

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3835035号

(P3835035)

(45) 発行日 平成18年10月18日(2006.10.18)

(24) 登録日 平成18年8月4日(2006.8.4)

(51) Int. Cl.

F I

GO 1 S 7/40 (2006.01)

GO 1 S 7/40 C

GO 1 S 7/292 (2006.01)

GO 1 S 7/292 A

請求項の数 4 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願平11-20241	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成11年1月28日(1999.1.28)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2000-214249(P2000-214249A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成12年8月4日(2000.8.4)	(74) 代理人	100113077
審査請求日	平成16年1月20日(2004.1.20)		弁理士 高橋 省吾
		(74) 代理人	100112210
			弁理士 稲葉 忠彦
		(74) 代理人	100108431
			弁理士 村上 加奈子
		(74) 代理人	100128060
			弁理士 中鶴 一隆
		(72) 発明者	井上 正人
			東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
			菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 レーダ断面積計測装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

被計測用ターゲットを所定の地上高に保持固定し、回転させるためのターゲットサポートシステムと、該ターゲットサポートシステムの回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置と、上記ターゲットサポートシステムとの間に所定の距離を隔てて設置され、上記ターゲットサポートシステム上に固定された被計測用ターゲットに対する電波放射及び被計測用ターゲットからの反射波の受信を行なう送受信アンテナと、該送受信アンテナへのRF信号の授受の切換を行い、送信RF信号の発生、増幅を行なう送信機と、上記送受信アンテナによって受信された受信RF信号に対する中間周波数信号への周波数変換、および位相検波の受信処理を行なう受信機と、該受信機からの中間周波数信号に変換された受信信号をデジタル信号に変換した後のレーダ断面積算出の演算処理、および上記送信機に対する送信周波数制御のための制御信号の送出、および上記受信機に対する受信ゲート制御のための制御信号の送出、および上記ターゲット駆動制御装置に対する駆動制御信号の送出とターゲット駆動制御装置からの回転角度信号の受信、および上記送信機、上記受信機、上記ターゲット駆動制御装置の動作タイミング管理を行なう信号処理装置と、上記ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスとによって構成されるレーダ断面積計測装置において、

上記送受信アンテナを地上に保持すると共に上下方向に移動させるアンテナ昇降機構と

前記信号処理装置からの制御によって該アンテナ昇降機構の駆動制御を行なうアンテナ駆動制御装置と、

上記ターゲットサポートシステムに、ターゲットを装荷しないで、その方向へ上記送受信アンテナから単一固定の周波数を有する送信RF信号を放射して、上記送受信アンテナで受信した背景データを取得し、このデータを信号処理装置内に記憶保存する記憶手段と、

上記ターゲットサポートシステム上に、基準ターゲットを装荷し、信号処理装置から上記アンテナ駆動制御装置に向けて上記送受信アンテナの地上高を変化させ、これに応じて上記アンテナ駆動制御装置からはアンテナ位置信号を信号処理装置へ送出する地上高さ変化手段と、

上記ターゲットサポートシステム上に、レーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲットを装荷し、地上高さ変化手段と同様にして、上記送受信アンテナの地上高に対するターゲットからの反射電界値を得、このデータに信号処理装置で平均化処理を施してその結果を保存する平均化処理手段と、

上記記憶手段～平均化処理手段で得られた結果により、当該基準ターゲットからの反射電界値に対する当該被計測ターゲットからの反射電界相対値を求め、当該反射電界相対値と、既知である当該基準ターゲットのレーダ断面積に基づき、当該被測定ターゲットのレーダ断面積の真値をアスペクト角特性として求めるレーダ断面積算出手段と、を具備することを特徴とするレーダ断面積計測装置。

【請求項2】

被計測用ターゲットを所定の地上高に保持固定し、回転させるためのターゲットサポートシステムと、該ターゲットサポートシステムの回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置と、上記ターゲットサポートシステムとの間に所定の距離を隔てて設置され、上記ターゲットサポートシステム上に固定された被計測ターゲットに対する電波放射及び被計測用ターゲットからの反射波の受信を行なう送受信アンテナと、該送受信アンテナへのRF信号の授受の切換を行い、送信RF信号の発生、増幅を行なう送信機と、上記送受信アンテナによって受信された受信RF信号に対する中間周波数信号への周波数変換、および位相検波の受信処理を行なう受信機と、該受信機からの中間周波数信号に変換された受信信号をデジタル信号に変換した後のレーダ断面積算出の種々の演算処理、および上記送信機に対する送信周波数制御のための制御信号の送出、および上記受信機に対する受信ゲート制御のための制御信号の送出、および上記ターゲット駆動制御装置に対する駆動制御信号の送出とターゲット駆動制御装置からの回転角度信号の受信、および上記送信機、上記受信機、上記ターゲット駆動制御装置の動作タイミング管理を行なう信号処理装置と、上記ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスとによって構成されるレーダ断面積計測装置において、

上記フェンスを地上に保持すると共に上下方向に移動させるフェンス昇降機構と、上記信号処理装置からの制御によって該フェンス昇降機構の駆動制御を行なうフェンス駆動制御装置と、

上記ターゲットサポートシステムに、ターゲットを装荷しないで、その方向へ上記送受信アンテナから単一固定の周波数を有する送信RF信号を放射して、上記送受信アンテナで受信した背景データを取得し、このデータを信号処理装置内に記憶保存する記憶手段と、

上記ターゲットサポートシステム上に、基準ターゲットを装荷し、信号処理装置から上記フェンス駆動制御装置に向けて上記送受信アンテナの地上高を変化させ、これに応じて上記フェンス駆動制御装置からはアンテナ位置信号を信号処理装置へ送出する地上高さ変化手段と、

上記ターゲットサポートシステム上に、レーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲットを装荷し、地上高さ変化手段と同様にして、上記送受信アンテナの地上高に対するターゲットからの反射電界値を得、このデータに信号処理装置で平均化処理を施してその結果

10

20

30

40

50

を保存する平均化処理手段と、

上記記憶手段～平均化処理手段で得られた結果により、当該基準ターゲットからの反射電界値に対する当該被計測ターゲットからの反射電界相対値を求め、当該反射電界相対値と、既知である当該基準ターゲットのレーダ断面積に基づき、当該被測定ターゲットのレーダ断面積の真値をアスペクト角特性として求めレーダ断面積算出手段と、を具備することを特徴とするレーダ断面積計測装置。

