

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5241147号
(P5241147)

(45) 発行日 平成25年7月17日(2013.7.17)

(24) 登録日 平成25年4月12日(2013.4.12)

(51) Int. Cl. F I
GO 1 S 13/58 (2006.01) GO 1 S 13/58 B
GO 1 S 7/295 (2006.01) GO 1 S 7/295 Z

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2007-149543 (P2007-149543)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成19年6月5日(2007.6.5)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2008-304219 (P2008-304219A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成20年12月18日(2008.12.18)	(74) 代理人	100110423
審査請求日	平成22年3月23日(2010.3.23)		弁理士 曾我 道治
		(74) 代理人	100084010
			弁理士 古川 秀利
		(74) 代理人	100094695
			弁理士 鈴木 憲七
		(74) 代理人	100111648
			弁理士 梶並 順
		(74) 代理人	100122437
			弁理士 大宅 一宏
		(74) 代理人	100147566
			弁理士 上田 俊一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 不要信号抑圧装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

移動体に搭載され、レーダの送信アンテナから空中に放射された高周波信号に係り且つ一直線上に等間隔に配置された複数個の素子アンテナにより受信された反射信号に含まれる不要信号成分を抑圧する不要信号抑圧装置において、

上記反射信号を増幅して中間周波数の中間周波信号に変換する複数個の受信機と、

上記中間周波信号から同相信号と直交信号を検波する位相検波器と、

上記反射信号を受信する方向におけるクラッタのドップラー周波数を拘束から外すような拘束条件下で、上記高周波信号を搬送する搬送波の波長、上記素子アンテナの配置間隔、上記レーダが搭載された移動体の速さ、および上記高周波信号のパルス繰返し周期に基づいて、上記不要信号成分を抑圧する荷重係数を計算する荷重計算部を備え、

上記荷重計算部は、上記クラッタが存在する領域を、上記拘束条件を付けない領域として、上記位相検波器の出力信号を用いるとともに、拘束付出力電力最小化法を採用して、正規化ドップラー周波数 - 正規化空間周波数平面上で上記荷重係数を計算し、

上記拘束条件を付けない領域の最小範囲は、

上記搬送波の波長 λ と、上記移動体の速さ v と、上記位相検波器の出力信号のパルス繰返し周期 $PR I$ と、上記反射信号のビーム方向 θ_0 と、適切な利得を持つ幅 B と、上記複数個の素子アンテナの間隔 d とを用いて、

上記正規化ドップラー周波数 f_1 に関しては、

$$2 v \cdot P R I \cdot \sin \left(\theta_0 - 0.5 \frac{B}{d} \right) / f_1 \leq 2 v \cdot P R I \cdot \sin \left(\theta_0 \right)$$

10

20

$+ 0.5 \frac{B}{f_c}) / \dots$

で表され、

上記正規化空間周波数 f_y に関しては、

$d \cdot \sin(\theta_0 - 0.5 \frac{B}{f_c}) / \dots \quad f_y \quad d \cdot \sin(\theta_0 + 0.5 \frac{B}{f_c}) / \dots$

で表されることを特徴とする不要信号抑圧装置。

【請求項 2】

上記荷重係数を計算するために用いる信号は、上記受信された反射信号が低域通過デジタルフィルタを通過した信号であることを特徴とする請求項 1 に記載の不要信号抑圧装置。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

この発明は、主に航空機や船などの移動体に搭載されたパルスレーダにおける不要エコーおよび妨害波を抑圧する不要信号抑圧装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来パルスレーダにおいて、地面からの不要エコー（以下、「クラッタ」と称す）の抑圧は、時間領域のドップラー処理によって行われていたが、クラッタのドップラー周波数と目標信号のドップラー周波数が重なると両者の分離は困難であった。

また、航空機搭載レーダにおける地上の移動目標検出には、航空機側方に配置された 2 つのアンテナを用いた DPCA 方式（DPCA: Displaced Phase Center Antenna）が使われることもある（例えば、非特許文献 1 参照）。

20

【0003】

複数の素子アンテナを配列したアレーアンテナを使用して受信した複数の受信信号に対して、時間 - 空間信号処理を実行すれば、クラッタのドップラー周波数と目標のドップラー周波数が重なっていても、ドップラー周波数 - 空間周波数平面において両者のスペクトルが重ならなければ分離可能である。すなわち、時空間フィルタを用いれば、例えクラッタと目標とのドップラー周波数が重なっていても、両者を分離できる可能性が高くなる。この信号処理方式は時空間適応信号処理と呼ばれ、DPCA 方式の拡張ともいえる。

