体であり、例えば、車両（4輪及び2輪を含む）、人、ブロック又は縁石などを含む。

【0033】

基準信号生成部300は、レーダ送信部100及びレーダ受信部200のそれぞれに接続されている。基準信号生成部300は、基準信号としてのリファレンス信号をレーダ送信部100及びレーダ受信部200に供給し、レーダ送信部100及びレーダ受信部200の処理を同期させる。

【0034】

[レーダ送信部100の構成]

レーダ送信部100は、レーダ送信信号生成部101と、切替制御部105と、送信切替部106と、送信無線部107-1〜107-Ntと、送信アンテナ108-1〜108-Ntと、を有する。すなわち、レーダ送信部100は、Nt個の送信アンテナ108を有し、各送信アンテナ108は、それぞれ個別の送信無線部107に接続されている。

【0035】

レーダ送信信号生成部101は、基準信号生成部300から受け取るリファレンス信号を所定数倍したタイミングクロックを生成し、生成したタイミングクロックに基づいてレーダ送信信号を生成する。そして、レーダ送信信号生成部101は、所定のレーダ送信周期(T_r)にてレーダ送信信号を繰り返し出力する。レーダ送信信号は、 $y(k, M) = I(k, M) + j Q(k, M)$ で表される。ここで、 j は虚数単位を表し、 k は離散時刻を表し、 M はレーダ送信周期の序数を表す。また、 $I(k, M)$ 及び $Q(k, M)$ は、第 M 番目のレーダ送信周期における離散時刻 k におけるレーダ送信信号(k, M)の同相成分(In-Phase成分)、及び、直交成分(Quadrature成分)をそれぞれ表す。

【0036】

レーダ送信信号生成部101は、符号生成部102と、変調部103と、LPF (Low Pass Filter) 104とを含む。以下、レーダ送信信号生成部101における各構成部について説明する。

【0037】

具体的には、符号生成部102は、レーダ送信周期 T_r 毎に、符号長 L の符号系列の符号 $a_n(M)$ ($n=1, \dots, L$) (パルス符号)を生成する。符号生成部102において生成される符号 $a_n(M)$ には、例えば、低レンジサイドローブ特性が得られる符号が用いられる。符号系列としては、例えば、Barker符号、M系列符号、又は、Gold符号などが挙げられる。

【0038】

変調部103は、符号生成部102から受け取るパルス符号系列(例えば、符号 $a_n(M)$)に対してパルス変調(振幅変調、ASK (Amplitude Shift Keying)、パルスシフトキーイング)又は位相変調(Phase Shift Keying)を行い、変調信号をLPF 104へ出力する。

【0039】

LPF 104は、変調部103から受け取る変調信号のうち、所定の制限帯域以下の信号成分を、ベースバンドのレーダ送信信号として送信切替部106へ出力する。

【0040】

図2は、レーダ送信信号生成部101によって生成されるレーダ送信信号の一例を示す。図2に示すように、レーダ送信周期 T_r のうち、符号送信区間 T_w の間に符号長 L のパルス符号系列が含まれる。各レーダ送信周期 T_r のうち、符号送信区間 T_w の間にパルス符号系列が送信され、残りの区間($T_r - T_w$)は無信号区間となる。1つの符号には、 L 個のサブパルスが含まれる。また、1つのサブパルスあたり、 N_o 個のサンプルを用いたパルス変調が施されることにより、各符号送信区間 T_w 内には、 $N_r (=N_o \times L)$ 個のサンプルの信号が含まれる。また、レーダ送信周期 T_r における無信号区間($T_r - T_w$)には、 N_u 個のサンプルが含まれる。

10

20

30

40

50

【0041】

切替制御部105は、レーダ送信部100における送信切替部106、及び、レーダ受信部200における出力切替部211を制御する。なお、切替制御部105における、レーダ受信部200の出力切替部211に対する制御動作についてはレーダ受信部200の動作の説明において後述する。以下では、切替制御部105における、レーダ送信部100の送信切替部106に対する制御動作について説明する。

【0042】

切替制御部105は、例えば、レーダ送信周期 T_r 毎に、送信アンテナ108（換言すると、送信無線部107）を切り替える制御信号（以下、「切替制御信号」と呼ぶ）を送信切替部106に出力する。

【0043】

送信切替部106は、レーダ送信信号生成部101から入力されるレーダ送信信号を、切替制御部105から入力される切替制御信号によって指示される送信無線部107へ出力する切替動作を行う。例えば、送信切替部106は、切替制御信号に基づいて、複数の送信無線部107-1～107-N_tのうち一つを選択して切り替えて、選択した送信無線部107へレーダ送信信号を出力する。

【0044】

第 z （ $z=1, \dots, N_t$ ）番目の送信無線部107は、送信切替部106から出力されるベースバンドのレーダ送信信号に対して周波数変換を施してキャリア周波数（Radio Frequency：RF）帯のレーダ送信信号を生成し、送信増幅器により所定の送信電力 P [dB]に増幅して第 z 番目の送信アンテナ108へ出力する。

【0045】

第 z （ $z=1, \dots, N_t$ ）番目の送信アンテナ108は、第 z 番目の送信無線部107から出力されるレーダ送信信号を空間に放射する。

【0046】

図3は、本実施の形態に係る送信アンテナ108の切替動作の一例を示す。

【0047】

図3では、切替制御部105は、レーダ送信周期 T_r 毎に、第1の送信アンテナ108（又は送信無線部107-1）から第 N_t の送信アンテナ108（又は送信無線部107-N_t）までを順に切り替える指示を示す切替制御信号を、送信切替部106に出力する。よって、第1の送信アンテナ108から第 N_t の送信アンテナ108の各々において、レーダ送信信号は N_p （ $=N_t \times T_r$ ）周期の送信間隔で送信される。

【0048】

切替制御部105は、アンテナ切替周期 N_p での送信無線部107の切替動作を N_c 回繰り返す制御を行う。

【0049】

なお、レーダ送信部100は、レーダ送信信号生成部101の代わりに、図4に示すレーダ送信信号生成部101aを備えてもよい。レーダ送信信号生成部101aは、図1に示す符号生成部102、変調部103及びLPF104を有さず、代わりに符号記憶部111及びDA変換部112を備える。符号記憶部111は、符号生成部102（図1）において生成される符号系列を予め記憶し、記憶している符号系列を巡回的に順次読み出す。DA変換部112は、符号記憶部111から出力される符号系列（デジタル信号）をアナログ信号（ベースバンド信号）に変換する。

【0050】

〔レーダ受信部200の構成〕

図1において、レーダ受信部200は、 N_a 個の受信アンテナ202を備え、アレーアンテナを構成する。また、レーダ受信部200は、 N_a 個のアンテナ系統処理部201-1～201-N_aと、信号補正部213と、CFAR部214と、方向推定部215と、を有する。

【0051】

各受信アンテナ 202 は、物標（ターゲット）に反射したレーダ送信信号である反射波信号を受信し、受信した反射波信号を、対応するアンテナ系統処理部 201 へ受信信号として出力する。

【0052】

各アンテナ系統処理部 201 は、受信無線部 203 と、信号処理部 207 とを有する。

【0053】

受信無線部 203 は、増幅器 204 と、周波数変換器 205 と、直交検波器 206 と、を有する。受信無線部 203 は、基準信号生成部 300 から受け取るリファレンス信号を所定数倍したタイミングクロックを生成し、生成したタイミングクロックに基づいて動作する。具体的には、増幅器 204 は、受信アンテナ 202 から受け取る受信信号を所定レベルに増幅し、周波数変換器 205 は、高周波帯域の受信信号をベースバンド帯域に周波数変換し、直交検波器 206 は、直交検波により、ベースバンド帯域の受信信号を、I 信号及び Q 信号を含むベースバンド帯域の受信信号に変換する。

【0054】

各アンテナ系統処理部 201 - z（ただし、z=1~Na の何れか）の信号処理部 207 は、A/D 変換部 208、209 と、相関演算部 210 と、出力切替部 211 と、ドップラ解析部 212-1~212-Nt と、を有する。

【0055】

A/D 変換部 208 には、直交検波器 206 から I 信号が入力され、A/D 変換部 209 には、直交検波器 206 から Q 信号が入力される。A/D 変換部 208 は、I 信号を含むベースバンド信号に対して、離散時間でのサンプリングを行うことにより、I 信号をデジタルデータに変換する。A/D 変換部 209 は、Q 信号を含むベースバンド信号に対して、離散時間でのサンプリングを行うことにより、Q 信号をデジタルデータに変換する。

【0056】

ここで、A/D 変換部 208、209 のサンプリングでは、例えば、レーダ送信信号における 1 つのサブパルスの時間 $T_p (=T_w/L)$ あたり、 N_s 個の離散サンプルが行われる。すなわち、1 サブパルスあたりのオーバーサンプル数は N_s となる。

【0057】

以下の説明では、I 信号 $I_z(k, M)$ 及び Q 信号 $Q_z(k, M)$ を用いて、A/D 変換部 208、209 の出力としての第 M 番目のレーダ送信周期 $Tr[M]$ の離散時間 k におけるベースバンドの受信信号を複素数信号 $x_z(k, M) = I_z(k, M) + j Q_z(k, M)$ と表す（ただし、z=1~Na の何れか）。また、以下では、離散時刻 k は、レーダ送信周期 (Tr) の開始するタイミングを基準 ($k=1$) とし、信号処理部 207 は、レーダ送信周期 Tr が終了する前までのサンプル点である $k = (Nr + Nu) N_s / N_o$ まで周期的に動作する。すなわち、 $k=1, \dots, (Nr + Nu) N_s / N_o$ となる。ここで、j は虚数単位である。

【0058】

第 z (z=1, ..., Na) 番目の信号処理部 207 における相関演算部 210 は、レーダ送信周期 Tr 毎に、A/D 変換部 208、209 から受け取る離散サンプル値 $I_z(k, M)$ 及び $Q_z(k, M)$ を含む離散サンプル値 $x_z(k, M)$ と、レーダ送信部 100 において送信される符号長 L のパルス符号 $a_n(M)$ （ただし、z=1, ..., Na、n=1, ..., L）との相関演算を行う。例えば、相関演算部 210 は、離散サンプル値 $x_z(k, M)$ と、パルス符号 $a_n(M)$ とのスライディング相関演算を行う。例えば、第 M 番目のレーダ送信周期 $Tr[M]$ における離散時刻 k のスライディング相関演算の相関演算値 $AC_z(k, M)$ は、次式に基づき算出される。

【数 1】

$$AC_z(k, M) = \sum_{n=1}^L x_z(k + N_s(n-1), M) a_n(M)^* \quad (1)$$

【0059】

上式において、アスタリスク (*) は複素共役演算子を表す。

【0060】

相関演算部210は、例えば、式(1)に従って、 $k=1, \dots, (N_r+N_u) N_s/N_o$ の期間に渡って相関演算を行う。

【0061】

なお、相関演算部210は、 $k=1, \dots, (N_r+N_u) N_s/N_o$ に対して相関演算を行う場合に限定されず、レーダ装置10の測定対象となるターゲットの存在範囲に応じて、測定レンジ（すなわち、 k の範囲）を限定してもよい。これにより、レーダ装置10では、相関演算部210の演算処理量の低減が可能となる。例えば、相関演算部210は、 $k=N_s(L+1), \dots, (N_r+N_u) N_s / N_o - N_s L$ に測定レンジを限定してもよい。この場合、図5に示すように、レーダ装置10は、符号送信区間 T_w に相当する時間区間では測定を行わない。

10

【0062】

これにより、レーダ装置10は、レーダ送信信号がレーダ受信部200に直接的に回り込むような場合でも、レーダ送信信号が回り込む期間（少なくとも τ_1 未満の期間）では相関演算部210による処理が行われないので、回り込みの影響を排除した測定が可能となる。また、測定レンジ（ k の範囲）を限定する場合、以下で説明する出力切替部211、ドップラ解析部212、信号補正部213、CFAR部214及び方向推定部215の処理に対しても、同様に測定レンジ（ k の範囲）を限定した処理を適用すればよい。これにより、各構成部での処理量を削減でき、レーダ受信部200における消費電力を低減できる。

【0063】

20

出力切替部211は、切替制御部105から入力される切替制御信号に基づいて、レーダ送信周期 T_r 毎の相関演算部210の出力を、 N_t 個のドップラ解析部212のうちの一つに選択的に切り替えて出力する。以下、一例として、第 M 番目のレーダ送信周期 $T_r[M]$ における切替制御信号を N_t ビットの情報 $[bit_1(M), bit_2(M), \dots, bit_{N_t}(M)]$ で表す。例えば、第 M 番目のレーダ送信周期 $T_r[M]$ の切替制御信号において、第 ND ビット（ただし、 $ND=1 \sim N_t$ の何れか）が‘1’である場合、出力切替部211は、第 ND 番目のドップラ解析部212を選択（換言するとON）する。一方、第 M 番目のレーダ送信周期 $T_r[M]$ の切替制御信号において、第 ND ビットが‘0’である場合、出力切替部211は、第 ND 番目のドップラ解析部212を非選択（換言するとOFF）とする。出力切替部211は、選択したドップラ解析部212に対して、相関演算部210から入力される相関演算値 $AC_z(k, M)$