【請求項 3】

被計測用ターゲットを所定の地上高に保持固定し、回転させるためのターゲットサポートシステムと、該ターゲットサポートシステムの回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置と、上記ターゲットサポートシステムとの間に所定の距離を隔てて設置され、上記ターゲットサポートシステム上に固定された被計測用ターゲットに対する電波放射及び被計測用ターゲットからの反射波の受信を行なう送受信アンテナと、該送受信アンテナへの R F 信号の授受の切換を行い、送信 R F 信号の発生、増幅を行なう送信機と、上記送受信アンテナによって受信された受信 R F 信号に対する中間周波数信号への周波数変換、および位相検波の受信処理を行なう受信機と、該受信機からの中間周波数信号に変換された受信信号をデジタル信号に変換した後のレーダ断面積算出の種々の演算処理、および上記送信機に対する送信周波数制御のための制御信号の送出、および上記受信機に対する受信ゲート制御のための制御信号の送出、および上記ターゲット駆動制御装置に対する駆動制御信号の送出とターゲット駆動制御装置からの回転角度信号の受信、および上記送信機、上記受信機、上記ターゲット駆動制御装置の動作タイミング管理を行なう信号処理装置と、上記ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスとによって構成されるレーダ断面積計測装置において、上記送受信アンテナを地上に保持すると共に上下方向に移動させるアンテナ昇降機構と、前記信号処理装置からの制御によって該アンテナ昇降機構の駆動制御を行なうアンテナ駆動制御装置と、

上記ターゲットサポートシステムに、何も装荷しない状態で、その方向へ上記送受信アンテナから単一固定の周波数を有する送信 R F 信号を放射して、上記送受信アンテナで受信した背景データの取得し、このデータを信号処理装置に保存する記憶手段と、

上記ターゲットサポートシステム上に、基準ターゲットを装荷し、信号処理装置から上記アンテナ駆動制御装置に向けて上記送受信アンテナの地上高を変化させ、これに応じて上記アンテナ駆動制御装置からはアンテナ位置信号が信号処理装置に向けて送出し、

このデータに対して離散フーリエ変換処理を適用することで反射波電界の周波数スペクトルを求め、この周波数スペクトルの中央部、零周波数付近に観測されるピークレスポンスである被測定ターゲットからの直接反射波のレスポンスに対して、ゲーティング処理を施した後逆離散フーリエ変換処理を行って再度送受信アンテナ高対反射波電界のデータを得、これからフェンス上端部からの回折波を含む不要波成分の除去された被測定ターゲットからの真の反射信号を求め、

さらにこれからターゲットのレーダ断面積真値を推定するような演算処理手段を信号処理装置内に備え、このデータを信号処理装置に保存するフーリエ変換処理手段と、

上記ターゲットサポートシステム上に、レーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲットを装荷し、フーリエ変換処理手段と同様にして、上記送受信アンテナの地上高に対するターゲットからの反射電界値を得、このデータに信号処理装置で平均化処理を施してその結果を保存する平均化処理手段と、

上記記憶手段～平均化処理手段で得られた結果により、当該基準ターゲットからの反射電界値に対する当該被計測ターゲットからの反射電界相対値を求め、当該反射電界相対値と、既知である当該基準ターゲットのレーダ断面積に基づき、当該被測定ターゲットのレーダ断面積の真値をアスペクト角特性として求めるレーダ断面積算出手段と、を具備することを特徴とするレーダ断面積計測装置。

【請求項 4】

被計測用ターゲットを所定の地上高に保持固定し、回転させるためのターゲットサポー

10

20

30

40

50

トシステムと、該ターゲットサポートシステムの回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置と、上記ターゲットサポートシステムとの間に所定の距離を隔てて設置され、上記ターゲットサポートシステム上に固定された被計測ターゲットに対する電波放射及び被計測用ターゲットからの反射波の受信を行なう送受信アンテナと、該送受信アンテナへのRF信号の授受の切換を行い、送信RF信号の発生、増幅を行なう送信機と、上記送受信アンテナによって受信された受信RF信号に対する中間周波数信号への周波数変換、および位相検波の受信処理を行なう受信機と、該受信機からの中間周波数信号に変換された受信信号をデジタル信号に変換した後のレーダ断面積算出の種々の演算処理、および上記送信機に対する送信周波数制御のための制御信号の送出、および上記受信機に対する受信ゲート制御のための制御信号の送出、および上記ターゲット駆動制御装置に対する駆動制御信号の送出とターゲット駆動制御装置からの回転角度信号の受信、および上記送信機、上記受信機、上記ターゲット駆動制御装置の動作タイミング管理を行なう信号処理装置と、上記ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスとによって構成されるレーダ断面積計測装置において、
上記フェンスを地上に保持すると共に上下方向に移動させるフェンス昇降機構と、上記信号処理装置からの制御によって該フェンス昇降機構の駆動制御を行なうフェンス駆動制御装置と、

10

上記ターゲットサポートシステムに、何も装荷しない状態で、その方向へ上記送受信アンテナから単一固定の周波数を有する送信RF信号を放射して、上記送受信アンテナで受信した背景データの取得し、このデータを信号処理装置に保存する記憶手段と、

20

上記ターゲットサポートシステム上に、基準ターゲットを装荷し、信号処理装置から上記フェンス駆動制御装置に向けて上記送受信アンテナの地上高を変化させ、これに応じて上記フェンス駆動制御装置からはアンテナ位置信号が信号処理装置に向けて送出し、

このデータに対して離散フーリエ変換処理を適用することで反射波電界の周波数スペクトルを求め、この周波数スペクトルの中央部、零周波数付近に観測されるピークレスポンスである被測定ターゲットからの直接反射波のレスポンスに対して、ゲーティング処理を施した後逆離散フーリエ変換処理を行って再度送受信アンテナ高対反射波電界のデータを得、これからフェンス上端部からの回折波を含む不要波成分の除去された被測定ターゲットからの真の反射信号を求め、