【0004】

30

そこで、時空間適応信号処理を適用するため、時空間適応フィルタの係数である適応荷重の計算にはいくつか方法が知られているが、オーソドックスなのが、フィルタ出力における信号対不要信号 + 雑音電力比を最小にするような荷重を求める最大 SNR 法（SNR: Signal to Noise Ratio）である（例えば、非特許文献 2 参照）。

【0005】

【非特許文献 1】岩本雅史、外 2 名、「航空機搭載レーダの移動目標検出法における位相補償アルゴリズム」、電子情報通信学会論文誌（B）、社団法人電子情報通信学会、2000 年 1 月、Vol. J83-B、No. 1、pp. 106 - 112

【非特許文献 2】J. R. Guerci 著、「Space-Time Adaptive Processing for Radar」、Artech House、2003 年、pp. 65 - 70

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかし、最大 SNR 法では、目標の方向とドップラー周波数が既知であることが前提であり、レーダにおいて、目標の方向は受信アンテナのビーム中心方向として差し支えないが、目標のドップラー周波数は一般に未知である。そこで、目標のドップラー周波数を別の手段で推定するか、仮定しなければならないという問題がある。

【0007】

50

この発明の目的は、目標のドップラー周波数が未知の場合でも、別の手段を用いることなく簡易に時空間適応信号処理によりクラッタを抑圧する不要信号抑圧装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

この発明に係る不要信号抑圧装置は、移動体に搭載され、レーダの送信アンテナから空中に放射された高周波信号に係り且つ一直線上に等間隔に配置された複数個の素子アンテナにより受信された反射信号に含まれる不要信号成分を抑圧する不要信号抑圧装置において、上記反射信号を増幅して中間周波数の中間周波信号に変換する複数個の受信機と、上記中間周波信号から同相信号と直交信号を検波する位相検波器と、上記反射信号を受信する方向におけるクラッタのドップラー周波数を拘束から外すような拘束条件下で、上記高周波信号を搬送する搬送波の波長、上記素子アンテナの配置間隔、上記レーダが搭載された移動体の速さ、および上記高周波信号のパルス繰返し周期に基づいて、上記不要信号成分を抑圧する荷重係数を計算する荷重計算部を備え、上記荷重計算部は、上記クラッタが存在する領域を、上記拘束条件を付けない領域として、上記位相検波器の出力信号を用いるとともに、拘束付出力電力最小化法を採用して、正規化ドップラー周波数 - 正規化空間周波数平面上で上記荷重係数を計算し、上記拘束条件を付けない領域の最小範囲は、上記搬送波の波長 と、上記移動体の速さ v と、上記位相検波器の出力信号のパルス繰返し周期 $PR I$ と、上記反射信号のビーム方向 θ_0 と、適切な利得を持つ幅 B と、上記複数個の素子アンテナの間隔 d とを用いて、上記正規化ドップラー周波数 f_1 に関しては、 $2 \frac{v \cdot PR I \cdot \sin(\theta_0 - 0.5 B)}{f_1} < 2 \frac{v \cdot PR I \cdot \sin(\theta_0 + 0.5 B)}{f_1}$ 、で表され、上記正規化空間周波数 f_2 に関しては、 $d \cdot \sin(\theta_0 - 0.5 B) < d \cdot \sin(\theta_0 + 0.5 B)$ 、で表される。

【発明の効果】

【0009】

この発明に係る不要信号抑圧装置の効果は、目標のドップラー周波数が未知の場合でも、別の手段を用いて推定することなく簡易に時空間適応信号処理によりクラッタを抑圧することができることである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

実施の形態 1 .

図 1 は、この発明に係る実施の形態 1 による不要信号抑圧装置が適用される状況を示す図である。

図 1 の座標系は地面または海面を基準にし、 $x y$ 平面を地面または海面に合わす。 z 軸の正の方向は地面または海面からの高さを示す方向である。 z 軸上のある高さに移動体、例えば航空機があり、航空機は x 軸の正の方向に x 軸と平行に速さ v で移動している。

航空機にはレーダが搭載され、航空機側方にアレーアンテナ 11 が備えられている。アレーアンテナ 11 は、等間隔 d で直線上に配置された N 個の素子アンテナ $1 - n$ ($n = 1, 2, \dots, N$) から構成されている。なお、個々の素子アンテナ $1 - n$ は、複数の小型アンテナから構成されていても良い。素子アンテナ $1 - n$ には、図 1 の右側から順に 1、2、 \dots 、 N の番号が付番されている。

レーダは航空機の側方のやや斜め下を観測し、地面または海面上に存在する移動体を移動目標として検出する。なお、移動目標は地面または海面から任意の高さに存在しても良い。