30

【0064】

例えば、図3に示す送信無線部107（又は送信アンテナ108）の切替動作に対応する N_t ビットの切替制御信号を以下に示す

$$[bit_1(1), bit_2(1), \dots, bit_{N_t}(1)] = [1, 0, \dots, 0]$$

$$[bit_1(2), bit_2(2), \dots, bit_{N_t}(2)] = [0, 1, \dots, 0]$$

...

$$[bit_1(N_t), bit_2(N_t), \dots, bit_{N_t}(N_t)] = [0, 0, \dots, 1]$$

【0065】

上記のように、各ドップラ解析部212は、 $N_p (=N_t \times T_r)$ 周期で順次選択される（換言すると、ONとなる）。切替制御信号は、上記内容を N_c 回繰り返す。

40

【0066】

第 z （ $z=1, \dots, N_a$ ）番目の信号処理部207は、 N_t 個のドップラ解析部212を有する。

【0067】

ドップラ解析部212は、出力切替部211からの出力（例えば、相関演算値 $AC_z(k, M)$ ）に対して、離散時間 k 毎にドップラ解析を行う。

【0068】

例えば、 N_c が2のべき乗値である場合、ドップラ解析において高速フーリエ変換（FFT:Fast Fourier Transform）処理を適用できる。例えば、第 z 番目の信号処理部207

50

の第ND番目のドップラ解析部212における第w番目の出力は、次式に示すように、離散時刻kにおけるドップラ周波数インデックス f_s のドップラ周波数応答を示す。

【数2】

$$FT_CI_z^{(ND)}(k, f_s, w) = \sum_{q=0}^{N_t N_c - 1} bit_{ND}(q+1) AC_z(k, N_t N_c (w-1) + q+1) \exp[-j \frac{2\pi \left\lfloor \frac{q}{N_t} \right\rfloor f_s}{N_c}] \quad (2)$$

【0069】

式(2)において、 $ND=1 \sim N_t$ であり、 $k=1, \dots, (N_r + N_u) N_s / N_o$ であり、 w は1以上の整数である。また、 j は虚数単位であり、 $z=1 \sim N_a$ である。また、 N_c はFFTサイズであり、ドップラ周波数インデックス f_s の範囲は $f_s = -N_c/2+1, \dots, 0, \dots, N_c/2$ である。

【0070】

なお、FFT処理の際、ドップラ解析部212は、例えば、Han窓又はHanning窓等の窓関数係数を乗算してもよい。窓関数係数を用いることにより、周波数ピーク周辺に発生するサイドローブを抑圧できる。

【0071】

なお、以下の説明では、 N_a 個のアンテナ系統処理部201（信号処理部207）の各々において同様の処理を施して得られた、ドップラ解析部212からの第w番目の出力 $FT_CI_z^{(1)}(k, f_s, w)$, $FT_CI_z^{(2)}(k, f_s, w)$, $\dots$, $FT_CI_z^{(N_t)}(k, f_s, w)$ を、次式のように仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ として表記する。仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ は、送信アンテナ数 N_t と受信アンテナ数 N_a との積である $N_t \times N_a$ 個の要素を含む。仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ は、後述する、信号補正部213における信号補正処理、CFAR部214におけるピーク検出処理、及び、方向推定部215における方向推定処理の説明に用いる。ここで、 $z=1, \dots, N_a$ であり、 $ND=1, \dots, N_t$ である。

【数3】

$$\mathbf{h}(k, f_s, w) = \begin{bmatrix} FT_CI_1^{(1)}(k, f_s, w) \\ FT_CI_2^{(1)}(k, f_s, w) \\ \vdots \\ FT_CI_{N_a}^{(1)}(k, f_s, w) \\ FT_CI_1^{(2)}(k, f_s, w) \\ FT_CI_2^{(2)}(k, f_s, w) \\ \vdots \\ FT_CI_{N_a}^{(2)}(k, f_s, w) \\ \vdots \\ FT_CI_1^{(N_t)}(k, f_s, w) \\ FT_CI_2^{(N_t)}(k, f_s, w) \\ \vdots \\ FT_CI_{N_a}^{(N_t)}(k, f_s, w) \end{bmatrix} \quad (3)$$

【0072】

以上、信号処理部207の各構成部における処理について説明した。

【0073】

信号補正部213は、アンテナ系統処理部201-1～201- N_a から出力されるw番目のドップラ解析部212の仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ に対して、アレーアンテナ間（例えば、送信アレーアンテナ間又は受信アレーアンテナ間）の偏差補正、及び、時分割送信に起因する送信位相補正を行う。例えば、信号補正部213は、仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}(k, f_s, w)$ に対して、次式に示すように、補正係数を乗算し

、補正仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{aftercal}(k, f_s, w)$ を算出する。

【数 4】

$$\mathbf{h}_{aftercal}(k, f_s, w) = \mathbf{C}_{VA} \circ \mathbf{C}_{TX} \circ \mathbf{h}(k, f_s, w) \quad (4)$$

【0074】

式(4)において、"o"はアダマール積(換言すると、ベクトル要素毎の積)を表す。また、 $\mathbf{C}_{VA}$ はアレーアンテナ間の偏差補正のためのアレー補正ベクトルを示し、 $\mathbf{C}_{TX}$ は送信位相補正のための送信位相補正ベクトルを示す。

【0075】

例えば、アレー補正ベクトル $\mathbf{C}_{VA}$ は次式のように、 $N_a \times N_t$ 個の要素で表される。

【数 5】

$$\mathbf{C}_{VA} = [h_{ca[1][1]}, h_{ca[2][1]}, \dots, h_{ca[N_a][1]}, h_{ca[1][2]}, h_{ca[2][2]}, \dots, h_{ca[N_a][2]}, \dots, h_{ca[1][N_t]}, h_{ca[2][N_t]}, \dots, h_{ca[N_a][N_t]}]^T \quad (5)$$

【0076】

式(5)において、 $h_{ca[z][ND]}$ は、ND番目の送信アンテナ108間及びz番目の受信アンテナ202間の位相偏差及び振幅偏差を補正するアレー補正值を示す。また、上付き添え字"T"はベクトル転置を表す。

【0077】

また、例えば、送信位相補正ベクトル $\mathbf{C}_{TX}$ は次式のように、 $N_a \times N_t$ 個の要素で表される。

【数 6】

$$\mathbf{C}_{TX} = [Txcal^{(1)}(f_s), \dots, Txcal^{(1)}(f_s), Txcal^{(2)}(f_s), \dots, Txcal^{(2)}(f_s), \dots, Txcal^{(N_t)}(f_s), \dots, Txcal^{(N_t)}(f_s)]^T \quad (6)$$

【0078】

なお、式(6)において、 $Txcal^{(1)}(f_s), \dots, Txcal^{(N_t)}(f_s)$ は、送信アンテナ108を時分割に切り替えることによるドップラ周波数インデックス f_s に依存した位相回転を補正し、基準送信アンテナ(例えば、 N_t 個の送信アンテナ108の何れか一つ)の位相に一致させるための送信位相補正係数である。また、各 $Txcal^{(ND)}(f_s)$ ($ND=1 \sim N_t$ の何れか)は、受信アンテナ202の数 N_a 個分繰り返すベクトルを成す。また、上付き添え字"T"はベクトル転置を表す。また、複数の送信アンテナを用いた時分割による送信を行わない場合、送信位相補正係数は不要である。

【0079】

例えば、図3に示す送信無線部107(又は送信アンテナ108)の切替動作に対応する、第1の送信アンテナ108($ND=1$)を基準送信アンテナとした場合、送信位相補正係数は、次式で表される。

【数 7】

$$TxCAL^{(1)}(f_s) = 1, TxCAL^{(2)}(f_s) = \exp(-j \frac{2\pi f}{N_c} \frac{1}{N_t}), TxCAL^{(N_t)}(f_s) = \exp(-j \frac{2\pi f}{N_c} \frac{N_t - 1}{N_t}) \quad (7)$$

【0080】

次に、CFAR部214の動作について説明する。

【0081】

CFAR部214は、信号補正部213から入力される補正仮想受信アレー相関ベクトル

10

20

30

40

50

ル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ を用いて、CFAR処理（換言すると、適応的な閾値判定による物標検出）を行い、ピーク信号を与える離散時間のインデックス k_{cfar} 及びドップラ周波数のインデックス f_{s_cfar} を抽出する。

【0082】

図6は、CFAR部214の内部構成の一例を示すブロック図である。

【0083】

図6において、CFAR部214は、アンテナ電力加算部241と、ノイズ電力推定部242と、検出部243と、を含む。CFAR部214は、NB個の検出部243-nb（ビームインデックスnb=1~NB）を有する。NBは、CFAR部214において形成されるビーム方向の数を表す。

【0084】

アンテナ電力加算部241は、信号補正部213から入力されるw番目の補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ を用いて、補正仮想受信アレー相関ベクトルの要素で表される、各仮想受信アンテナにおける受信電力を加算する。例えば、各仮想受信アンテナにおける受信電力を加算した仮想受信アレー電力 $PowerFT(k, f_s, w)$ は、次式によって算出される。

【数8】

$$PowerFT(k, f_s, w) = \mathbf{h}_{aftercal}(k, f_s, w)^H \mathbf{h}_{aftercal}(k, f_s, w) \quad (8)$$

【0085】

アンテナ電力加算部241は、算出した仮想受信アレー電力 $PowerFT(k, f_s, w)$ をノイズ電力推定部242へ出力する。

【0086】

ノイズ電力推定部242は、アンテナ電力加算部241から入力される仮想受信アレー電力 $PowerFT(k, f_s, w)$ を用いて、ノイズ電力を推定する。例えば、ノイズ電力推定部242は、離散時間軸（距離に相当）とドップラ周波数軸（相対速度に相当）とからなる2次元のCFAR窓、又は、1次元（例えば、離散時間軸及びドップラ周波数軸における十字型）のCFAR窓を組み合わせることでノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ を算出する。なお、2次元のCFAR窓、又は、1次元のCFAR窓を組み合わせることでノイズ電力推定処理の詳細については、例えば、非特許文献3に開示されている。

【0087】

以下、ノイズ電力推定部242におけるノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ の算出例について説明する。

【0088】

以下では、一例として、2次元のCFAR窓を用いたノイズ電力推定処理について説明する。図7に示すように、時間軸（距離成分）及びドップラ周波数軸（ドップラ周波数成分）で表される領域を、複数のセルに分割して表す。以下、時間インデックスk及びドップラ周波数インデックス f_s で指示される2次元のセルのインデックスを $Cell(k, f_s)$ として表記する。

【0089】

ノイズ電力推定部242は、図7に示すように、ノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ を算出する対象となるセル（以下、「テストセル」又は「着目セル」と呼ぶ） $Cell(k, f_s)$ に対して、テストセル $Cell(k, f_s)$ 周辺のガードセルを除いたリファレンスセル $Cell(k_{ref}, f_{s_ref})$ の仮想受信アレー電力 $PowerFT(k, f_s, w)$ を用いてノイズ電力推定を行う。

【0090】

例えば、テストセル $Cell(k, f_s)$ に対し、図7に示す2次元のCFAR窓を設定する場合、リファレンスセル $Cell(k_{ref}, f_{s_ref})$ に含まれる時間インデックス k_{ref} 、及び、ドップラ周波数インデックス f_{s_ref} の集合「Ref_Cells」は、次式のように表せる。ここで、 N_{guard} はガードセル数、 N_{ref} はリファレンスセル数である。

10

20

30

40

50

【数 9】

$$\begin{cases} \text{if } f_s - N_{\text{gard}} \leq f_{s_ref} \leq f_s + N_{\text{gard}}, \\ k_{ref} \in \{k - N_{ref} - N_{\text{gard}}, \dots, k - N_{\text{gard}} - 1, k + N_{\text{gard}} + 1, \dots, k + N_{\text{gard}} + N_{ref}\} \\ \text{if } f_s + N_{\text{gard}} < f_{s_ref} \leq f_s + N_{\text{gard}} + N_{ref} \text{ or } f_s - N_{\text{gard}} - N_{ref} \leq f_{s_ref} < f_s - N_{\text{gard}} \\ k_{ref} \in \{k - N_{ref} - N_{\text{gard}}, \dots, k + N_{ref} + N_{\text{gard}}\} \end{cases} \quad (9)$$