30

さらにこれからターゲットのレーダ断面積真値を推定するような演算処理手段を信号処理装置内に備え、このデータを信号処理装置に保存するフーリエ変換処理手段と、

上記ターゲットサポートシステム上に、レーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲットを装荷し、フーリエ変換処理手段と同様にして、上記送受信アンテナの地上高に対するターゲットからの反射電界値を得、このデータに信号処理装置で平均化処理を施してその結果を保存する平均化処理手段と、

上記記憶手段～平均化処理手段で得られた結果により、当該基準ターゲットからの反射電界値に対する当該被計測ターゲットからの反射電界相対値を求め、当該反射電界相対値と、既知である当該基準ターゲットのレーダ断面積に基づき、当該被測定ターゲットのレーダ断面積の真値をアスペクト角特性として求めるレーダ断面積算出手段と、
を具備することを特徴とするレーダ断面積計測装置。

40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明はレーダの探知対象であるターゲットあるいはターゲットモデルのレーダ断面積を計測する装置、特に電波の地面反射が計測精度に重大な影響を与え得る屋外での計測に使用されるレーダ断面積計測装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来この種のレーダ断面積計測装置の例として以下に示すものがあった。図9は例えば電

50

子情報通信学会論文誌、'91/6, vol. J-74-B-II, No 6, pp 386-389「野外におけるショートパルス法を用いたレーダ断面積の測定に関する一考察」の図1等にその例の示されたレーダ断面積計測装置のブロック図である。図において1はレーダ断面積の計測対象となるターゲット、2は該ターゲット1を所定の地上高に保持すると共に回転させるターゲットサポートシステム、3は該ターゲットサポートシステム2の回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置、4は該ターゲットサポートシステム2との間に所定の距離を隔てて設置され、前記ターゲット1に対する送信RF信号S1の放射、前記ターゲット1からの反射信号S2の受信を行なう送受信アンテナである。5は送信RF信号S1の生成、増幅とパルス変調、送受信アンテナ4への送信RF信号S1の供給、RF信号の授受切換を行なう送信機であり、5aは励振器、5bは第1のパルス発生器、5cは第1のパルス変調器、5dは増幅器、5eは送受切換器である。6は送受信アンテナ4により受信された反射信号S2に対する受信ゲート設定、低雑音増幅しての受信RF信号S3の生成、局部発振信号S4の発振、該局部発振信号S4と受信RF信号S3とを混合しての中間周波数信号S5の生成、該中間周波数信号S5を位相検波してのIQビデオ信号S6の生成を行なう受信機であり、6aは第2のパルス発生器、6bは第2のパルス変調器、6cは低雑音増幅器、6dは局部発振信号発生器、6eはミキサ、6fは帯域通過フィルタ、6gは位相検波器である。7は上記受信機6から供給されるIQビデオ信号S6をデジタル信号S7に変換した後のターゲット1のレーダ断面積算出に至るまでの種々の演算処理、ターゲット駆動制御装置3へのターゲット駆動制御信号S8の送出とターゲット駆動制御装置3からの回転角度信号S9の受信、送信機5への送信周波数制御等のための送信機制御信号S10の送出、受信機6への受信ゲート制御等のための受信機制御信号S11の送出、ターゲット駆動制御装置3、送信機5、受信機6の動作タイミング管理を行なう信号処理装置であり、7aはA/D変換部、7bは演算処理部、7cは制御部である。また8は前記ターゲットサポートシステム2と送受信アンテナ4を結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスである。

【0003】

次に動作について説明する。ターゲット1のレーダ断面積を知るには以下の手順による。まず手順1としてターゲットサポートシステム2上何も装着しない状態で所定の周波数の送信RF信号S1を送受信アンテナ4からターゲットサポートシステム2の方向の空間に放射し、そのときに送受信アンテナ4から受信される反射信号S2を受信機6で受信ゲート設定、低雑音増幅、中間周波数信号への周波数変換、位相検波して信号処理装置7に供給し、ここでA/D変換した後演算処理する。この結果の受信電界を背景信号 E_{er} として信号処理装置7内の演算処理部7bに保存する。これが背景データ取得処理である。

【0004】

次に手順2として、その反射特性(レーダ断面積及び反射位相特性)が既知の金属球等の反射物体を基準ターゲット1aとしてターゲットサポートシステム2上に保持し、上記手順1と同様にして受信電界を得る。この信号を E_{ref} として信号処理装置7内の演算処理部7bに保存する。これが校正データ取得処理である。

【0005】

次に手順3として、その反射特性評価の対象となる物体を被測定ターゲット1としてターゲットサポートシステム2上に保持し、上記手順1、手順2と同様にして受信電界を得る。この信号を E_{tm} として信号処理装置7内の演算処理部7bに保存する。これが計測処理である。手順3においては、信号処理装置7内の制御部7cからのターゲット駆動制御信号S8によりターゲット駆動制御装置3を介してターゲットサポートシステム2を回転させて被測定ターゲット1の姿勢(アスペクト角)を変化させる毎に上記データを取得することにより、受信電界 E_{tm} の角度特性を知ることが可能である。

【0006】

手順4は反射特性既知の基準ターゲット1aからの反射電界を基準とした評価対象ターゲット1の相対電界値を求める手順である。このとき手順2、手順3で得られたそれぞれの

10

20

30

40

50

電界 E_{ref} , E_{tm} から、手順 1 で得られた背景データ E_{er} を差し引く処理を行なう。評価対象ターゲット 1 からの反射電界相対値 E_r は数 1 で表される。

【 0 0 0 7 】

【 数 1 】

$$E_r = \frac{E_{tm} - E_{er}}{E_{ref} - E_{er}}$$

10

【 0 0 0 8 】

また基準ターゲット 1 a のレーダ断面積を σ_0 としたとき、評価対象ターゲット 1 のレーダ断面積 σ は数 2 で与えられる。

【 0 0 0 9 】

【 数 2 】

$$\sigma = \sigma_0 \cdot |E_r|^2 = \sigma_0 \cdot \left| \frac{E_{tm} - E_{er}}{E_{ref} - E_{er}} \right|^2$$