【0011】

図 2 は、この発明に係る実施の形態 1 による不要信号抑圧装置の構成図である。

この発明に係る実施の形態 1 による不要信号抑圧装置は、 N 個の素子アンテナ $1 - n$ から構成されるアレーアンテナ 11、アレーアンテナ 11 で受信された反射信号（以下、「受信信号」と称す）を増幅し中間周波数の中間周波信号に変換する N 個の受信機 $2 - n$ 、アナログの中間周波信号をデジタルの中間周波信号に変換する N 個の A/D 変換器 $3 -$

10

20

30

40

50

n 、デジタルの中間周波信号からデジタル同相信号（ I 信号）と直交信号（ Q 信号）を検波する N 個の位相検波器 $4 - n$ を備える。

【0012】

素子アンテナ $1 - n$ は、図示しないパルスレーダから空中に放射された高周波のパルス信号のうち、移動目標に反射して戻ってくる反射信号を受信する。

受信機 $2 - n$ は、素子アンテナ $1 - n$ で受信された高周波信号を増幅し、且つ中間周波数へ変換する。

A/D 変換器 $3 - n$ は、受信機 $2 - n$ の出力である中間周波信号をサンプリング・デジタル化して、時間離散化されたデジタル中間周波信号を出力する。

位相検波器 $4 - n$ は、デジタル中間周波信号からデジタル同相信号（ I 信号）とデジタル直交信号（ Q 信号）信号とを検波する。このデジタル同相信号とデジタル直交信号が位相検波器出力信号 $u(m, n, k)$ であり、位相検波器出力信号 $u(m, n, k)$ を、実部が同相信号、虚部が直交信号の複素信号として扱う。なお、受信した反射信号からデジタル同相信号およびデジタル直交信号への変換は、アナログの同相信号およびアナログの直交信号を生成してそれを A/D 変換するようにしても良い。

10

【0013】

位相検波器出力信号 $u(m, n, k)$ は、ヒット番号 m 、素子アンテナ $1 - n$ に付番されたアンテナ番号 n 、レンジピン番号 k を変数とする3次元信号として扱う。但し、 $m = 1, 2, \dots, M$ 、 $k = 1, 2, \dots, K$ であり、 M はある受信ビーム方向における1コヒーレント処理時間内のヒット数、 K はレンジピン数（パルス繰返し周期内のサンプリング点数）である。

20

【0014】

また、この発明に係る実施の形態1による不要信号抑圧装置は、位相検波器 $4 - n$ 毎に対応する位相検波器出力信号に時空間適応処理を施す N 個のフィルタ部 $6 - n$ 、全てのフィルタ部 $6 - n$ からの出力を加算する加算器15、時空間適応処理に用いる荷重係数を計算する荷重計算部20を備える。そして、この N 個のフィルタ部 $6 - n$ 、加算器15、荷重計算部20をまとめて時空間適応フィルタ30を称す。

【0015】

各フィルタ部 $6 - n$ は、直列に接続され、入力された位相検波器出力信号を順次パルス繰返し周期（以下、「PRI」と称す）を単位遅延時間として遅延する（ $L - 1$ ）個の遅延器12、位相検波器出力信号および各遅延器12の出力に荷重係数を乗算する L 個の荷重係数器13、直列に接続され、対応する荷重係数器13で荷重係数が乗算された値が入力され、入力された値を上流側に接続された加算器14から入力される値に加算する（ $L - 1$ ）個の加算器14を備える。

30

【0016】

遅延器12は、素子アンテナ $1 - n$ 毎に（ $L - 1$ ）個あり、素子アンテナ $1 - n$ は N 個あるので全部の遅延器12は $N \times (L - 1)$ 個ある。

荷重係数器13は、位相検波器出力信号または位相検波器出力信号が遅延された信号に荷重係数 $w_{l, n, k}$ を乗算して不要信号成分を抑圧する。

なお、図2では荷重係数器13の出力に加算器14があり、その出力を加算器15で加算する構成となっているが、荷重係数器13のすべての出力を直接加算器15で加算しても良い。

40

【0017】

時空間適応フィルタ30に入力された位相検波器出力信号 $u(m, n, k)$ は、遅延器12で遅延され、荷重係数器13で荷重係数 $w_{l, n, k}$ が乗算され、加算器14、加算器15にて加算され、不要信号が抑圧された信号 $z(m, k)$ として出力される。この位相検波器出力信号 $u(m, n, k)$ に対する演算は式(1)で表される。