【0091】

各リファレンスセルCell(k_{ref} , f_{s_ref})には、仮想受信アレー電力PowerFT(k_{ref} , f_{s_ref} , w)が格納されている。ノイズ電力推定部242は、上記リファレンスセルCell(k_{ref} , f_{s_ref})における仮想受信アレー電力PowerFT(k_{ref} , f_{s_ref} , w)の統計値を算出して、ノイズ電力（ノイズ電力推定値PowerCL(k , f_s , w))とする。統計値には、例えば、平均値CA (Cell Averaging)、又は、仮想受信アレー電力を順番に並べた時のランク(rank)を用いるOS (Ordered Statistic)がある。例えば、OSにおいてランク=0.5の場合、統計値は、リファレンスセルCell(k_{ref} , f_{s_ref})における仮想受信アレー電力PowerFT(k_{ref} , f_{s_ref} , w)の中央値となる。

【0092】

例えば、リファレンスセルCell(k_{ref} , f_{s_ref})の統計値に平均値を用いる場合、ノイズ電力推定値PowerCL(k , f_s , w)は次式で表される。ここで、 N_{ref_cells} はリファレンスセルCell(k_{ref} , f_{s_ref})に含まれる要素数を表す。

【数10】

$$PowerCL(k, f_s, w) = \frac{\sum_{(k_{ref}, f_{s_ref}) \in Ref_cells} PowerFT(k_{ref}, f_{s_ref}, w)}{N_{ref_cell}} \quad (10)$$

【0093】

このように、ノイズ電力推定部242は、複数のセルのうち、テストセルの周辺セル（ここでは、リファレンスセル）における反射波信号を用いて、送信アンテナ108の数と受信アンテナ202の数との積と同数($N_t \times N_a$)のアンテナ素子を含む仮想受信アレーアンテナの受信電力（換言すると、電力加算値）を基にノイズ電力推定値PowerCL(k , f_s , w)を算出する。

【0094】

以上、ノイズ電力推定部242におけるノイズ電力推定値PowerCL(k , f_s , w)の算出例について説明した。なお、図7では、一例として、2次元のCFAR窓を用いたが、1次元のCFAR窓についても同様に適用できる。また、図7に示す2次元のCFAR窓は一例であり、ガードセル数 N_{gard} 及びリファレンスセル数 N_{ref} は他の値でもよい。

【0095】

図6において、各検出部243は、信号補正部213から入力される補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ 、及び、ノイズ電力推定部242から入力されるノイズ電力推定値PowerCL(k , f_s , w)を用いて、NB個のビーム方向における物標が存在する可能性のあるピーク信号となる離散時間インデックス k_{cfar} 及びドップラ周波数インデックス f_{s_cfar} を検出する。

【0096】

例えば、第nb (nb=1~NBの何れか) 番目のビーム方向に対応する検出部243-nbは、第nb番目のビーム方向における物標が存在する可能性のあるピーク信号を与える離散時間のインデックス k_{cfar} 及びドップラ周波数インデックス f_{s_cfar} を検出する。

【0097】

図6において各検出部243は、指向性ビーム形成部244及び判定部245を有する

。

【0098】

各検出部243における指向性ビーム形成部244は、例えば、特定のセル（例えば、図7に示すテストセル）において、w番目の補正仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{aftercal}(k, f_s, w)$ に、ビーム方向の異なるNB個の指向性ウェイトベクトル $(W_{BEAM}(\theta_{BEAM(1)}), W_{BEAM}(\theta_{BEAM(2)}), \dots, W_{BEAM}(\theta_{BEAM(NB)}))$ を乗算し、各ビーム方向 $(\theta_{BEAM(1)}, \theta_{BEAM(2)}, \dots, \theta_{BEAM(NB)})$ におけるビーム受信電力を算出する。ビーム受信電力 $PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k, f_s, w)$ は、例えば、次式で算出される。ここで、ビームインデックス $nb=1, \dots, NB$ である。

【数11】

10

$$PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k, f_s, w) = |W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})^H \mathbf{h}_{aftercal}(k, f_s, w)|^2 \quad (11)$$

【0099】

指向性ビーム形成部244は、例えば、指向性ウェイトベクトル $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})$ に、フーリエビームを用いる。フーリエビームを用いる場合、指向性ウェイトベクトル $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})$ は、 $\theta_{BEAM(nb)}$ 方向からレーダ反射波が到来した場合のアレーアンテナの複素応答を要素として列ベクトルで表すことができる。例えば、仮想受信アレーアンテナの素子数が $N_t \times N_a$ であり、各素子間隔が図8に示すように直線上に等間隔 d で配置されている場合、アンテナ間の位相偏差、振幅偏差が無い理想的なアレーアンテナの複素応答（換言すると、方向ベクトル） $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})$ は、次式のように表される。ここで、 λ は送信無線部107から出力されるRF信号のキャリア周波数の波長である。

20

【数12】

$$W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)}) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\left\{-\frac{j2\pi d}{\lambda} \sin \theta_{BEAM(nb)}\right\} \\ \vdots \\ \exp\left\{-\frac{j2\pi(N_t N_a - 1)d}{\lambda} \sin \theta_{BEAM(nb)}\right\} \end{bmatrix} \quad (12)$$

30

【0100】

なお、フーリエビームとして、空間FFTによるビームを用いてもよい。この場合、指向性ビーム形成部244は、指向性ウェイトベクトル $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})$ を乗算する代わりに、補正仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{aftercal}(k, f_s, w)$ に対して、FFTサイズNBの空間FFTを施し、複素値の空間FFT結果の電力値を算出することにより、ビーム受信電力 $PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k, f_s, w)$ を算出する。ここで、NBは2のべき乗とする。なお、補正仮想受信アレー相関ベクトル $\mathbf{h}_{aftercal}(k, f_s, w)$ の要素数 $(N_t \times N_a)$ が2のべき乗に満たない場合、ビーム形成部244は、2のべき乗に満たない要素をゼロとして、ゼロ埋めしてFFTサイズNBの空間FFTを施す。

40

【0101】

また、仮想受信アレーアンテナの素子間隔が、水平及び垂直方向に面的（例えば、矩形）に配置される場合、指向性ビーム形成部244は、垂直方向 $\theta_{BEAM(nb)}$ 及び水平方向 $\Phi_{BEAM(nb)}$ をメインビーム方向とする指向性ウェイトベクトル $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)}, \Phi_{BEAM(nb)})$ を用いる。この場合、指向性ウェイトベクトル $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)}, \Phi_{BEAM(nb)})$ として、例えば、2次元フーリエビームが適用される。

【0102】

このように、指向性ビーム形成部244は、複数のセル毎の各々（換言すると、テスト

50

セル)における反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々におけるビーム受信電力を算出する。指向性ビーム形成部244は、算出したビーム受信電力 $PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k, f_s, w)$ を判定部245に出力する。

【0103】

判定部245は、次式に示すように、時間インデックス k 及びドップラ周波数インデックス f_s 毎に(換言すると、セル毎に)、ノイズ電力推定部242から入力されるノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ に所定のスケールファクタ(SF)を乗算した値($SF \times PowerCL(k, f_s, w)$)と、指向性ビーム形成部244から入力されるビーム受信電力 $PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k, f_s, w)$ とを比較する。ここで、 $nb=1, \dots, NB$ であり、 $SF>0$ である。

【数13】

$$PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k, f_s, w) > SF \times PowerCL(k, f_s, w) \quad (13)$$

10

【0104】

例えば、判定部245は、図7に示す複数のセルにおいて、各セルをテストセルに設定し、テストセル毎に式(13)に示す比較判定を行う。

【0105】

例えば、判定部245は、式(13)を満たす場合、OK判定し(換言すると、ピーク信号が有り、物標が存在する可能性がある)と判定し、式(13)を満たさない場合、NG判定する(換言すると、ピーク信号が無く、物標が存在しないと判定する)。

20

【0106】

判定部245は、OK判定となったビーム方向 θ_{BEAM_cfar} 、時間インデックス k_{cfar} 、及び、ドップラ周波数インデックス f_{s_cfar} を示す情報を方向推定部215へ出力する。換言すると、方向推定部215は、所定数のビーム方向の少なくとも1つにおけるビーム受信電力 $PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k, f_s, w)$ が閾値($(SF \times PowerCL(k, f_s, w))$)よりも大きいセル(例えば、 $Cell(k_{cfar}, f_{s_cfar})$)に対して到来方向を推定する。

【0107】

このように、CFAR部214は、距離成分及びドップラ周波数成分の2次元の成分(セル)のうち、物標検出対象のセル(換言すると、テストセル又は着目セル)に対して、指向性ビーム(例えば、指向性ウェイトベクトル)を乗算後のビーム受信電力を用いることにより、SNRを改善してターゲット(換言すると、ピーク信号)の検出判定を行うことができる。よって、CFAR部214は、例えば、遠方の物標、又は、反射断面積の小さい物標(弱反射物)の検出率を向上できる。

30

【0108】

また、CFAR部214は、複数の指向性ビーム(図6ではNB個の指向性ビーム)毎の検出判定に用いるノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ を、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ を用いて算出する。換言すると、CFAR部214は、ノイズ電力推定値を、複数の指向性ビーム毎に個別に算出しない。これにより、CFAR部214におけるCFAR処理の演算量を低減できる。

【0109】

よって、CFAR部214は、CFAR処理の演算量を低減しつつ、物標の検出率を向上できる。

40

【0110】

なお、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ を用いて算出されるノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ は、指向性ウェイトベクトル $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})$ が乗算されていない。このため、ノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ は、指向性ビーム毎に個別にノイズ電力推定を行う場合と比較して、 $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})$ の大きさの2乗(ノルムの2乗)($W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})^H W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})$)の逆数倍小さい。

【0111】

50

また、ノイズ電力推定値PowerCL (k, f_s, w) は、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ の電力加算を用いるため、ノイズ位相成分が相互に打ち消し合う影響が無い。このことから、ノイズ電力推定値PowerCL (k, f_s, w) では、指向性ビーム毎に個別にノイズ電力推定を行う場合と比較して、白色性を有するノイズ成分の電力は平均的に $(N_a \times N_t)^{1/2}$ 倍程度高く推定される。

【0112】

以上を考慮すると、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ を用いて算出されるノイズ電力推定値PowerCL (k, f_s, w) は、指向性ビーム毎に個別にノイズ電力推定を行う場合と比較して、テストセルCell(k, f_s)に依存せず、平均的に次式で示される Δ_{Power} 倍程度の違いが発生する。従って、スケールファクタのレベルを調整することで、ノイズ電力推定値PowerCL (k, f_s, w) を用いる場合と、指向性ビーム毎に個別にノイズ電力推定を行う場合の差分は吸収されることになり、物標の検出率に顕著な劣化は生じない。

【数14】

$$\Delta_{Power} = \frac{\sqrt{N_t N_a}}{\mathbf{W}_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})^H \mathbf{W}_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})} \quad (14)$$

【0113】

C F A R 部 2 1 4 は、例えば、式 (13) におけるスケールファクタSFを、指向性ビーム毎に個別にノイズ電力推定を行う場合のスケールファクタ SF_C に対して、 $SF_C \times \Delta_{Power}$ 程度に設定してもよい。これにより、C F A R 部 2 1 4 では、指向性ビーム毎に個別にノイズ電力推定を行う場合との差分（ノイズ成分電力の増加。例えば、式 (14) を参照）を吸収することができるので、物標の検出率に顕著な劣化は生じない。

【0114】

以上、C F A R 部 2 1 4 の動作について説明した。

【0115】

次に、図1に示す方向推定部 2 1 5 の動作について説明する。

【0116】

方向推定部 2 1 5 は、C F A R 部 2 1 4 から入力される情報（例えば、OK判定となったビーム方向 θ_{BEAM_cfar} 、時間インデックス k_{cfar} 、及び、ドップラ周波数インデックス f_{s-cfar} ）に基づいて、信号補正部 2 1 3 から入力される補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ から、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k_{cfar}, f_{s-cfar}, w)$ を抽出する。方向推定部 2 1 5 は、抽出した補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k_{cfar}, f_{s-cfar}, w)$ を用いて、以下のように方向推定処理を行う。

【0117】

方向推定部 2 1 5 は、例えば、方向推定評価関数値 $P_H(\theta_{BEAM_cfar}, k_{cfar}, f_{s-cfar}, w)$ における方位方向 θ を所定の角度範囲内で可変として空間プロファイルを算出し、算出した空間プロファイルの極大ピークを大きい順に所定数抽出し、極大ピークの方位方向を到来方向推定値として出力する。

【0118】

なお、方向推定評価関数値 $P_H(\theta_{BEAM_cfar}, k_{cfar}, f_{s-cfar}, w)$ は、到来方向推定アルゴリズムによって各種の方法がある。例えば、非特許文献1に開示されているアレーアンテナを用いた推定方法を用いてもよい。

【0119】

例えば、 $N_t \times N_a$ 個の仮想受信アレーが等間隔 d_H で直線状に配置される場合、ビームフォーマ法は次式のように表すことができる。他にも、Capon, MUSICといった手法も同様に適用可能である。

【数 1 5】

$$P_H(\theta_u, k_{cfar}, f_{s_cfar}, w) = |\mathbf{a}^H(\theta_u) \mathbf{h}_{aftercal}(k_{cfar}, f_{s_cfar}, w)|^2 \quad (15)$$