20

【 0 0 1 0 】

ここで本従来例のようなパルスレーダ方式のレーダ断面積計測装置の動作原理を図 10 を用いて説明する。ここではまずフェンス 8 が設置されていない状況で計測する場合を考える。図に示すようにパルス幅 τ 、パルス繰り返し周期 T でパルス変調された送信 RF 信号 S_1 を送受信アンテナ 4 から距離 R の点にあるターゲット 1 に照射すると、数 3 で表される時間遅れ t_d の後ターゲット 1 で反射された受信 RF 信号 S_2 が返ってくる。図示のように受信パルス幅 τ_x は、ターゲット 1 が奥行きを持っている分送信パルス幅 τ よりも広くなる。

30

【 0 0 1 1 】

【 数 3 】

$$t_d = \frac{2R}{c} \quad (c \text{ は光速})$$

【 0 0 1 2 】

受信 RF 信号 S_2 にはターゲット 1 からの直接反射波の他に、送信機 5 内の送受切換器 5 e を介しての送信波の直接漏れ込み、ターゲット 1 以外の周囲構造物からの反射波、地面反射波とターゲット 1 からの反射波との複合波等の不要波が含まれる。これら不要波をターゲット 1 からの反射波から分離するために、受信機 6 内の第 2 のパルス変調器 6 b により受信パルス幅 τ_x をカバーする広さの受信ゲートが設定される。この受信ゲート内でターゲット 1 からの反射波に重畳される背景雑音は前記手順 4 の減算、除算処理により概ね除去することが可能であるが、地面反射波とターゲット 1 からの反射波との複合波は基準ターゲット 1 a あるいは被測定ターゲット 1 をターゲットサポートシステム 2 上に装荷することで初めて発生するものなので、背景雑音として除去することはできず、ターゲット 1 からの反射波に重畳された場合はそのまま計測誤差要因となる。

40

【 0 0 1 3 】

50

ここで、地面反射波とターゲット 1 からの反射波との複合波を図 11 のモデルにより考える。図において送受信アンテナ 4 の位置を A、ターゲット 1 の位置を B とする。地面を完全平滑反射面として反射点を C とすると送受信アンテナ 4 からターゲット 1 を経て送受信アンテナ 4 に戻る反射波は 1 次近似的に以下の 4 つの経路をたどる反射波の合成となる。

経路 1 ; A B A (直接反射波)

経路 2 ; A B C A (地面 1 回反射波)

経路 3 ; A C B A (地面 1 回反射波)

経路 4 ; A C B C A (地面 2 回反射波)

送受信アンテナ 4 の地上高を H_1 、ターゲット 1 の地上高を H_2 とすると、経路 1 の伝搬行路長 L_1 、経路 2 の伝搬行路長 L_2 、経路 3 の伝搬行路長 L_3 、経路 4 の伝搬行路長 L_4 はそれぞれ数 4、数 5、数 6 で表される。 10

【 0 0 1 4 】

【 数 4 】

$$L_1 = 2 \sqrt{R^2 + (H_2 - H_1)^2}$$

【 0 0 1 5 】

20

【 数 5 】

$$L_2 = L_3 = \sqrt{R^2 + (H_2 - H_1)^2} + \sqrt{R^2 + (H_2 + H_1)^2}$$

【 0 0 1 6 】

【 数 6 】

$$L_4 = 2 \sqrt{R^2 + (H_2 + H_1)^2}$$

30

【 0 0 1 7 】

ここで上記経路 2、経路 3、経路 4 の地面反射波を送信パルス幅 の作用により経路 1 の直接反射波から分離することを考える。パルスレダの距離分解能 R_{res} は数 7 で与えられる。

【 0 0 1 8 】

【 数 7 】

40

$$R_{res} = \frac{c \tau}{2}$$

【 0 0 1 9 】

経路 2、経路 3、経路 4 の地面反射波のうちその伝搬行路長が直接反射波の伝搬行路長に近いのは経路 2、経路 3 の地面 1 回反射波の方である。伝搬行路長 L_2 (= L_3) を L_1 から分離するためには数 8 が成立しなければならない。

【 0 0 2 0 】

50

【数 8】

$$\frac{c\tau}{2} < L_2 - L_1$$

【0021】

ここで例えば $R = 100\text{ m}$ 、 $H_1 = H_2 = 3\text{ m}$ とすると $L_1 = 100\text{ m}$ 、 $L_2 = 100.18\text{ m}$ となり数 8 から求められる地面 1 回反射波を直接反射波から分離するのに必要な最大パルス幅は $= 1.2\text{ ns}$ と極めて短いものとなる。 10

【0022】

一方所望のターゲット 1 から反射信号のみを抽出するためには、パルスの周期性による反射波パルスの受信ゲート内での重なりを避けなければならない。そのためには、パルス繰り返し周期 T は少なくとも数 3 で表されるターゲット受信パルスの時間遅れ t_d よりも大きく取らなければならない。即ち数 9 が成立しなければならない。

【0023】

【数 9】

$$T > \frac{2R}{c}$$

20

【0024】

本例のように $R = 100\text{ m}$ の場合は $T = 0.67\text{ }\mu\text{s}$ となる。レーダの最大探知距離性能を左右する平均送信電力は送信尖頭電力に数 10 で表されたデューティファクター D を乗じたものとなる。

【0025】

【数 10】

$$D = \frac{\tau}{T}$$

30

【0026】

前記で得られた $= 1.2\text{ ns}$ と $T = 0.67\text{ }\mu\text{s}$ から $D = 1/556$ が得られる。このことは上記のような計測条件下で短パルス化により不要波を分離識別しようとするデューティファクターが制約され、平均送信電力の低下を余儀なくされることを示している。

【0027】

また、周期的なパルス波形図 12 (a) を周波数スペクトルで表わすと図 12 (b) のようになる。このような周波数スペクトルを受信するために必要な受信機 6 の中間周波数段での周波数帯域幅は数 11 で与えられる。 40

【0028】

【数 11】

$$B = \frac{1.2}{\tau}$$

【0029】

短パルス化することにより装置の距離分解能を向上させて不要波を分離識別しようという試みは受信機の帯域幅 B を増加させることにもつながる。前述の例のように $= 1.2\text{ ns}$ の場合には数 11 から $B = 1\text{ GHz}$ という広帯域な信号を扱うことのできる受信機が必 50