【0018】

【数 1】

$$z(m, k) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^{L-1} w_{l,n,k} u(m-l+L-1, n, k) \quad \dots(1)$$

$$(m = 1, 2, \dots, M; k = 1, 2, \dots, K)$$

【0019】

次に、時空間適応フィルタ30内の荷重計算部20の動作について説明する。荷重計算部20では、位相検波器出力信号 $u(m, n, k)$ を用いて、拘束付出力電力最小化法を採用して荷重係数 $w_{l,n,k}$ を計算する。荷重係数 $w_{l,n,k}$ は一般に複素数であり、受信信号に含まれる意図せず受信された不要信号成分を抑圧するように計算される。

10

図3は、正規化ドップラー周波数 f_1 - 正規化空間周波数 f_2 平面（以下、「時空間周波数平面」と称す）上に、図1のような側方斜め下観測の場合の地面または海面からのクラッタの時空間周波数分布、および拘束を付ける時空間周波数（図3の×印）の例を示したものである。

正規化ドップラー周波数 f_1 とは、ドップラー周波数をパルス繰り返し周期（PRI）の逆数であるパルス繰り返し周波数（PRF）で正規化したものである。

正規化空間周波数 f_2 とは、空間周波数（ $1/d \sin \theta$ ）を素子アンテナ1-nの配置間隔 d の逆数で正規化したものである。但し、 θ は送信する搬送波の波長、 θ は図1に示すように、アレーアンテナ11の正面方向に対する入射角である。

20

【0020】

図3のクラッタ分布は、レンジピンに関係なく、時空間周波数平面上で原点を通り傾き $d / (2v \cdot \text{PRI})$ の直線上に分布することが知られている（例えば、特開2001-133538号公報参照）。そこで、素子アンテナ1-nの配置間隔 d 、パルス繰り返し周波数 PRI は既知の量であり、航空機の速さ v は真値に対してある程度の誤差を持つが、既知の量とみなして良い。

【0021】

拘束条件を規定するとは、ある時空間周波数に対して時空間適応フィルタ30の周波数応答値を規定することである。方向に関しては受信ビーム方向、例えばビーム中心方向、ドップラー周波数に関しては、一部領域を除いて概ね一様に拘束を付ける。特定の1つのドップラー周波数としないのは、目標のドップラー周波数が未知だからである。拘束条件は受信ビーム方向に関して付けているから、拘束を付ける時空間周波数に対する周波数応答値は、例えば絶対値が1の複素数である。

30

【0022】

この発明では、拘束条件を付けない領域を、クラッタが存在する領域とすることである。クラッタが存在する領域は、上述の既知の量と、ビーム方向および幅が決まれば定められるので、拘束を付けない領域を図3の破線の四角で囲んだ領域のようにあらかじめ設定することができる。ビーム幅として例えば適切な利得を持つ幅 B を設定し（例えば -10 dB 幅）、このビーム幅内に存在が想定されるクラッタの時空間周波数の範囲には、拘束を付けないようにする。また、拘束の付け方はレンジピン番号 k には依らない。このあらかじめ知ることができる領域に対して拘束を付けないようにする。ビーム方向を θ_0 とするとき、拘束を付けない最小範囲は、正規化ドップラー周波数 f_1 に関して式(2)、正規化空間周波数 f_2 に関して式(3)のようになる。図3では、正規化ドップラー周波数 f_1 に関して拘束を付けない範囲は式(2)の範囲より余裕を持たせている。

40

【0023】

【数2】

$$\frac{2vPRI}{\lambda} \sin(\theta_0 - 0.5\theta_B) \leq f_1 \leq \frac{2vPRI}{\lambda} \sin(\theta_0 + 0.5\theta_B) \quad \dots(2)$$

$$\frac{d}{\lambda} \sin(\theta_0 - 0.5\theta_B) \leq f_2 \leq \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_0 + 0.5\theta_B) \quad \dots(3)$$

【0024】

第kレンジピン番号に対する荷重係数ベクトルを W_k 、位相検波器出力信号 $u(m, n, k)$ から計算される第kレンジピン番号に対する相関行列を R_k とする。荷重係数ベクトル W_k は、式(4)に示すように $LN \times 1$ のベクトル、相関行列 R_k は式(5)に示すように $LN \times LN$ の正方行列である。相関行列 R_k の計算は、有限サンプル数から計算される。処理しようとしているレンジピン番号を k_0 とすると、相関行列 R_{k_0} の計算に用いる位相検波器出力信号 $u(m, n, k)$ は、レンジピン番号 k_0 の信号は使わず、その前後のレンジピンの信号を使うのが望ましい。これは、目標信号の影響を受けないようにするためであり、従来 of 時間域のみの処理であるAMTI (Adaptive Moving Target Indicators)でも行われている。式(5)の $LN \times 1$ のベクトル $U(m, p)$ は式(6)で定義される。式(5)のレンジピン番号 p に関する和の範囲 $P(k)$ は相関行列 R_k のサイズである LN に依存して設定する。今、例えば8つのレンジピンを使うものとする、 $p = k \pm 3, k \pm 4, k \pm 5, k \pm 6$ などが考えられる。なお、 $p = k, k \pm 1, k \pm 2$ は、目標信号の影響を避けるために使わない。また、式(5)ではヒット番号 m の和の範囲を特に記していないが、 m と p の両方に関する和の項数が合わせて $2LN$ 以上となるようにするのが望ましい。式(4)から式(6)で、肩文字 T は行列やベクトルの転置、 $*$ は要素の複素共役をとることを表す。