【数 1 6】

$$\mathbf{a}(\theta_u) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\{-j2\pi d_H \sin \theta_u / \lambda\} \\ \vdots \\ \exp\{-j2\pi(N_t N_u - 1)d_H \sin \theta_u / \lambda\} \end{bmatrix} \quad (16)$$

10

【0 1 2 0】

ここで、式(15)の上付き添え字Hはエルミート転置演算子である。また、 $\mathbf{a}(\theta_u)$ は、方位方向 θ_u の到来波に対する仮想受信アレーの方向ベクトルを示す。

【0 1 2 1】

また、方位方向 θ_u は到来方向推定を行う方位範囲内を所定の方位間隔 β_1 で変化させたベクトルである。例えば、 θ_u は以下のように設定される。

$$\theta_u = \theta_{\min} + u\beta_1, u=0, \dots, NU$$

20

$$NU = \text{floor}[(\theta_{\max} - \theta_{\min}) / \beta_1] + 1$$

ここで $\text{floor}(x)$ は、実数 x を超えない最大の整数値を返す関数である。

【0 1 2 2】

なお、方向推定部215は、CFAR部214から入力されるビーム方向 $\theta_{\text{BEAM_cfar}}$ に基づいて、角度方向の範囲を限定してもよい。例えば、方向推定部215は、ビーム方向 $\theta_{\text{BEAM_cfar}}$ に対して所定の範囲 Δ_L の範囲($\theta_{\text{BEAM_cfar}} - \Delta_L \leq \theta_u \leq \theta_{\text{BEAM_cfar}} + \Delta_L$)において方向推定評価関数値 $P_H(\theta_{\text{BEAM_cfar}}, k_{cfar}, f_{s_cfar}, w)$ を算出し、ピーク方向を検出してもよい。

【0 1 2 3】

換言すると、方向推定部215は、時間インデックス k_{cfar} 及びドップラ周波数インデックス f_{s_cfar} に対応するセルに対する到来方向推定処理において、ビーム方向 $\theta_{\text{BEAM_cfar}}$ (換言すると、ビーム受信電力が閾値よりも大きいビーム方向)を基準に設定される範囲において、到来方向を推定する。これにより、ピーク方向の検出処理に関する演算量を低減できる。

30

【0 1 2 4】

また、仮想受信アレーが水平及び垂直方向に面的に(例えば、矩形状)に配置される場合、方向推定部215は、水平方向 θ に加え、垂直方向も含めた方向推定を行うことが可能である。このような場合、方向推定部215において、垂直方向及び水平方向の2次元の方向推定を行ってもよい。

【0 1 2 5】

40

また、上述した時刻情報 k_{cfar} は、距離情報に変換して出力されてもよい。時刻情報 k_{cfar} を距離情報 $R(k_{cfar})$ に変換するには次式を用いればよい。ここで、 T_w は符号送信区間を表し、 L はパルス符号長を表し、 C_0 は光速度を表す。

【数 1 7】

$$R(k_{cfar}) = k_{cfar} \frac{T_w C_0}{2L} \quad (17)$$

【0 1 2 6】

また、ドップラ周波数情報は相対速度成分に変換して出力されてもよい。ドップラ周波

50

数インデックス f_{s_cfar} を相対速度成分 $v_d(f_{s_cfar})$ に変換するには、次式を用いて変換することができる。ここで、 λ は送信無線部107から出力されるRF信号のキャリア周波数の波長である。また、 Δ_f は、ドップラ解析部212におけるFFT処理でのドップラ周波数間隔である。例えば、本実施の形態では、 $\Delta_f = 1 / (N_t N_c T_r)$ である。

【数18】

$$v_d(f_{s_cfar}) = \frac{\lambda}{2} f_{s_cfar} \Delta_f \quad (18)$$

【0127】

以上、方向推定部215の動作について説明した。

【0128】

以上のように、CFAR部214において、指向性ビーム形成部244は、距離成分及びドップラ周波数成分の少なくとも1つで表される領域を分割した複数のセルのうち、第1のセル（例えば、テストセル）における反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々における第1の受信電力（例えば、ビーム受信電力）を算出する。ノイズ電力推定部242は、複数のセルのうち、上記第1のセルの周辺セル（例えば、リファレンスセル）における反射波信号を用いて、送信アンテナ108の数と受信アンテナ202の数との積と同数の素子を含む受信アレーアンテナの受信電力を基に第2の受信電力（例えば、受信アレーアンテナの受信電力の平均値、又は、受信アレーアンテナの受信電力を順番に並べた時のランク）を算出する。判定部245は、上記第1の受信電力と、上記第2の受信電力に第1の係数を乗算した値である第1の閾値との比較結果に基づいて、上記第1のセルに対して物標が存在するかの判定（物標検出判定）を行い、後続する到来方向推定部215において、到来方向を推定するか否かを判定する。

【0129】

これにより、レーダ装置10は、指向性ビーム乗算後のビーム受信電力を用いることができ、SNRを改善して物標の検出判定が可能となり、遠方の物標又は反射断面積の小さい物標（弱反射物）の検出率向上効果が得られる。また、ノイズ電力推定値は、指向性ビームが乗算されず、仮想受信アレー電力 $Power_{FT}(k, f_s, w)$ に基づいて算出されるので、演算量を低減できる。従って、処理量の増加を抑えつつ、物標の検出率を向上できる。

【0130】

よって、本実施の形態によれば、レーダ装置10において反射波の到来方向を効率良く推定することができる。

【0131】

（一実施の形態のバリエーション1）

本開示の一態様に係るレーダ装置の構成は、図1に示す構成に限定されない。例えば、図9に示すレーダ装置10aの構成を用いてもよい。なお、図9において、レーダ受信部200の構成は、図1と同様であるので詳細な構成を省略している。

【0132】

図1に示すレーダ装置10では、レーダ送信部100において、送信切替部106によって、レーダ送信信号生成部101からの出力を複数の送信無線部107の何れか一つに選択的に切り替える。これに対して、図9に示すレーダ装置10aでは、レーダ送信部100aにおいて、レーダ送信信号生成部101からの出力（レーダ送信信号）は、送信無線部107aによって送信無線処理を施され、送信切替部106aによって、送信無線部107aの出力を複数の送信アンテナ108の何れか一つに選択的に切り替える。

【0133】

図9に示すレーダ装置10aの構成でも、上記実施の形態と同様の効果が得られる。

【0134】

（一実施の形態のバリエーション2）

上記実施の形態では、レーダ送信部100において、パルス列を位相変調又は振幅変調

10

20

30

40

50

して送信するパルス圧縮レーダを用いる場合について説明したが、変調方式はこれに限定されない。例えば、本開示は、チャープ(chirp)パルスのような周波数変調したパルス波を用いたレーダ方式についても適用可能である。

【0135】

図10は、チャープパルス(例えば、fast chirp modulation)を用いたレーダ方式を適用した場合のレーダ装置10bの構成図の一例を示す。なお、図10において、図1と同様の構成には同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0136】

まず、レーダ送信部100bにおける送信処理について説明する。

【0137】

レーダ送信部100bにおいて、レーダ送信信号生成部401は、変調信号発生部402及びVCO(Voltage Controlled Oscillator)403を有する。

【0138】

変調信号発生部402は、例えば、図11に示すように、のこぎり歯形状の変調信号を周期的に発生させる。ここで、レーダ送信周期を T_r とする。

【0139】

VCO403は、変調信号発生部402から出力されるレーダ送信信号に基づいて、周波数変調信号(換言すると、周波数チャープ信号)を送信無線部107へ出力する。周波数変調信号は、送信無線部107において増幅され、送信切替部106において切り替えられた送信アンテナ108から空間に放射される。例えば、第1の送信アンテナ108から第 N_t の送信アンテナ108の各々において、レーダ送信信号は $N_p (=N_t \times T_r)$ 周期の送信間隔で送信される。

【0140】

方向性結合部404は、周波数変調信号の一部の信号を取り出して、レーダ受信部200bの各受信無線部501(ミキサ部502)に出力する。

【0141】

次に、レーダ受信部200bにおける受信処理について説明する。

【0142】

レーダ受信部200bの受信無線部501は、ミキサ部502において、受信した反射波信号に対して、送信信号である周波数変調信号(方向性結合部404から入力される信号)をミキシングし、LPF503を通過させる。これにより、反射波信号の遅延時間に応じた周波数となるビート信号が取り出される。例えば、図11に示すように、送信信号(送信周波数変調波)の周波数と、受信信号(受信周波数変調波)の周波数との差分周波数がビート周波数として得られる。

【0143】

LPF503から出力された信号は、信号処理部207bにおいて、A/D変換部208bによって離散サンプルデータに変換される。

【0144】

RFFT部504は、送信周期 T_r 毎に、所定の時間範囲(レンジゲート)において得られた N_{data} 個の離散サンプルデータをFFT処理する。これにより、信号処理部207bでは、反射波信号(レーダ反射波)の遅延時間に応じたビート周波数にピークが現れる周波数スペクトラムが出力される。なお、FFT処理の際、RFFT部504は、例えば、Han窓又はHanning窓等の窓関数係数を乗算してもよい。窓関数係数を用いることにより、ビート周波数ピーク周辺に発生するサイドローブを抑圧できる。

【0145】

ここで、第M番目のチャープパルス送信によって得られる第z番目の信号処理部207bにおけるRFFT部504から出力されるビート周波数スペクトラム応答を AC_RFFT_z (fb、M)で表す。ここで、fbはFFTのインデックス番号(ビン番号)であり、 $fb = 0, \dots, N_{data}/2$ である。周波数インデックスfbが小さいほど、反射波信号の遅延時間が小さい(換言すると、物標との距離が近い)ビート周波数を示す。

10

20

30

40

50

【0146】

第z番目の信号処理部207bにおける出力切替部211は、上記実施の形態と同様、切替制御部105から入力される切替制御信号に基づいて、レーダ送信周期Tr毎のRFFT部504の出力を、Nt個のドップラ解析部212のうちの一つに選択的に切り替えて出力する。

【0147】

以下、一例として、第M番目のレーダ送信周期Tr[M]における切替制御信号をNtビットの情報 $[bit_1(M), bit_2(M), \dots, bit_{Nt}(M)]$ で表す。例えば、第M番目のレーダ送信周期Tr[M]の切替制御信号において、第ND番目のビット $bit_{ND}(M)$ （ただし、ND=1~Ntの何れか）が‘1’である場合、出力切替部211は、第ND番目のドップラ解析部212を選択（換言するとON）する。一方、第M番目のレーダ送信周期Tr[M]の切替制御信号において、第ND番目のビット $bit_{ND}(M)$ が‘0’である場合、出力切替部211は、第ND番目のドップラ解析部212を非選択（換言するとOFF）とする。出力切替部211は、選択したドップラ解析部212に対して、RFFT部504から入力される信号を出力する。

10

【0148】

上記のように、各ドップラ解析部212の選択は、 $Np (=Nt \times Tr)$ 周期で順次ONとなる。切替制御信号は、上記内容をNc回繰り返す。

【0149】

第z（z=1, ..., Na）番目の信号処理部207bは、Nt個のドップラ解析部212を有する。

20

【0150】

ドップラ解析部212は、出力切替部211からの出力に対して、ビート周波数インデックスfb毎にドップラ解析を行う。

【0151】

例えば、Ncが2のべき乗値である場合、ドップラ解析において高速フーリエ変換（FFT：Fast Fourier Transform）処理を適用できる。例えば、第z番目の信号処理部207bの第ND番目のドップラ解析部212における第w番目の出力は、次式に示すように、ビート周波数インデックスfbにおけるドップラ周波数インデックス f_s のドップラ周波数応答を示す。

【数19】

30

$$FT_CI_z^{(ND)}(fb, f_s, w) = \sum_{q=0}^{N_t N_c - 1} bit_{ND}(q+1) AC_RFT_z(fb, N_t N_c (w-1) + q+1) \exp[-j \frac{2\pi \left\lfloor \frac{q}{N_t} \right\rfloor f_s}{N_c}] \quad (19)$$

【0152】

式(19)において、ND=1~Ntであり、wは1以上の整数である。また、jは虚数単位であり、z=1~Naである。また、NcはFFTサイズであり、ドップラ周波数インデックス f_s の範囲は $f_s = -Nc/2+1, \dots, 0, \dots, Nc/2$ である。

40

【0153】

信号処理部207b以降の信号補正部213、CFAR部214及び方向推定部215の処理は、上記実施の形態で説明した離散時刻kをビート周波数インデックスfbで置き換えた動作となるので、詳細な説明を省略する。

【0154】

以上の構成及び動作により、本バリエーションでも、上記実施の形態と同様の効果を得ることができる。なお、後述する一実施の形態のバリエーションにおいても、同様に、レーダ送信信号として周波数チャープ信号を適用でき、符号化パルス信号を用いた場合と同様の効果が得られる。