要となる。

【 0 0 3 0 】

このように短パルスレーダ方式により地面反射に起因する不要波を分離識別する方法は平均送信電力の低下、受信機の帯域幅の増加と装置の最大探知距離性能上不利となる要因を発生させる。そこで考えられる別の方法として以下に示すステップ周波数変調方式がある。これは図 1 3 の概念図に示すように、送信機制御信号 S 1 0 により送信パルス毎に送信 R F 信号 S 1 の周波数を段階的に変化させて送信し、受信機 6 での受信処理後、信号処理装置 7 の A / D 変換部 7 a での A / D 変換後の周波数対応のデジタル信号 S 7 に対して離散逆フーリエ変換処理を適用して距離分解能を得るという方法であり、信号処理装置 7 内の演算処理部 7 b には通常このための F F T 処理機能を備えることになる。ステップ周波数変調方式のレーダにおける i 番目 ($i = 1, 2, \dots, N_f$) のパルスの R F 信号周波数 f_i は基本送信周波数を f_1 、周波数ステップ幅を Δf としたとき数 1 2 で表せる。

10

【 0 0 3 1 】

【 数 1 2 】

$$f_i = f_1 + (i-1) \Delta f$$

【 0 0 3 2 】

このとき送受信アンテナ 4 から距離 R にあるターゲット 1 からの反射信号は数 1 3 の形を取る。

20

【 0 0 3 3 】

【 数 1 3 】

$$G_i = A \cdot e^{-j2\pi f_i \frac{2R}{c}}$$

【 0 0 3 4 】

数 1 3 から N_f 個の受信パルス列は距離 R に応じた周波数成分を有していることになり、受信パルス列に対して離散逆フーリエ変換を適用すれば距離 R を算出できることになる。この方式における距離分解能 R_{res} は数 1 4 で与えられる。

30

【 0 0 3 5 】

【 数 1 4 】

$$R_{res} = \frac{c}{2B} \cdot K = \frac{c}{2(N_f - 1) \Delta f} \cdot K$$

【 0 0 3 6 】

ここでの周波数帯域幅 B はステップ変調幅であり、 N_f は周波数ステップ数である。また K は離散逆フーリエ変換処理結果の時間軸上のサイドロープレベルを低減するために乗じるウィンドウ関数の種類によって決まる係数であり 1 以上の値を取る。例えばウィンドウ関数としてハミング窓を適用する場合には $K = 1.3$ となる。数 1 4 からわかるように、ステップ周波数変調方式のレーダにおける距離分解能はパルス幅にはよらずステップ変調幅 B によってのみ決まる。

40

また、この方式では図 1 4 の概念図に示すように、周波数スペクトルの離散フーリエ変換により得られるレンジプロファイルに周期性が現れる。繰り返しの周期 R_{rep} は周波数ステップ幅 Δf を用いて数 1 5 で表される。

【 0 0 3 7 】

50

【数 1 5】

$$R_{rep} = \frac{c}{2\Delta f}$$

【0038】

受信パルスの重なりを避けるためには、上記繰り返し周期 R_{rep} は大略送受信アンテナ 4 とターゲット 1 との距離 R よりも大きくなければならない。この関係を満足する周波数ステップ幅 Δf の限界値は数 1 6 で与えられる。 10

【0039】

【数 1 6】

$$\Delta f = \frac{c}{2R}$$

【0040】

ここで前記の短パルスレーダにおけるのと同じく伝搬行路長 L_1 の直接反射波と伝搬行路長 $L_2 (= L_3)$ の地面 1 回反射波とを数 1 5 で表される距離分解能によって分離するためには数 1 7 が成立しなければならない。 20

【0041】

【数 1 7】

$$\frac{c}{2B} \cdot K < L_2 - L_1$$

【0042】

前記と同じ例、 $R = 100 \text{ m}$ 、 $H_1 = H_2 = 3 \text{ m}$ から $L_1 = 100 \text{ m}$ 、 $L_2 (= L_3) = 100.18 \text{ m}$ に対し、ハミング窓を適用して離散逆フーリエ変換を行なう場合には数 1 7 により $B = 1.08 \text{ GHz}$ 以上という広い範囲をステップ変調幅としなければならない。一方受信パルスの重なりを避けるための条件式である数 1 6 からは $f = 1.5 \text{ MHz}$ 以下の周波数ステップ幅を選択しなければならない。以上両方の条件から周波数ステップ数は $N_f = 722$ 以上とする必要がある。これはステップ周波数変調方式において要求される距離分解能を実現するには広いステップ変調幅と細かい周波数ステップの両方が必要で、計測時間の増大が問題になることを示している。また屋外での計測装置に対しては広帯域の送信に対する電波法上の制約があり、電波取得が困難という問題も生じる。 30

【0043】

したがって地面反射波が優勢に存在する状況下での不要波除去は困難であり、高精度のレーダ断面積計測は期待できない。そこで地面反射波の抑圧を試みる方法が取られている。図 9 に 8 として示されたターゲットサポートシステム 2 と送受信アンテナ 4 を結ぶ平面視直線上に配備されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスがこの目的のために設けられるものである。このフェンスを使用するレーダ断面積計測装置の例としては例えば Artech House 刊、Eugene F. Knott 等著 “Radar Cross Section” pp 369 - 370、あるいは Artech House 刊、Ernest R. Freeman 著、“Interference Suppression Techniques for Microwave Antennas and Transmitters” pp 33 - 62 に記載のものがある。フェンス 8 の効果により地 50

面反射波は確かに抑圧することはできるが、一方では別の効果による不要波が生じる。それはフェンス上端部での電波の回折に伴うものであり、この概念を図15に示す。2回以上の回折を含む不要波はレベル低下が大きいとして無視すると、経路1に示すターゲット1からの直接反射波の他に経路2～経路9をたどる8種類の不要回折波が存在することになる。

【0044】

図の経路2あるいは経路3をたどるフェンス上端部での1回回折波に対応する伝搬モデルを示す図は図16であり、入射波電界 E_i に対する回折波 E_{d1} の比は数18で与えられる。

【0045】

10

【数18】

$$\frac{E_{d1}}{E_i} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_1 - \phi_1}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_1 + \phi_1}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s - s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \quad (\text{平行偏波})$$

$$= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_1 - \phi_1}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_1 + \phi_1}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s - s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \quad (\text{直交偏波})$$