【0025】

【数3】

$$W_k = \left[w_{0,1,k} \cdots w_{L-1,1,k} \mid w_{0,2,k} \cdots w_{L-1,2,k} \mid w_{0,N,k} \cdots w_{L-1,N,k} \right]^T \quad \dots(4)$$

$$R_k = \sum_m \sum_p^{P(k)} U^*(m, p) U^T(m, p) \quad \dots(5)$$

$$U(m, p) = \left[u(m, 1, p) \cdots u(m-L+1, 1, p) \mid u(m, 2, p) \cdots u(m-L+1, 2, p) \right. \\ \left. \cdots \mid u(m, N, p) \cdots u(m-L+1, N, p) \right]^T \quad \dots(6)$$

【0026】

荷重係数ベクトル W_k は、良く知られた拘束付出力電力最小化法の結果から式(7)のように求められる。拘束条件は式(8)である。

行列 C は、式(9)で表すように、ベクトル c_q ($q = 1, 2, \dots, Q$; Q は拘束式の数である)を要素とする $LN \times Q$ の行列である。 c_q は、式(10)で表すように、拘束を付ける時空間周波数($f_{1,q}, (d/\lambda) \sin \theta_q$) (θ_q は拘束を付ける角度)からなる $1 \times LN$ の行ベクトルである。

ベクトル H は、式(11)で表すように、拘束を付ける時空間周波数に対する所望周波数応答値 h_q からなる $Q \times 1$ のベクトルである。 Q は、図3の \times 印の数に対応する。前述したように、あらかじめ知ることができるクラッタの存在領域では拘束条件を付けない。

10

20

30

40

50

行列 C やベクトル H はレンジピン番号 k に依らない。

【 0 0 2 7 】

【 数 4 】

$$W_k = R_k^{-1} C^* (C^T R_k^{-1} C^*)^{-1} H^* \quad \dots (7)$$

$$C^T W_k = H \quad \dots (8)$$

$$C = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_q \\ \vdots \\ c_Q \end{bmatrix}^T \quad \dots (9)$$

$$c_q = \begin{bmatrix} e^{-j0} \dots e^{-j2\pi(L-1)f_{1,q}} & | & e^{-j0} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_q} \dots e^{-j2\pi(L-1)f_{1,q}} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_q} & | \\ \dots & | & e^{-j0} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (N-1) \sin \theta_q} \dots e^{-j2\pi(L-1)f_{1,q}} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (N-1) \sin \theta_q} & | \end{bmatrix} \quad \dots (10)$$

$$H = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_Q]^T \quad \dots (11)$$

【 0 0 2 8 】

以上のように荷重係数ベクトル W_k を求めると、不要信号としてクラッタを考えた場合は、時空間適応フィルタの周波数特性は、模式的に図4のようになる。フィルタの時空間周波数平面上での通過域としては、図4のように主ビーム方向でドップラー周波数に関してクラッタを避けた形となる。その他が阻止域で、特にクラッタの存在する領域で振幅値が非常に小さくなり、クラッタは抑圧される。

図4のビーム中心におけるドップラー周波数に対する振幅特性を図5に示す。ビーム中心におけるクラッタスペクトルの中心付近で零点が形成される。なお、荷重係数ベクトル W_k の計算の仕方は、式(7)だけとは限らず、最急降下法に基づく繰り返し計算によるものでもよい。

【 0 0 2 9 】

なお、以上説明した荷重計算部20の動作については、妨害波の存在の有無を問わない。妨害波が存在すれば、その方向(空間周波数)に周波数特性の振幅値の非常に小さい領域が形成され、妨害波は抑圧される。