【0155】

50

また、上述したビート周波数インデックス f_b は、距離情報に変換して出力されてもよい。ビート周波数インデックス f_b を距離情報 $R(fb)$ に変換するには次式を用いればよい。ここで、 B_w は周波数変調して生成される周波数チャープ信号の周波数変調帯域幅を表し、 C_0 は光速を表す。

【数 20】

$$R(fb) = \frac{C_0}{2B_w} f_b \quad (20)$$

【0156】

10

(一実施の形態のバリエーション3)

バリエーション3では、上記実施の形態と比較してCFAR処理が異なる。

【0157】

図12は、バリエーション3に係るCFAR部214aの構成例を示すブロック図である。図12において、図6と同様の構成には同一の符号を付し、その説明を省略する。

【0158】

具体的には、図12に示すCFAR部214aでは、アンテナ電力加算部241、ノイズ電力推定部242、及び、指向性ビーム形成部244-1～244-NBの動作は、図6に示すCFAR部214と同様である。一方、図12に示すCFAR部214aでは、図6に示すCFAR部214と比較して、ビーム電力加算部601を新たに備える点、及び、NB個のビームに対して1つの判定部245aを備える点異なる。

20

【0159】

ビーム電力加算部601は、例えば、NB個のビーム方向のうち、各指向性ビーム形成部244において算出されたビーム受信電力 $\text{PowerBeam}(\theta_{\text{BEAM}(nb)}, k, f_s, w)$ の大きい順に所定数 $N_{\text{sel_beam}}$ 個のビーム方向を選択する。ビーム電力加算部601は、選択した $N_{\text{sel_beam}}$ 個のビーム方向のビーム受信電力を加算した電力 $\text{PowerBeamSum}(k, f_s, w)$ を算出し、判定部245aに出力する。

【0160】

また、ビーム電力加算部601は、選択した所定数 $N_{\text{sel_beam}}$ 個のビーム方向に対応するビームインデックス nb を含むビーム選択情報「 $\text{BEAM_SEL}(k, f_s, w)$ 」を、判定部245aに出力する。以下、ビーム選択情報 $\text{BEAM_SEL}(k, f_s, w)$ に含まれるビームインデックスを「 nb_{sel} 」と記載する。

30

【0161】

なお、ビーム電力加算部601の動作は、ビーム受信電力 $\text{PowerBeam}(\theta_{\text{BEAM}(nb)}, k, f_s, w)$ の大きい順に選択された所定数 $N_{\text{sel_beam}}$ 個のビーム方向を選択する動作に限定されない。

【0162】

ビーム電力加算部601の別の動作として、例えば、ビーム電力加算部601は、選択するビーム方向の数を適応的に可変してもよい。ビーム電力加算部601は、適応的に可変する個数のビーム方向を選択し、選択したビーム方向におけるビーム受信電力を用いて、 $\text{PowerBeamSum}(k, f_s, w)$ を算出してもよい。

40

【0163】

例えば、ビーム電力加算部601は、次式のように、NB個のビーム方向におけるビーム受信電力の平均ビーム受信電力 $\text{PowerBeamAve}(k, f_s, w)$ を算出する。

【数 21】

$$\text{PowerBeamAve}(k, f_s, w) = \frac{1}{NB} \sum_{nb=1}^{NB} \text{PowerBeam}(\theta_{\text{BEAM}(nb)}, k, f_s, w) \quad (21)$$

【0164】

50

ビーム電力加算部 601 は、平均ビーム受信電力 $PowerBeamAve(k, f_s, w)$ に、所定値 (Threshold_BEAM_SEL) を乗算した値を判定閾値とする。なお、所定値 Threshold_Beam_Sel は 1 以上の正数である。

【0165】

そして、ビーム電力加算部 601 は、NB 個のビーム受信電力 $PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k, f_s, w)$ のうち、判定閾値を超えるビーム受信電力を加算することにより、次式に示す電力 $PowerBeamSum(k, f_s, w)$ を算出する。

【数 22】

$$PowerBeamSum(k, f_s, w) = \sum_{nb_sel} PowerBeam(\theta_{BEAM(nb_sel)}, k, f_s, w) \quad (22)$$

10

【0166】

ただし、nb_sel は、NB 個のビーム受信電力のうち、次式を満たすビームインデックスを表す。

【数 23】

$$PowerBeam(\theta_{BEAM(nb_sel)}, k, f_s, w) > Threshold_Beam_Sel \times PowerBeamAve(k, f_s, w) \quad (23)$$

20

【0167】

なお、式 (23) を満たすビームインデックス数は、ゼロの場合もあり得る。

【0168】

ビーム電力加算部 601 は、式 (23) を満たすビームインデックスをビーム選択情報 BEAM_SEL(k, f_s, w) に格納して、判定部 245a に出力する。ビーム選択情報 BEAM_SEL(k, f_s, w) に含まれるビームインデックスを nb_sel と記載する。

【0169】

判定部 245a は、時間インデックス k 及びドップラ周波数インデックス f_s 毎に、ノイズ電力推定部 242 からの出力、及び、ビーム電力加算部 601 からの出力を用いて、以下のような比較判定を行う。

30

【0170】

例えば、判定部 245a は、次式に示すように、ノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ に所定のスケールファクタ SF を乗算した値 ($SF \times PowerCL(k, f_s, w)$) と、ビーム電力加算部 601 から出力される電力 $PowerBeamSum(k, f_s, w)$ とを比較する。ここで、 $SF > 0$ である。

【数 24】

$$PowerBeamSum(k, f_s, w) > SF \times PowerCL(k, f_s, w) \quad (24)$$

【0171】

40

判定部 245a は、式 (24) を満たす場合、OK 判定し、式 (24) を満たさない場合、NG 判定する。判定部 245a は、OK 判定となった時間インデックス k_{cfar} 及びドップラ周波数インデックス f_{s_cfar} を示す情報を方向推定部 215 に出力する。換言すると、方向推定部 215 は、所定数のビーム方向のうちの一部のビーム方向のビーム受信電力の加算値が、閾値よりも大きい場合、対応するセルに対して物標が存在する可能性があるものと判定し、到来方向を推定する。

【0172】

また、判定部 245a は、OK 判定となった電力 $PowerBeamSum(k, f_s, w)$ に対応するビーム選択情報 BEAM_SEL(k_{cfar}, f_{s_cfar}, w) を方向推定部 215 に出力する。

【0173】

50

以上、CFAR部214aの動作について説明した。

【0174】

方向推定部215（例えば、図1を参照）は、CFAR部214aの判定部245aにおいてOK判定となった時間インデックス k_{cfar} 、ドップラ周波数インデックス $f_{s\text{-cfar}}$ 、及び、ビーム選択情報 $\text{BEAM_SEL}(k_{\text{cfar}}, f_{s\text{-cfar}}, w)$ に基づいて、信号補正部213から入力される補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{\text{aftercal}}(k, f_s, w)$ から、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{\text{aftercal}}(k_{\text{cfar}}, f_{s\text{-cfar}}, w)$ を抽出する。そして、方向推定部215は、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{\text{aftercal}}(k_{\text{cfar}}, f_{s\text{-cfar}}, w)$ を用いて、例えば、上記実施の形態と同様の方向推定処理を行う。

【0175】

なお、方向推定部215は、CFAR部214aから入力されるビーム選択情報 $\text{BEAM_SEL}(k_{\text{cfar}}, f_{s\text{-cfar}}, w)$ に含まれるビームインデックス nb_sel を用いて、角度方向の範囲を限定してもよい。例えば、方向推定部215は、ビーム方向 $\theta_{\text{BEAM}(\text{nb_sel})}$ に対して、所定の範囲 Δ_L の範囲 $(\theta_{\text{BEAM}(\text{nb_sel})} - \Delta_L \leq \theta_u \leq \theta_{\text{BEAM}(\text{nb_sel})} + \Delta_L)$ において方向推定評価関数値 $P_H(\theta, k_{\text{cfar}}, f_{s\text{-cfar}}, w)$ を算出し、ピーク方向を検出してもよい。

【0176】

以上のように、CFAR部214aの構成によれば、上記実施の形態の効果に加え、更に以下のような効果が得られる。

【0177】

バリエーション3に係るCFAR部214aは、各指向性ビーム形成部244のNB個のビーム受信電力の出力のうち、一部のビーム方向に対するビーム受信電力（例えば、ビーム受信電力が上位となる所定数のビーム受信電力、又は、適応的な閾値判定により選択されるビーム受信電力）を加算する。これにより、NB個のビーム方向の各々のビーム受信電力に含まれるノイズ成分電力を加算する確率を低減できる。

【0178】

また、CFAR部214aは、異なる方向に存在する信号成分電力を抽出した上でそれらの電力加算値を得ることができる。これにより、同一の時間インデックス k 及びドップラ周波数インデックス f_s において複数の方向から物標の反射波が到来した場合、ビーム電力加算部601は、それぞれの方向から到来する反射波の信号電力を加算できる。このため、後続する判定部245aの判定処理において、OK判定となる確率を高めることができる。

【0179】

よって、例えば、ほぼ同一の距離であり、かつほぼ同一の相対速度を有する物標が複数の方向に存在する際のCFAR部214aにおける検出率を高めることができる。特に、物標が、弱反射物又は遠方距離に存在する場合における検出率の改善効果が高い。

【0180】

また、図6に示すCFAR部214の構成では、各指向性ビーム形成部244のNB個のビーム受信電力の出力に対して、判定部245が判定処理をそれぞれ行う構成であるのに対して、図12に示すCFAR部214aの構成では、ビーム電力加算部601の出力に対して、判定部245aが判定処理を行う。換言すると、判定部245aは、複数のビーム方向に対する判定を纏めて行う。このため、CFAR部214aでは、判定処理を簡易化できるので、例えば、指向性ビーム形成部244の出力を一次的に保存する記憶容量（メモリ容量）の低減効果も有する。

【0181】

なお、図12では、判定部245aにおいて、複数のビーム方向における物標の検出判定を1つにまとめて行う場合について説明したが、これに限定されない。例えば、CFAR部214aは、NB個のビームを、複数のグループに分け、物標の検出判定をグループ毎に行ってもよい。この場合でも、物標の検出判定をビーム毎に行う場合と比較して、演算量又は記憶容量の低減効果が得られる。

【0182】

10

20

30

40

50

(一実施の形態のバリエーション４)

バリエーション４では、上記実施の形態と比較してCFAR処理が異なる。

【０１８３】

図１３は、バリエーション４に係るCFAR部２１４bの構成例を示すブロック図である。図１３において、図６と同様の構成には同一の符号を付し、その説明を省略する。

【０１８４】

具体的には、図１３に示すCFAR部２１４bでは、アンテナ電力加算部２４１、及び、ノイズ電力推定部２４２の動作は、図６に示すCFAR部２１４と同様である。一方、図１３に示すCFAR部２１４bでは、図６に示すCFAR部２１４と比較して、一次判定部７０１を新たに備える点、及び、判定部２４５の代わりに二次判定部７０２を備える点

10

【０１８５】

一次判定部７０１は、例えば、次式に示すように、各時間インデックス k 及びドップラ周波数インデックス f_s 毎に、ノイズ電力推定値 $PowerCL(k, f_s, w)$ に所定の一次判定スケールファクタ $SF1$ を乗算した値($SF1 \times PowerCL(k, f_s, w)$)と、仮想受信アレー電力 $PowerFT(k, f_s, w)$ とを比較判定する。ここで、 $SF1 > 0$ である。

【数２５】

$$PowerFT(k, f_s, w) > SF1 \times PowerCL(k, f_s, w) \quad (25)$$

20

【０１８６】

一次判定部７０１は、式(25)を満たす場合、一次OK判定とし、式(25)を満たさない場合、一次NG判定とする。一次判定部７０１は、一次OK判定となった時間インデックス $k_{cfar1st}$ 及びドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar1st}$ を示す情報を検出部２４３（指向性ビーム形成部２４４b及び二次判定部７０２）に出力する。

【０１８７】

指向性ビーム形成部２４４bは、一次OK判定となった時間インデックス $k_{cfar1st}$ 及びドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar1st}$ の補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ を用いて、ビーム方向の異なるNB個の指向性ウェイトベクトル($W_{BEAM}(\theta_{BEAM(1)})$ 、 $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(2)})$ 、 $\dots$ 、 $W_{BEAM}(\theta_{BEAM(NB)})$)を乗算し、各ビーム方向($\theta_{BEAM(1)}$ 、 $\theta_{BEAM(2)}$ 、 $\dots$ 、 $\theta_{BEAM(NB)}$)におけるビーム受信電力 $PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ を次式のように算出する。ここで、nbはビームインデックスを表し、nb=1, $\dots$, NBである。

30

【数２６】

$$PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w) = |W_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})^H h_{aftercal}(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)|^2 \quad (26)$$