20

λ : 波長

【0046】

ここで送受信アンテナ位置Aからフェンス上端部Cを見込む俯角 ϕ_1 が十分小さいとしてターゲットを照射するアンテナの放射パターンレベルとフェンス上端部を照射する放射パターンレベルが等しく、さらにターゲット位置Bからフェンス上端部Cを見込む俯角 ϕ_2 が十分小さく、角 ϕ_2 に対応するバイスタティックレーダ断面積がモノスタティックレーダ断面積に等しいと仮定すると、受信電界 E_1 に対する受信電界 E_2 の比、及び受信電界 E_1 に対する受信電界 E_3 の比は数18の E_{d1} / E_i に等しく数19で表せる。

30

【0047】

【数19】

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{E_3}{E_1} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_1 - \phi_1}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_1 + \phi_1}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s - s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \quad (\text{平行偏波})$$

40

$$= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_1 - \phi_1}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_1 + \phi_1}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s - s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \quad (\text{直交偏波})$$

【0048】

次に図の経路4あるいは経路5をたどる地面1回反射とフェンス上端部での1回回折の複合波に対応する伝搬モデルを示す図は図17である。図において4bは送受信アンテナ4

50

の地面に対する鏡像点に仮想的に存在するイメージアンテナである。入射波電界 E_i に対する回折波 E_{d2} の比は数 20 で与えられる。

【 0 0 4 9 】

【 数 2 0 】

$$\frac{E_{d2}}{E_i} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_2 - \phi_2}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_2 + \phi_2}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_s \quad (\text{平行偏波})$$

10

$$= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_2 - \phi_2}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_2 + \phi_2}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_h \quad (\text{直交偏波})$$

【 0 0 5 0 】

ここで s_s 、 s_h はそれぞれ地面への平行偏波入射、直交偏波入射に対応する地面の反射係数である。上記数 19 の導出に用いた仮定と同様の仮定により、受信電界 E_1 に対する受信電界 E_4 の比、及び受信電界 E_1 に対する受信電界 E_5 の比は数 20 の E_{d2} / E_i に等しく数 21 のように求まる。

20

【 0 0 5 1 】

【 数 2 1 】

$$\frac{E_4}{E_1} = \frac{E_5}{E_1} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_2 - \phi_2}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_2 + \phi_2}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_s \quad (\text{平行偏波})$$

30

$$= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_2 - \phi_2}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_2 + \phi_2}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_h \quad (\text{直交偏波})$$

【 0 0 5 2 】

次に図の経路 6 あるいは経路 7 をたどる地面 1 回反射とフェンス上端部での 1 回回折の複合波に対応する伝搬モデルを示す図は図 18 である。図において 1b はターゲット 1 の地面に対する鏡像点に仮想的に存在するイメージターゲットである。入射波電界 E_i に対する回折波 E_{d3} の比は数 22 で与えられる。

40

【 0 0 5 3 】

【 数 2 2 】

$$\frac{E_{d3}}{E_i} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_3 - \phi_3}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_3 + \phi_3}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_s$$

(平行偏波)

$$= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_3 - \phi_3}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_3 + \phi_3}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_h$$

(直交偏波)

10

【 0 0 5 4 】

ここでも上記数 1 9 及び数 2 1 の導出に用いた仮定と同様の仮定により、受信電界 E_1 に対する受信電界 E_6 の比、及び受信電界 E_1 に対する受信電界 E_7 の比は数 2 2 の E_{d3} / E_i に等しく数 2 3 のように求まる。

【 0 0 5 5 】

【 数 2 3 】

20

$$\frac{E_6}{E_1} = \frac{E_7}{E_1} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_3 - \phi_3}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_3 + \phi_3}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_s$$

(平行偏波)

$$= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_3 - \phi_3}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_3 + \phi_3}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_h$$

(直交偏波)

30

【 0 0 5 6 】

次に図の経路 8 あるいは経路 9 をたどる地面 2 回反射とフェンス上端部での 1 回回折の複合波に対応する伝搬モデルを示す図は図 1 9 である。入射波電界 E_i に対する回折波 E_{d4} の比は数 2 4 で与えられる。

【 0 0 5 7 】

【 数 2 4 】

$$\frac{E_{d4}}{E_i} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_4 - \phi_4}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_4 + \phi_4}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_s^2$$

(平行偏波)

$$= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_4 - \phi_4}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_4 + \phi_4}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_h^2$$

(直交偏波)

【 0 0 5 8 】

上記数 1 9、数 2 1 及び数 2 3 の導出に用いた仮定と同様の仮定により、受信電界 E_1 に対する受信電界 E_8 の比、及び受信電界 E_1 に対する受信電界 E_9 の比は数 2 4 の E_{d4} / E_i に等しく数 2 5 のように求まる。

【 0 0 5 9 】

【 数 2 5 】

$$\frac{E_8}{E_1} = \frac{E_9}{E_1} = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_4 - \phi_4}{n}} - \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_4 + \phi_4}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_s^2$$

(平行偏波)

$$= \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{2\pi n} \left(\frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_4 - \phi_4}{n}} + \frac{1}{\cos \frac{\pi}{n} - \cos \frac{\phi_4 + \phi_4}{n}} \right) \frac{s_0}{\rho^i} \sqrt{\frac{\rho^i \lambda}{s(s + \rho^i)}} \cdot e^{-j \left\{ k(s-s_0) + \frac{\pi}{4} \right\}} \cdot \Gamma_h^2$$

(直交偏波)

【 0 0 6 0 】

以上の 9 種類の経路を経て送受信アンテナ 4 で受信される総合の反射電界は数 2 6 で表される。

【 0 0 6 1 】

【 数 2 6 】

$$E_{tot} = E_1 + E_2 + E_3 + E_4 + E_5 + E_6 + E_7 + E_8 + E_9$$

$$= E_1 \left(1 + \frac{E_2}{E_1} + \frac{E_3}{E_1} + \frac{E_4}{E_1} + \frac{E_5}{E_1} + \frac{E_6}{E_1} + \frac{E_7}{E_1} + \frac{E_8}{E_1} + \frac{E_9}{E_1} \right) = E_1 \cdot \Delta$$