【 0 0 3 0 】

上述の実施の形態1による不要信号抑圧装置では、位相検波器4-nの後の内部構成として、図2のように各素子アンテナ1-nに適応荷重を持つタップトディレイラインが接

10

20

30

40

50

続されている構成（エレメントスペース - プリドプラー構成）としたが、荷重計算式が変わるものの、他の構成に対しても適用できる。例えば、図 6 に示すように、位相検波器 4 - n の出力信号に対してデジタルマルチビーム形成器 4 0 にてデジタルマルチビーム形成処理を行い（ビーム数は任意）、そのうちのいくつか（図 6 では B 個）を選択器 4 1 にて選択した複数の出力信号に対して、適応荷重を持つタップトディレイラインが接続されている構成（ビームスペース - プリドプラー構成）にしても良い。選択器 4 1 での選択基準は、主ビーム方向とその周りのいくつかのビームなどである。

【 0 0 3 1 】

また、図 7 に示すように、位相検波器 4 - n の出力信号から複数の信号、図 7 では例として (N - 2) 個の素子アンテナ 1 - n の信号を取り出していくつかの信号の組（図 7 では例として 3 組）を作り、それぞれデジタルビーム形成器 5 0 - 1、5 0 - 2、5 0 - 3 にて主ビーム方向にビーム形成処理を行った後、適応荷重を持つタップトディレイラインが接続されている構成にしても良い。

10

【 0 0 3 2 】

このように発明に係る実施の形態 1 による不要信号抑圧装置では、拘束付出力電力最小化法において既知の情報から拘束条件を付けない領域を設定するものであり、位相検波器 4 - n の後の構成に関わりなく適用できるものである。図 2、図 6、図 7 は構成の例であり、これらの構成だけに適用を限定されるものではない。

【 0 0 3 3 】

なお、図 2 では位相検波器出力信号を時空間適応フィルタ 3 0 に入力するようにしているが、位相検波器出力信号に対して低域通過デジタルフィルタを通してから、時空間適応フィルタ 3 0 に入力するようにしてもよい。低域通過デジタルフィルタのカットオフ周波数は、0 . 5 P R F に近いことが望ましい。これにより妨害波のエイリアシングを防ぐことができ、妨害波抑圧性能が向上する。

20

【 0 0 3 4 】

この発明に係る不要信号抑圧装置は、目標のドプラー周波数が未知の場合でも、別の手段を用いて推定することなく簡易に時空間適応信号処理によりクラッタを抑圧することができる。

【 0 0 3 5 】

実施の形態 2 .

30

実施の形態 1 では、予め知ることのできる量から主ビーム内のクラッタのスペクトル分布を推定して、その領域において拘束を付けないようにした上で、拘束付出力電力最小化法を適用して荷重係数を計算した。

【 0 0 3 6 】

一方、主ビーム出力信号から主ビーム内のクラッタスペクトルの分布（中心周波数または帯域幅の少なくともいずれか一方）が直接推定できれば、その情報を用いて、拘束付出力電力最小化法を適用して荷重係数を計算しても良い。すなわち、図 3 の破線で囲んだ拘束を付けない領域のドプラー周波数に関する領域を、推定されたクラッタの帯域幅とほぼ等しくする。クラッタ中心周波数は推定できるが帯域幅までは推定できない場合、ドプラー周波数に関する拘束を付けない領域の中心は、推定されたクラッタ中心周波数とする。拘束を付けない領域のドプラー周波数に関する幅は、抑圧しようとするクラッタの種類、例えばシークラッタ、グランドクラッタ、またはウェザクラッタによって想定される最大に近いクラッタ帯域幅とすれば良い。

40

【 0 0 3 7 】

主ビーム出力信号は、図 6 の構成の場合は、デジタルマルチビーム形成器 4 0 の出力信号のうち、主ビームかその方向に近いビームの出力信号とする。図 7 の構成の場合は、デジタルビーム形成器 5 0 - 1 ~ 5 0 - 3 のどれかの出力信号とする。図 2 の構成の場合は、位相検波器 4 - n 出力信号から図示しない主ビームを形成するデジタルビーム形成器を別に設けて、その出力信号とする。

【 0 0 3 8 】

50

クラッタの中心周波数や帯域幅の推定手段としては様々なものがある。ヒット数Mが多い場合は離散（高速）フーリエ変換が典型的であろう。ヒット数Mが少ない場合は、例えば最大エントロピー法を応用した参考文献1のクラッタ中心周波数推定法や、参考文献2に示されている自己相関関数から帯域幅を推定する方法などが挙げられる。

【0039】

（参考文献1）原沢康弘著、外1名、「メジアンフィルタを用いたアダプティブMTI」、電子情報通信学会論文誌（B-I I）、社団法人電子情報通信学会、1996年12月、Vol. J79-B-I I、No. 12、pp. 1013-1021