【０１８８】

二次判定部７０２は、次式に示すように、一次OK判定となった時間インデックス $k_{cfar1st}$ 及びドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar1st}$ 毎に、ノイズ電力推定値 $PowerCL(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ に所定の二次判定スケールファクタ $SF2$ を乗算した値($SF2 \times PowerCL(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$)と、指向性ビーム形成部２４４bの出力である $PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ とを比較判定する。ここで、nb=1, $\dots$, NBであり、 $SF2 > 0$ である。

40

【数２７】

$$PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w) > SF2 \times PowerCL(k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w) \quad (27)$$

【０１８９】

例えば、二次判定部７０２は、式(27)を満たす場合、二次OK判定とし、式(27)

50

を満たさない場合、二次NG判定とする。二次判定部702は、二次OK判定となったビーム方向 $\theta_{\text{BEAM_cfar}}$ 、時間インデックス k_{cfar2nd} 、及び、ドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar2nd}$ を示す情報を方向推定部215（例えば、図1を参照）に出力する。

【0190】

方向推定部215（例えば、図1を参照）は、CFAR部214bの二次判定部702において二次OK判定となった、ビーム方向 $\theta_{\text{BEAM_cfar2nd}}$ 、時間インデックス k_{cfar2nd} 、及び、ドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar2nd}$ に基づいて、信号補正部213から入力される補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{\text{aftercal}}(k, f_s, w)$ から、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{\text{aftercal}}(k_{\text{cfar2nd}}, f_{s_cfar2nd}, w)$ を抽出する。方向推定部215は、抽出した補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{\text{aftercal}}(k_{\text{cfar2nd}}, f_{s_cfar2nd}, w)$ を用いて、方向推定処理を行う。なお、方向推定処理の動作は上記実施の形態と同様であるので説明は省略する。

10

【0191】

以上のように、CFAR部214bの構成によれば、上記実施の形態の効果に加え、更に以下のような効果が得られる。

【0192】

バリエーション4に係るCFAR部214bでは、一次判定部701は、複数のセルのうち、各セルにおける反射波信号を用いて算出される、仮想受信アレーアンテナの受信電力（換言すると、電力加算値） $\text{PowerFT}(k, f_s, w)$ が、ノイズ電力推定値 $\text{PowerCL}(k, f_s, w)$ にスケールファクタSF1を乗算した値である判定閾値よりも大きいセルをテストセルに設定する。そして、二次判定部702は、テストセルに設定されたセルにおけるビーム受信電力と、ノイズ電力推定値にスケールファクタSF2を乗算した値である判定閾値とを比較する。

20

【0193】

これにより、CFAR部214bでは、指向性ビーム形成部244bにおいて指向性ウェイトベクトルを乗算する補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{\text{aftercal}}(k_{\text{cfar2nd}}, f_{s_cfar2nd}, w)$ は、一次判定部701において一次OK判定となった時間インデックス k 及びドップラ周波数インデックス f_s に制約される。よって、CFAR部214bでは、CFAR部214（図6を参照）と比較して、指向性ウェイトベクトルを乗算する回数を低減でき、演算量を削減できる。

30

【0194】

以下、一次判定部701で用いる一次判定スケールファクタSF1について説明する。

【0195】

SF1が大きくなるほど、式(25)を満たすケース（換言すると、一次OK判定となるケース）が少なくなる。よって、仮に一次判定部701が無い場合（又は、SF1=0とした場合）に二次判定部702において検出できるターゲットの反射波は、SF1が大きくなりすぎると、一次NG判定となり、二次判定部702において検出できなくなる可能性が生じる。

【0196】

そのため、仮に一次判定部701が無い場合（又は、SF1=0とした場合）に二次判定部702において検出できるターゲットの反射波が、一次判定部701を導入した場合でも一次OK判定となるようにSF1が設定されればよい。この場合、一次判定部701の導入による検出率の劣化はなくなる。

40

【0197】

そこで、SF1は、例えば、以下のように、二次判定部702において用いる二次判定スケールファクタSF2に基づいて設定されてもよい。

【0198】

ここで、ビーム方向の異なるNB個の指向性ウェイトベクトルの大きさは、次式を満たすように設定できる。ここで、nbはビームインデックスを表し、nb=1, ..., NBである。

【数 2 8】

$$\mathbf{W}_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)})^H \mathbf{W}_{BEAM}(\theta_{BEAM(nb)}) = const \quad (28)$$

【0 1 9 9】

式(28)を満たす場合、指向性ビーム形成部244bの出力であるPowerBeam($\theta_{BEAM(nb)}$, $k_{cfar1st}$, $f_{s_cfar1st}$, w)は次式を満たす。

【数 2 9】

$$PowerBeam(\theta_{BEAM(nb)}, k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w) \leq const \times PowerFT(k, f_s, w) \quad (29)$$

10

【0 2 0 0】

式(29)は、ビーム受信電力PowerBeam($\theta_{BEAM(nb)}$, $k_{cfar1st}$, $f_{s_cfar1st}$, w)がビーム方向によって増減するものの、その上限が $const \times PowerFT(k, f_s, w)$ であることを示している。

【0 2 0 1】

従って、一次判定部701では、二次判定部702において用いる二次判定スケールファクタSF2に対して、上限値が一次判定OKとなるようにSF1を設定する。すなわち、SF1の上限値をSF2/constとする。例えば、const=1の場合、SF1はSF2以下の値である。

20

【0 2 0 2】

例えば、SF1 $\leq$ SF2/constとすることで、一次判定部701が無い場合(又は、SF1=0とした場合)に二次判定部702において検出できるターゲットの反射波は、一次判定部701を導入した場合でも一次OK判定となる。

【0 2 0 3】

また、SF1 < SF2/constと設定すると、一次OK判定となるものの、二次NG判定となるケースが余計に発生し、指向性ウェイトベクトルの乗算回数が増加する可能性がある。従って、SF1 = SF2/constとすることにより、性能的にも演算量的にも好適である。

【0 2 0 4】

一方、SF1 > SF2/constとすると、一次判定部701が無い場合(又はSF1=0とした場合)に二次判定部702において検出できるターゲットの反射波が、一次判定部701を導入した場合に検出できなくなる可能性が生じる。ただし、演算回路の制約又は処理時間の制約から、指向性ウェイトベクトルの乗算回数に上限がある場合は、SF1 > SF2/constのような設定を用いてもよい。

30

【0 2 0 5】

また、SF1 $\leq$ SF2/constとした場合に、演算回路の制約又は処理時間の制約から、指向性ウェイトベクトルの乗算回数に上限がある場合、一次OK判定となる時間インデックスk及びドップラ周波数インデックス f_s の数(換言すると、セル数)に上限を設けてもよい。

【0 2 0 6】

C F A R部214bは、一次OK判定となるセル数が上限値を超える場合、一次OK判定となるセルのうち、予め設定された領域に含まれるセルを、他のセルよりも優先して二次判定の対象となるセル(例えば、テストセル)に設定する。例えば、車両等にレーダ装置10を搭載する場合に、衝突安全性を考慮して以下のような制御を加えてもよい。例えば、一次判定部701は、近距離範囲、又は、正又は負の方向にドップラ周波数成分が高い範囲から優先して、一次OK判定となる時間インデックスk及びドップラ周波数インデックス f_s の数(換言すると、セル数)をカウントする。そして、一次判定部701は、一次OK判定となる時間インデックスk及びドップラ周波数インデックス f_s のカウント数が上限数を超えた場合、以降の距離範囲又はドップラ周波数範囲については一次OK判定であっても一次NG判定とする。

40

50

【0207】

(一実施の形態のバリエーション5)

バリエーション3で説明したCFAR部214aの構成と、バリエーション4で説明したCFAR部214bの構成とを組み合わせてもよい。図14は、バリエーション5に係るCFAR部214cの構成例を示すブロック図を示す。CFAR部214cは、バリエーション3と同様のビーム受信電力の加算処理、及び、バリエーション4と同様の一次判定処理及び二次判定処理を行うことにより、指向性ウェイトベクトルの乗算回数を低減する効果が得られる。

【0208】

以下、バリエーション3又は4と異なる部分の動作について説明する。

10

【0209】

二次判定部702は、次式に示すように、一次OK判定となった時間インデックス $k_{cfar1st}$ 及びドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar1st}$ 毎に、ノイズ電力推定値 $PowerCL(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ に所定の二次判定スケールファクタSF2を乗算した値($SF2 \times PowerCL(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$)と、ビーム電力加算部601の出力である電力 $PowerBeamSum(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ とを比較判定する。ここで、 $SF2 > 0$ である。

【数30】

$$PowerBeamSum(k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w) > SF2 \times PowerCL(k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w) \quad (30)$$

20

【0210】

二次判定部702は、式(30)を満たす場合、二次OK判定とし、式(30)を満たさない場合、二次NG判定とする。二次判定部702は、二次OK判定となった時間インデックス $k_{cfar2nd}$ 、及び、ドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar2nd}$ を示す情報を方向推定部215(例えば、図1を参照)に出力する。また、二次判定部702は、二次OK判定となったビーム受信電力(加算電力)に対応するビーム選択情報 $BEAM_SEL(k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w)$ を方向推定部215に出力する。

【0211】

方向推定部215は、CFAR部214cの二次判定部702において二次OK判定となった、時間インデックス $k_{cfar2nd}$ 及びドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar2nd}$ 、及び、ビーム選択情報 $BEAM_SEL(k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w)$ に基づいて、信号補正部213から入力される補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k, f_s, w)$ から、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w)$ を抽出する。方向推定部215は、抽出した補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w)$ を用いて、例えば、上記実施の形態と同様の方向推定処理を行う。

30

【0212】

なお、方向推定部215は、CFAR部214cから入力されるビーム選択情報 $BEAM_SEL(k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w)$ に含まれるビームインデックス nb_sel を用いて、角度方向の範囲を限定してもよい。例えば、方向推定部215は、ビーム方向 $\theta_{BEAM(nb_sel)}$ に対して、所定の範囲 Δ_L の範囲($\theta_{BEAM(nb_sel)} - \Delta_L \leq \theta_u \leq \theta_{BEAM(nb_sel)} + \Delta_L$)において方向推定評価関数値 $P_H(\theta, k_{cfar2nd}, f_{s_cfar2nd}, w)$ を算出し、ピーク方向を検出してもよい。

40

【0213】

(一実施の形態のバリエーション6)

上記実施の形態又はバリエーション1～5(例えば、図6、図12、図13又は図14を参照)では、アンテナ電力加算部241は、信号補正部213の出力を用いて、仮想受信アレー電力 $PowerFT(k, f_s, w)$ を算出する場合について説明した。しかし、アンテナ電力加算部241は、位相補正を施していないドップラ解析部212の出力を用いて仮想受信アレー電力を算出しても等価な電力値を算出できる。

【0214】

50

一例として、図15は、バリエーション4（図13を参照）に対して、本バリエーションを適用した場合のCFAR部214dの構成例を示すブロック図である。また、図16は、バリエーション5（図14を参照）に対して、本バリエーションを適用した場合のCFAR部214eの構成例を示すブロック図である。

【0215】

なお、本バリエーションでは、レーダ装置10（例えば、図1を参照）において、信号補正部213は備えず（図示せず）、信号処理部207のドップラ解析部212の出力は、CFAR部214d又はCFAR部214eに入力される。また、図15及び図16では、図13及び図14と比較して、信号補正部801を新たに備える。

【0216】

信号補正部801は、例えば、一次判定部701において一次OK判定となった時間インデックス $k_{cfar1st}$ 及びドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar1st}$ 毎に、ドップラ解析部212の出力に対して、信号補正部213と同様の信号補正を行う。

【0217】

このように、本バリエーションでは、一次判定部701において一次OK判定となった時間インデックス k 及びドップラ周波数インデックス f_s に対して信号補正が行われる。換言すると、一次判定部701において一次NG判定となった時間インデックス k 及びドップラ周波数インデックス f_s に対して信号補正は行われない。これにより、信号補正のための乗算回数を低減でき、演算量を削減できる。

【0218】

以下、上記実施の形態、バリエーション4又はバリエーション5におけるCFAR処理と異なる動作について説明する。

【0219】

アンテナ電力加算部241d又は241eは、例えば、次式のように、ドップラ解析部212から入力される w 番目の仮想受信アレー相関ベクトル $h(k, f_s, w)$ を用いて、仮想受信アレー相関ベクトルの要素で表される、各仮想受信アンテナにおける受信電力を加算する。例えば、各仮想受信アンテナにおける受信電力を加算した仮想受信アレー電力 $PowerFT(k, f_s, w)$ は、次式によって算出される。

【数31】

$$PowerFT(k, f_s, w) = \mathbf{h}(k, f_s, w)^H \mathbf{h}(k, f_s, w) \quad (31)$$

【0220】

信号補正部801は、一次判定部701において一次OK判定となった時間インデックス $k_{cfar1st}$ 及びドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar1st}$ の仮想受信アレー相関ベクトル $h(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ に対して、アレーアンテナ間の偏差補正、及び、時分割送信に起因する送信位相補正を行う。例えば、信号補正部801は、仮想受信アレー相関ベクトル $h(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ に対して、次式に示すように、補正係数を乗算し、補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ を算出する。