【 0 0 6 2 】

数 2 6 の Δ はフェンス上端部での回折波が存在しない場合に比しての受信電界の変化分、

10

20

30

40

50

その絶対値が振幅の変化分 Δ_{amp} であり数 27 となる。

【0063】

【数 27】

$$\Delta_{amp} = |\Delta| = \left| 1 + \frac{E_2}{E_1} + \frac{E_3}{E_1} + \frac{E_4}{E_1} + \frac{E_5}{E_1} + \frac{E_6}{E_1} + \frac{E_7}{E_1} + \frac{E_8}{E_1} + \frac{E_9}{E_1} \right|$$

10

【0064】

以上のようにフェンス 8 を装備することにより地面反射を含む不要波は抑圧されるものの、フェンス上端部の回折波を伴う不要波の寄与は無視できない。図 20 に示すようにフェンス 8 の上端部に電波吸収体 8a を装荷する例もあるが、電波吸収体端面での回折係数の振幅は金属面での回折係数の振幅に比べてさほど小さくはならないためその効果は薄い。ターゲット 1 と送受信アンテナ 4 の距離 R に比して、送受信アンテナ 4 の地上高 H_1 、ターゲット 1 の地上高 H_2 が低い場合は、これら回折によって生じる不要波の伝搬行路長とターゲット 1 からの直接反射波の伝搬行路長の差が小さいため、フェンス 8 の上端部での回折に伴う不要波の分離に際しては、フェンス 8 が装備されない状態での地面反射に伴う不要波の分離時と同様の困難さが解消されない。したがって、このようなフェンス 8 を用いる方法によっても不要波混入の問題を回避することは相変わらず困難であると言える。

20

【0065】

【発明が解決しようとする課題】

以上のように従来のレーダ断面積計測装置においては、地面反射あるいはフェンス上端部での回折によってもたらされる不要波を、ターゲットからの反射信号のレンジプロファイル上のレスポンスを検出することによって識別、分離しようとする、短パルスレーダ方式の装置においてはパルス幅の極めて短い超短パルスレーダとしなければならないため受信機の瞬時帯域幅を広く取る必要があり、さらに受信パルスの重なりを避けるために必要なパルス繰り返し周期の条件を満足させるとデューティサイクル係数が小さくなって平均送信電力が減少し、この効果によりレーダとしての十分な最大探知距離性能が得られにくいという問題がある。またステップ周波数変調方式のレーダ断面積計測装置において、同じく受信パルスの重なりを防ぎつつ不要波分離のために十分な距離分解能を得ようすると、広いステップ変調幅と細かい周波数ステップ幅が必要となり計測時間が増大するという問題、さらに電波法上の制約により屋外においては広帯域送信が制約されることによる装置実現性の困難が生じるという問題がある。

30

【0066】

この発明に係わるレーダ断面積計測装置は上記のような問題点を解決するためになされたもので、超短パルスレーダ方式や広帯域のステップ周波数変調方式を採用することなしに、ターゲットからの直接反射波と他の経路をたどる不要波とを識別、分離するのに十分な距離分解能を有するレーダ断面積計測装置を得ることを目的とする。

40

【0067】

【課題を解決するための手段】

第 1 の発明によるレーダ断面積計測装置は、被計測用ターゲットを所定の地上高に保持固定し、回転させるためのターゲットサポートシステムと、該ターゲットサポートシステムの回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置と、上記ターゲットサポートシステムとの間に所定の距離を隔てて設置され、上記ターゲットサポートシステム上に固定された被計測用ターゲットに対する電波放射及び被計測用ターゲットからの反射波の受信を行なう送受信アンテナと、該送受信アンテナへの RF 信号の授受の切換を行い、送信 RF 信号の発生、増幅を行なう送信機と、上記送受信アンテナによって受信された受信 RF 信号に

50

対する中間周波数信号への周波数変換、および位相検波の受信処理を行なう受信機と、該受信機からの中間周波数信号に変換された受信信号をデジタル信号に変換した後のレーダ断面積算出の演算処理、および上記送信機に対する送信周波数制御のための制御信号の送出、および上記受信機に対する受信ゲート制御のための制御信号の送出、および上記ターゲット駆動制御装置に対する駆動制御信号の送出とターゲット駆動制御装置からの回転角度信号の受信、および上記送信機、上記受信機、上記ターゲット駆動制御装置の動作タイミング管理を行なう信号処理装置と、上記ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスとによって構成されるレーダ断面積計測装置において、上記送受信アンテナを地上に保持すると共に上下方向に移動させるアンテナ昇降機構と、前記信号処理装置からの制御によって該アンテナ昇降機構の駆動制御を行なうアンテナ駆動制御装置と、被計測用ターゲットからの反射信号の強度及び位相は送受信アンテナの地上高情報との対として上記信号処理装置内に記憶し得る手段を備え、上記ターゲットサポートシステムに、ターゲットを装荷しないで、その方向へ上記送受信アンテナから単一固定の周波数を有する送信RF信号を放射して、上記送受信アンテナで受信した背景データを取得し、このデータを信号処理装置内に記憶保存する記憶手段と、上記ターゲットサポートシステム上に、基準ターゲットを装荷し、信号処理装置から上記アンテナ駆動制御装置に向けて上記送受信アンテナの地上高を変化させ、これに応じて上記アンテナ駆動制御装置からはアンテナ位置信号を信号処理装置へ送出する地上高さ変化手段と、上記ターゲットサポートシステム上に、レーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲットを装荷し、上記地上高さ変化手段と同様にして、上記送受信アンテナの地上高に対するターゲットからの反射電界値を得、このデータに信号処理装置で平均化処理を施してその結果を保存する平均化処理手段と、上記記憶手段～平均化処理手段で得られた結果により、当該基準ターゲットからの反射電界値に対する当該被計測ターゲットからの反射電界相対値を求め、当該基準ターゲットのレーダ断面積は既知であるから、当該被測定ターゲットのレーダ断面積の真値をアスペクト角特性として求めるレーダ断面積算出手段と、