（参考文献2）深尾昌一郎著、外1名、「気象と大気のリモートセンシング」、京都大学学術出版会、2005年、p. 125

10

【0040】

本実施の形態の場合、アレーアンテナを構成する素子アンテナの配置は等間隔リニアアレーである必要はない。また、レーダは移動していなくてもよい。そして、実施の形態1の最後に説明した様々な変形は本実施の形態においても適用できる。

【図面の簡単な説明】

【0041】

【図1】この発明に係る実施の形態1による不要信号抑圧装置が適用される状況を示す図である。

【図2】この発明に係る実施の形態1による不要信号抑圧装置の構成を表す構成図である。

20

【図3】時空間周波数平面上に表した受信ビームとクラッタの範囲である。

【図4】時空間周波数平面上に表した時空間フィルタの通過域と阻止域である。

【図5】受信ビームの中心方向におけるドップラー周波数に対する振幅特性の関係を示す図である。

【図6】この発明に係る実施の形態1による他の不要信号抑圧装置の時空間フィルタの構成を表す構成図である。

【図7】この発明に係る実施の形態1によるその他の不要信号抑圧装置の時空間フィルタの構成を表す構成図である。

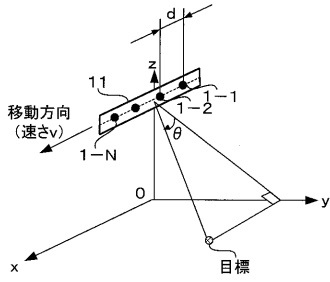
【符号の説明】

【0042】

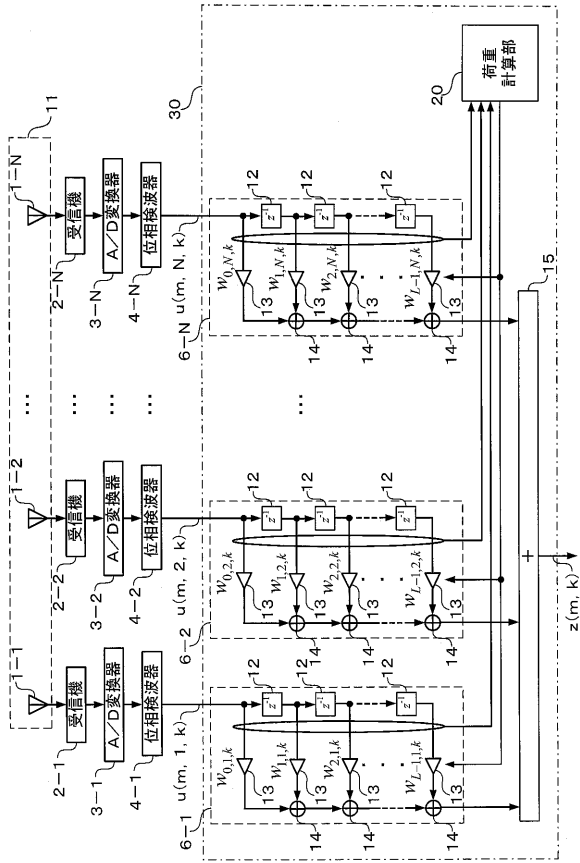
30

1 素子アンテナ、2 受信機、3 A/D変換器、4 位相検波器、6 フィルタ部、11 アレーアンテナ、12 遅延器、13 荷重係数器、14 加算器、15 加算器、20 荷重計算部、30 時空間適応フィルタ、40 デジタルマルチビーム形成器、41 選択器、50 デジタルビーム形成器。