【数32】

$$\mathbf{h}_{aftercal}(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w) = \mathbf{C}_{VA} \circ \mathbf{C}_{TX} \circ \mathbf{h}(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w) \quad (32)$$

【0221】

指向性ビーム形成部244bは、信号補正部801から出力される、一次OK判定となった時間インデックス $k_{cfar1st}$ 及びドップラ周波数インデックス $f_{s_cfar1st}$ の補正仮想受信アレー相関ベクトル $h_{aftercal}(k_{cfar1st}, f_{s_cfar1st}, w)$ を用いて、ビーム方向の異なるNB個の指向性ウェイトベクトル $(W_{BEAM}(\theta_{BEAM(1)}), W_{BEAM}(\theta_{BEAM(2)}), \dots, W_{BEAM}(\theta_{BEAM(NB)}))$ を乗算し、各ビーム方向 $(\theta_{BEAM(1)}, \theta_{BEAM(2)}, \dots$

10

20

30

40

50

、 $\theta_{\text{BEAM}(\text{NB})}$) のビーム受信電力 $\text{PowerBeam}(\theta_{\text{BEAM}(\text{nb})}, k_{\text{cfar1st}}, f_{\text{s_cfar1st}}, w)$ を算出する。

【0222】

以上、本開示に係る一実施の形態について説明した。

【0223】

〔他の実施の形態〕

(1) 本開示は、送信信号の多重方式に依らないため、複数の送信アンテナ108からの送信信号を、時分割多重の代わりに、符号分割多重又は周波数分割多重を用いて送信しても上記実施の形態と同様な効果が得られる。

(2) 上記実施の形態では、一例として、複数の送信アンテナ108及び複数の受信アンテナ202を備えるMIMO構成について説明した。しかし、本開示は、MIMO構成に限らない。例えば、送信アンテナ108が1アンテナであり、受信アンテナ202が複数の構成 ($N_t=1, N_a>1$ の場合) の場合 (換言すると、SIMO構成) でも、上記実施の形態と同様な効果が得られる。また、送信アンテナ108が複数であり、受信アンテナ202が1アンテナの構成 ($N_t>1, N_a=1$ の場合) の場合 (換言すると、MISO構成) でも、上記実施の形態と同様な効果が得られる。

【0224】

(3) 上記実施の形態では、一例として、距離成分 (離散時間 k) と相対速度成分 (ドップラ周波数インデックス f_{ss}) との2次元の成分に対する処理について説明したが、本開示は、距離成分及び相対速度成分の何れか一方の一次元の処理にも適用できる。

【0225】

(4) 図1に示すレーダ装置10において、レーダ送信部100及びレーダ受信部200は、物理的に離れた場所に個別に配置されてもよい。また、図1に示すレーダ受信部200において、方向推定部215と、他の構成部とは、物理的に離れた場所に個別に配置されてもよい。

【0226】

(5) レーダ装置10は、図示しないが、例えば、CPU (Central Processing Unit)、制御プログラムを格納したROM (Read Only Memory) 等の記憶媒体、およびRAM (Random Access Memory) 等の作業用メモリを有する。この場合、上記した各部の機能は、CPUが制御プログラムを実行することにより実現される。但し、レーダ装置10のハードウェア構成は、かかる例に限定されない。例えば、レーダ装置10の各機能部は、集積回路であるIC (Integrated Circuit) として実現されてもよい。各機能部は、個別に1チップ化されてもよいし、その一部または全部を含むように1チップ化されてもよい。

【0227】

以上、図面を参照しながら各種の実施形態について説明したが、本開示はかかる例に限定されないことは言うまでもない。当業者であれば、特許請求の範囲に記載された範囲内において、各種の変更例または修正例に想到し得ることは明らかであり、それらについても当然に本開示の技術的範囲に属するものと了解される。また、開示の趣旨を逸脱しない範囲において、上記実施形態における各構成要素を任意に組み合わせてもよい。

【0228】

上記各実施形態では、本開示はハードウェアを用いて構成する例にとって説明したが、本開示はハードウェアとの連携においてソフトウェアでも実現することも可能である。

【0229】

また、上記各実施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。集積回路は、上記実施の形態の説明に用いた各機能ブロックを制御し、入力端子と出力端子を備えてもよい。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。

【0230】

10

20

30

40

50

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を用いて実現してもよい。LSI製造後に、プログラムすることが可能なFPGA（Field Programmable Gate Array）、LSI内部の回路セルの接続又は設定を再構成可能なりコンフィギュラブルプロセッサ（Reconfigurable Processor）を利用してもよい。

【0231】

さらには、半導体技術の進歩又は派生する別技術により、LSI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を集積化してもよい。バイオ技術の適用等が可能性としてありえる。

【0232】

＜本開示のまとめ＞

本開示のレーダ装置は、送信アンテナを用いてレーダ信号を送信する送信回路と、受信アンテナを用いて、前記レーダ信号が物標において反射された反射波信号を受信し、前記反射波信号の到来方向を推定する受信回路と、を具備し、前記受信回路は、距離成分及びドップラ周波数成分の少なくとも1つで表される領域を分割した複数のセルのうち、第1のセルにおける前記反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々における第1の受信電力を算出し、前記複数のセルのうち、前記第1のセルの周辺セルにおける前記反射波信号を用いて、受信アレーアンテナの受信電力を基に第2の受信電力を算出し、前記第1の受信電力と、前記第2の受信電力に第1の係数を乗算した値である第1の閾値との比較結果に基づいて、前記第1のセルに対して物標が存在するか否かを判定する。

【0233】

本開示のレーダ装置において、前記受信回路は、前記所定数のビーム方向の少なくとも1つにおける前記第1の受信電力が前記第1の閾値よりも大きい前記第1のセルに対して物標が存在すると判定する。

【0234】

本開示のレーダ装置において、前記受信回路は、前記所定数のビーム方向のうちの一部のビーム方向の前記第1の受信電力の加算値が、前記第1の閾値よりも大きい場合、前記第1のセルに対して物標が存在すると判定する。

【0235】

本開示のレーダ装置において、前記受信回路は、前記物標が存在すると判定された前記第1のセルに対して、前記到来方向を推定する。

【0236】

本開示のレーダ装置において、前記受信回路は、前記複数のセルのうち、各セルにおける前記反射波信号を用いて算出される前記受信アレーアンテナの受信電力である第3の受信電力が、前記第2の受信電力に第2の係数を乗算した値である第2の閾値よりも大きいセルを前記第1のセルに設定し、当該第1のセルにおける前記第1の受信電力と前記第1の閾値とを比較する。

【0237】

本開示のレーダ装置において、前記第2の係数は、前記第1の係数に基づいて設定される。

【0238】

本開示のレーダ装置において、前記受信回路は、前記第3の受信電力が前記第2の閾値よりも大きいセルの数が上限値を超える場合、前記第3の受信電力が前記第2の閾値よりも大きいセルのうち、予め設定された領域に含まれるセルを、他のセルよりも優先して前記第1のセルに設定する。

【0239】

本開示のレーダ装置において、前記受信回路は、前記第1のセルに対する前記到来方向の推定処理において、前記所定数のビーム方向のうち、前記第1の受信電力が前記第1の閾値よりも大きいビーム方向を基準に設定される範囲において、前記到来方向を推定する。

【0240】

本開示のレーダ装置において、前記受信アレーアンテナは、複数の前記送信アンテナと前記受信アンテナとで構成される仮想的な素子を含む。

【0241】

本開示の物標判定方法は、送信アンテナを用いてレーダ信号を送信し、受信アンテナを用いて、前記レーダ信号が物標において反射された反射波信号を受信し、前記反射波信号の到来方向を推定する方向推定方法であって、距離成分及びドップラ周波数成分の少なくとも1つで表される領域を分割した複数のセルのうち、第1のセルにおける前記反射波信号を用いて、所定数のビーム方向の各々における第1の受信電力を算出し、前記複数のセルのうち、前記第1のセルの周辺セルにおける前記反射波信号を用いて、受信アレーアンテナの受信電力を基に第2の受信電力を算出し、前記第1の受信電力と、前記第2の受信電力に第1の係数を乗算した値である第1の閾値との比較結果に基づいて、前記第1のセルに対して物標が存在するか否かを判定する。

10

【産業上の利用可能性】

【0242】

本開示は、広角範囲を検知するレーダ装置として好適である。

【符号の説明】

【0243】

10, 10a, 10b レーダ装置

100, 100a, 100b レーダ送信部

101, 101a, 401 レーダ送信信号生成部

20

102 符号生成部

103 変調部

104, 503 LPF

105 切替制御部

106, 106a 送信切替部

107, 107a 送信無線部

108 送信アンテナ

111 符号記憶部

112 DA変換部

200, 200b レーダ受信部

30

201 アンテナ系統処理部

202 受信アンテナ

203, 501 受信無線部

204 増幅器

205 周波数変換器

206 直交検波器

207, 207b 信号処理部

208, 208b, 209 AD変換部

210 相関演算部

211 出力切替部

40

212 ドップラ解析部

213, 801 信号補正部

214, 214a, 214b, 214c, 214d, 214e CFAR部

215 方向推定部

241, 241d, 241e アンテナ電力加算部

242 ノイズ電力推定部

243 検出部

244, 244b 指向性ビーム形成部

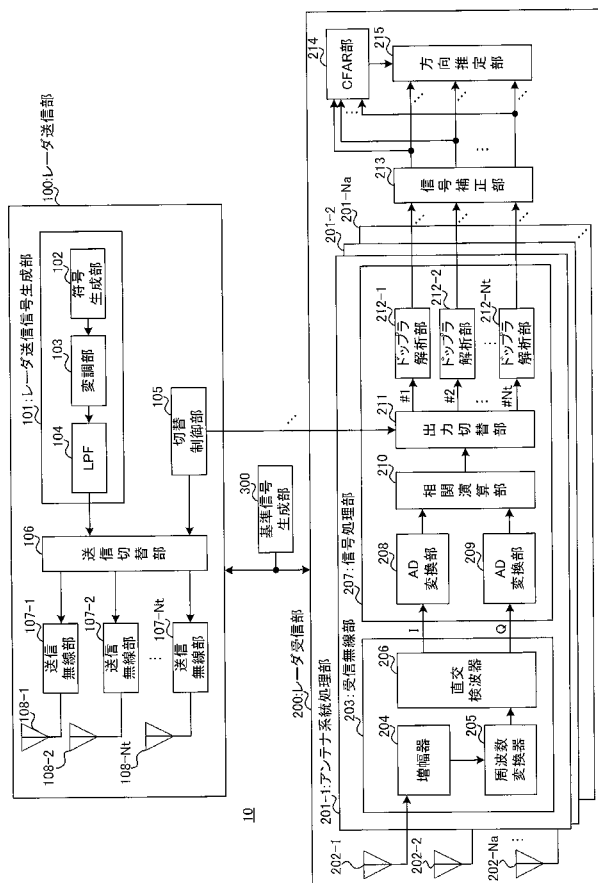
245, 245a 判定部

300 基準信号生成部

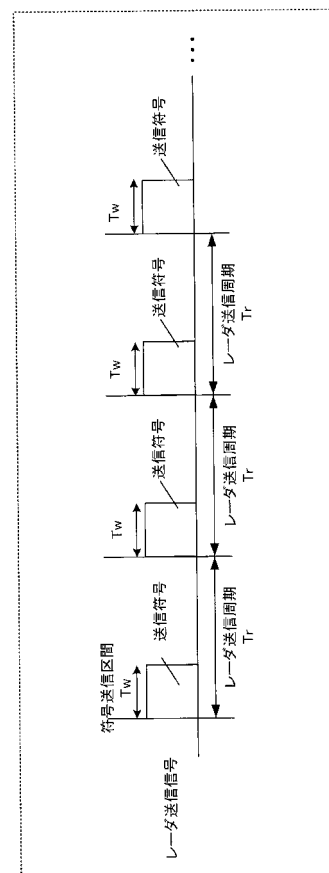
50

- 402 変調信号発生部
- 403 VCO
- 404 方向性結合部
- 502 ミキサ部
- 504 R-F F T 部
- 601 ビーム電力加算部
- 701 一次判定部
- 702 二次判定部

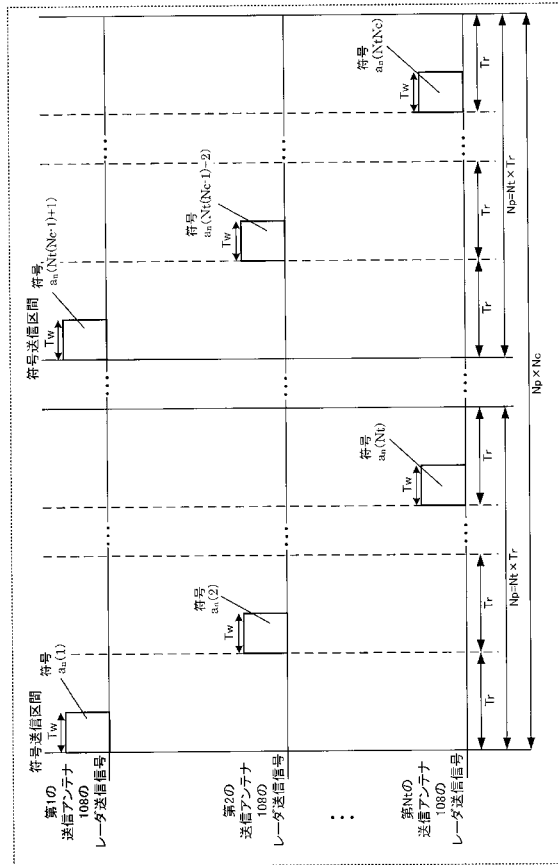
【図 1】



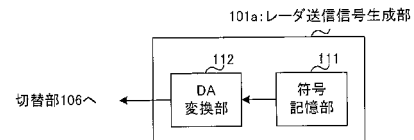
【図 2】



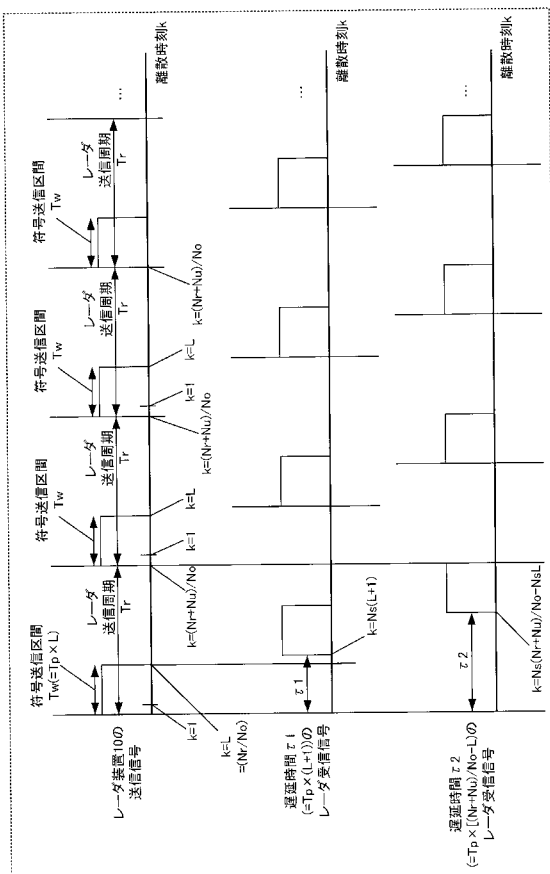
【 図 3 】



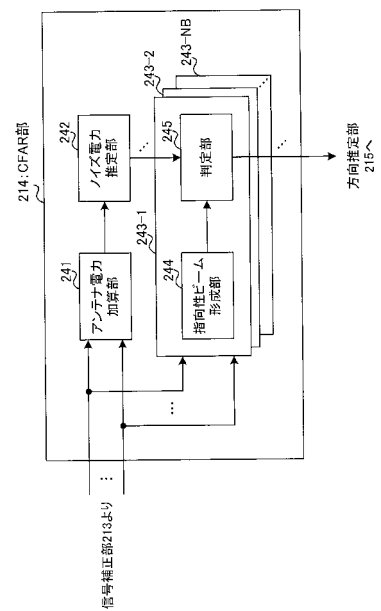
【 図 4 】



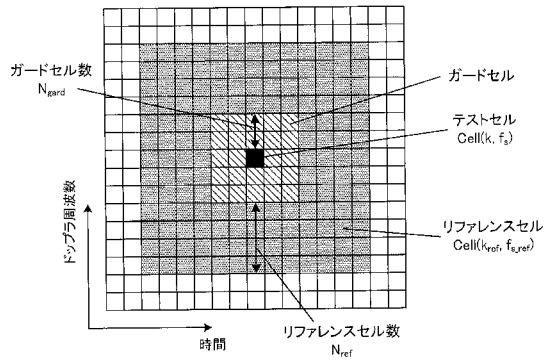
【図 5】



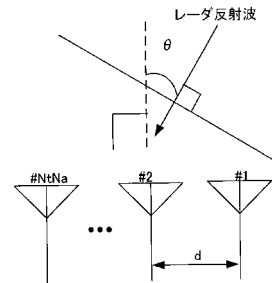
【图 6】



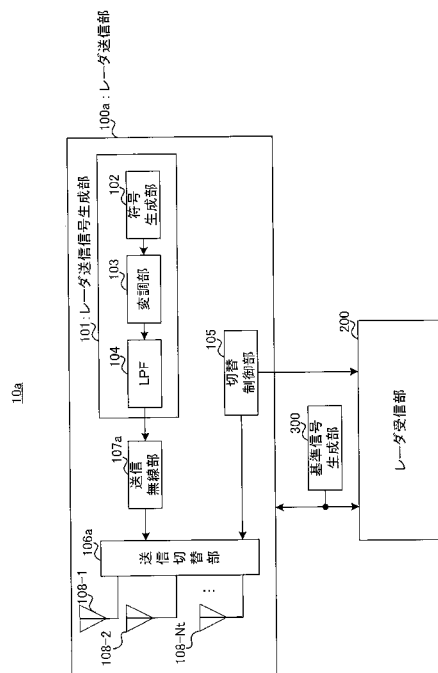
【図 7】



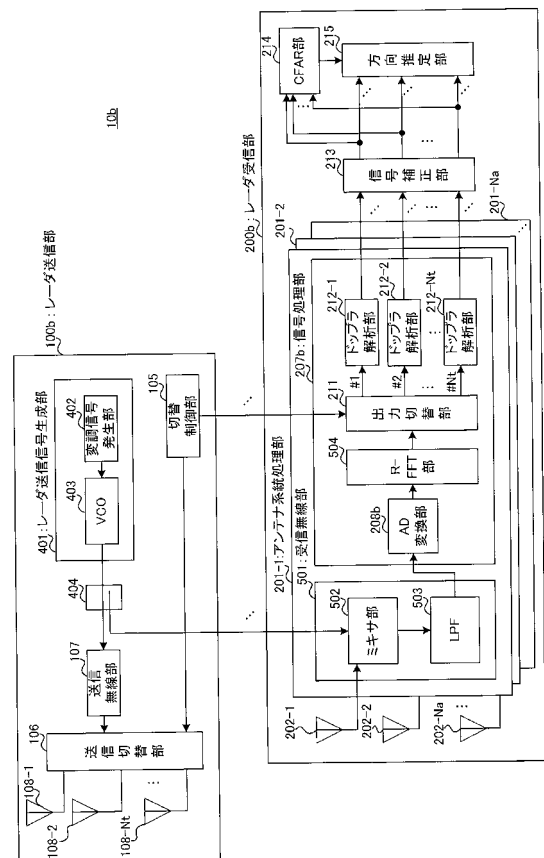
【図 8】



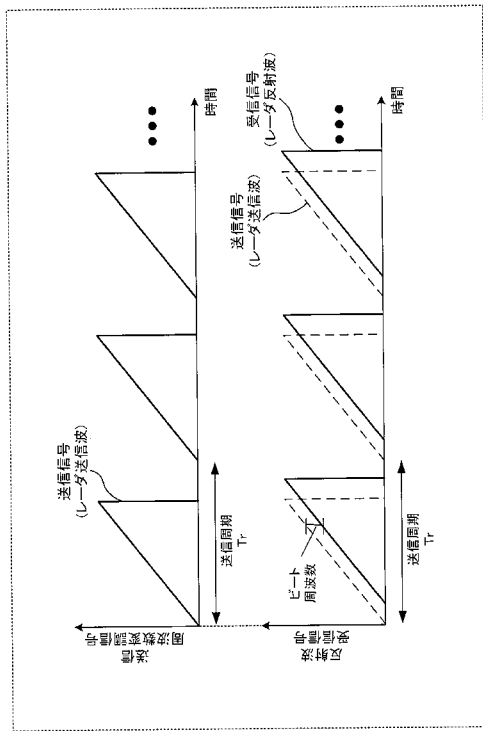
【図 9】



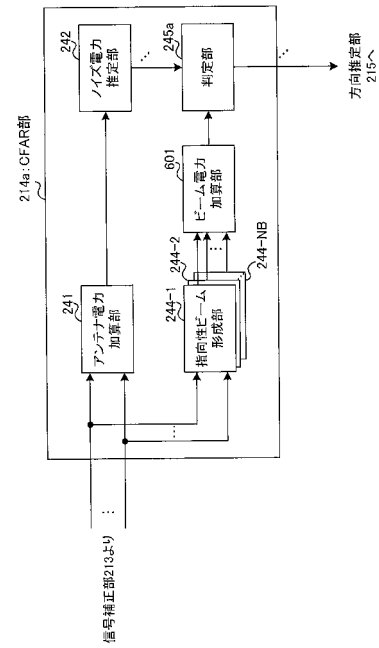
【图 10】



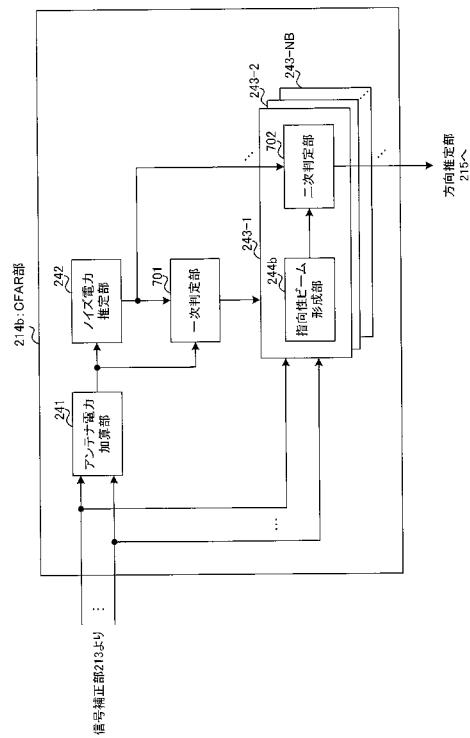
【 図 1 1 】



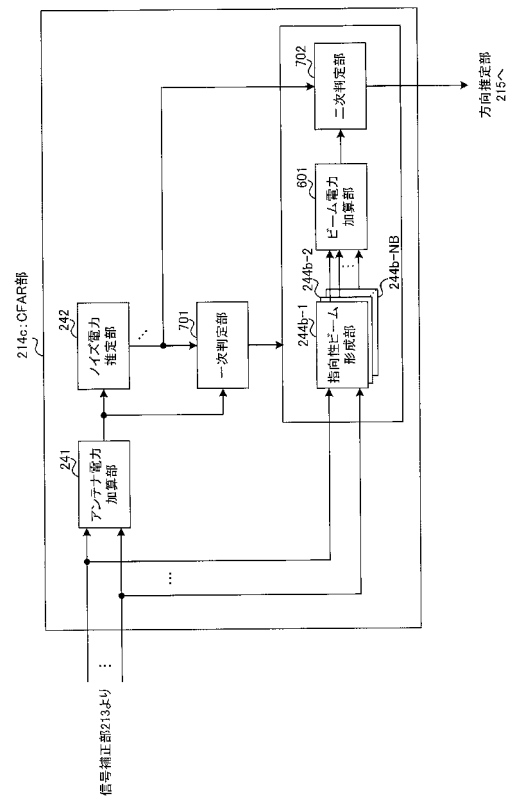
【図 1 2】



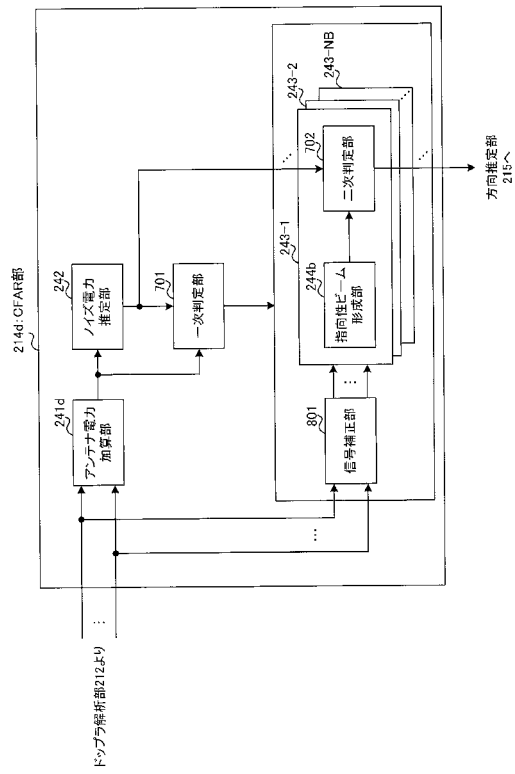
【图 1 3】



【 図 1 4 】



【図 15】



【図 16】