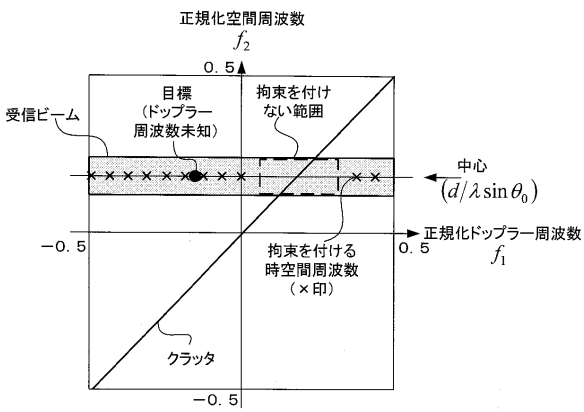
【図1】



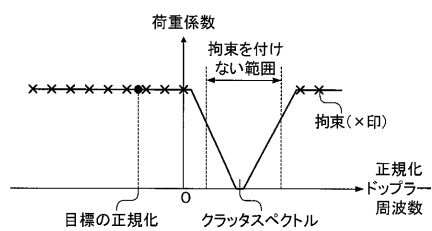
【図2】



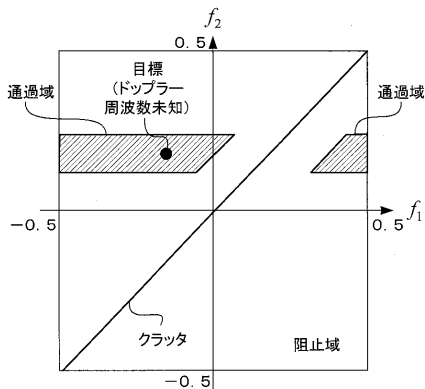
【図3】



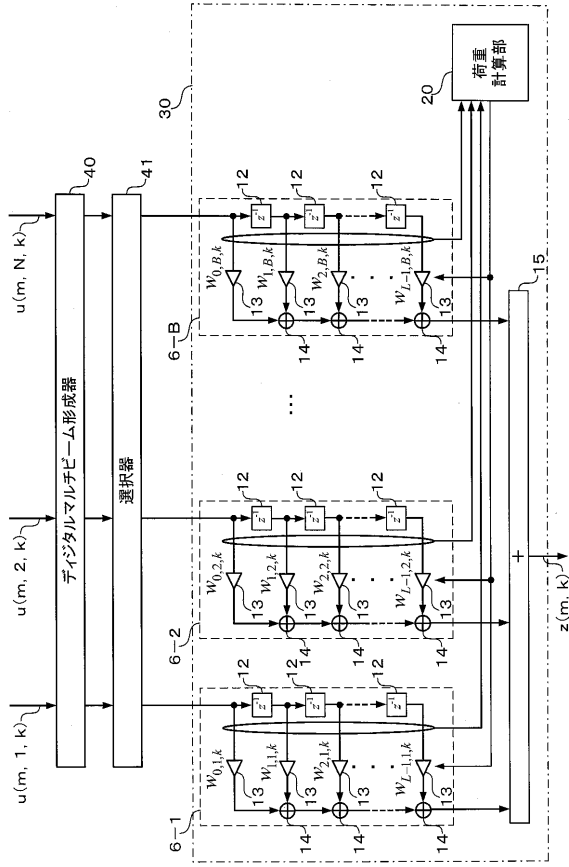
【図5】



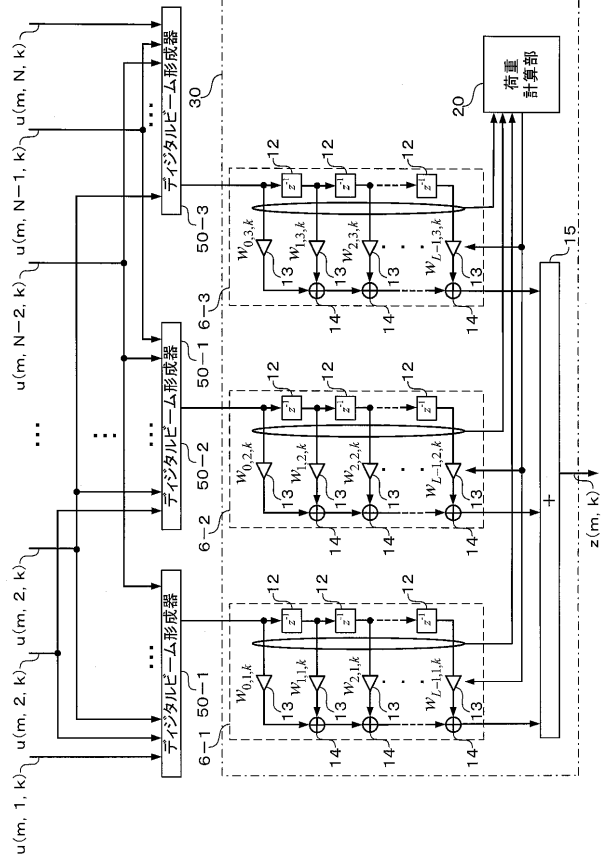
【図4】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 関口 高志
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 山下 雅人

(56)参考文献 特開2001-133538(JP,A)
特開2006-208044(JP,A)
特開2004-138403(JP,A)
特開昭61-184475(JP,A)
特開平10-239430(JP,A)
特開平09-261008(JP,A)
関口 高志, ビームスペース・ポストドブラー構成時空間クラッタ抑圧フィルタの一設計法,
電子情報通信学会技術研究報告. SANE, 宇宙・航行エレクトロニクス, 日本, 社団法人電子情報
通信学会, 2007年 1月12日, 106(471), 7-12

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00 - 7/42

G01S 13/00 - 13/95