上記記憶手段～レーダ断面積算出手段によって、レーダ断面積を計測するものである。

【0068】

第2の発明によるレーダ断面積計測装置は、被計測用ターゲットを所定の地上高に保持固定し、回転させるためのターゲットサポートシステムと、該ターゲットサポートシステムの回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置と、上記ターゲットサポートシステムとの間に所定の距離を隔てて設置され、上記ターゲットサポートシステム上に固定された被計測ターゲットに対する電波放射及び被計測用ターゲットからの反射波の受信を行なう送受信アンテナと、該送受信アンテナへのRF信号の授受の切換を行い、送信RF信号の発生、増幅を行なう送信機と、上記送受信アンテナによって受信された受信RF信号に対する中間周波数信号への周波数変換、および位相検波の受信処理を行なう受信機と、該受信機からの中間周波数信号に変換された受信信号をデジタル信号に変換した後のレーダ断面積算出の種々の演算処理、および上記送信機に対する送信周波数制御のための制御信号の送出、および上記受信機に対する受信ゲート制御のための制御信号の送出、および上記ターゲット駆動制御装置に対する駆動制御信号の送出とターゲット駆動制御装置からの回転角度信号の受信、および上記送信機、上記受信機、上記ターゲット駆動制御装置の動作タイミング管理を行なう信号処理装置と、

上記ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスとによって構成されるレーダ断面積計測装置において、

上記フェンスを地上に保持すると共に上下方向に移動させるフェンス昇降機構と、上記信号処理装置からの制御によって該フェンス昇降機構の駆動制御を行なうフェンス駆動制御装置と、被計測用ターゲットからの反射信号の強度及び位相はフェンス上端部の地上高情報との対として上記信号処理装置内に記憶し得る手段を備え、上記ターゲットサポートシステムに、ターゲットを装荷しないで、その方向へ上記送受信アンテナから単一固定の

10

20

30

40

50

周波数を有する送信 R F 信号を放射して、上記送受信アンテナで受信した背景データを取得し、このデータを信号処理装置内に記憶保存する記憶手段と、上記ターゲットサポートシステム上に、基準ターゲットを装荷し、信号処理装置から上記フェンス駆動制御装置に向けて上記送受信アンテナの地上高を変化させ、これに応じて上記フェンス駆動制御装置からはアンテナ位置信号を信号処理装置へ送出する地上高さ変化手段と、上記ターゲットサポートシステム上に、レーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲットを装荷し、上記地上高さ変化手段と同様にして、上記送受信アンテナの地上高に対するターゲットからの反射電界値を得、このデータに信号処理装置で平均化処理を施してその結果を保存する平均化処理手段と、上記記憶手段～平均化処理手段で得られた結果により、当該基準ターゲットからの反射電界値に対する当該被計測ターゲットからの反射電界相対値を求め、当該基準ターゲットのレーダ断面積は既知であるから、当該被測定ターゲットのレーダ断面積の真値をアスペクト角特性として求めるレーダ断面積算出手段と、上記記憶手段～レーダ断面積算出手段によって、レーダ断面積を計測するものである。

10

【 0 0 6 9 】

第 3 の発明によるレーダ断面積計測装置は、被計測用ターゲットを所定の地上高に保持固定し、回転させるためのターゲットサポートシステムと、該ターゲットサポートシステムの回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置と、上記ターゲットサポートシステムとの間に所定の距離を隔てて設置され、上記ターゲットサポートシステム上に固定された被計測用ターゲットに対する電波放射及び被計測用ターゲットからの反射波の受信を行なう送受信アンテナと、該送受信アンテナへの R F 信号の授受の切換を行い、送信 R F 信号の発生、増幅を行なう送信機と、上記送受信アンテナによって受信された受信 R F 信号に対する中間周波数信号への周波数変換、および位相検波の受信処理を行なう受信機と、該受信機からの中間周波数信号に変換された受信信号をデジタル信号に変換した後のレーダ断面積算出の種々の演算処理、および上記送信機に対する送信周波数制御のための制御信号の送出、および上記受信機に対する受信ゲート制御のための制御信号の送出、および上記ターゲット駆動制御装置に対する駆動制御信号の送出とターゲット駆動制御装置からの回転角度信号の受信、および上記送信機、上記受信機、上記ターゲット駆動制御装置の動作タイミング管理を行なう信号処理装置と、上記ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたたくさび形状あるいは平面形状のフェンスとによって構成されるレーダ断面積計測装置において、上記送受信アンテナを地上に保持すると共に上下方向に移動させるアンテナ昇降機構と、前記信号処理装置からの制御によって該アンテナ昇降機構の駆動制御を行なうアンテナ駆動制御装置と、被計測用ターゲットからの反射信号の強度及び位相は送受信アンテナの地上高情報との対として上記信号処理装置内に記憶し得る手段を備え、上記ターゲットサポートシステムに、何も装荷しない状態で、その方向へ上記送受信アンテナから単一固定の周波数を有する送信 R F 信号を放射して、上記送受信アンテナで受信した背景データの取得し、このデータを信号処理装置に保存する記憶手段と、上記ターゲットサポートシステム上に、基準ターゲットを装荷し、信号処理装置から上記アンテナ駆動制御装置に向けて上記送受信アンテナの地上高を変化させ、これに応じて上記アンテナ駆動制御装置からはアンテナ位置信号が信号処理装置に向けて送出し、このデータに対して離散フーリエ変換処理を適用することで反射波電界の周波数スペクトルを求め、この周波数スペクトルの中央部、零周波数付近に観測されるピークレスポンスである被測定ターゲットからの直接反射波のレスポンスに対して、ゲーティング処理を施した後逆離散フーリエ変換処理を行って再度送受信アンテナ高対反射波電界のデータを得、これからフェンス上端部からの回折波を含む不要波成分の除去された被測定ターゲットからの真の反射信号を求め、さらにこれからターゲットのレーダ断面積真値を推定するような演算処理手段を信号処理装置内に備え、このデータを信号処理装置に保存するフーリエ変換処理手段と、上記ターゲットサポートシステム上に、レーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲットを装荷し、上記地上高さ変化手段と同様にして、上記送受信アンテナの地上高に対するターゲットからの反射電界値を得、このデータに信号処理装置で平均化処理を施してその結果を保存

20

30

40

50

する平均化処理手段と、上記記憶手段～平均化処理手段で得られた結果により、当該基準ターゲットからの反射電界値に対する当該被計測ターゲットからの反射電界相対値を求め、当該基準ターゲットのレーダ断面積は既知であるから、当該被測定ターゲットのレーダ断面積の真値をアスペクト角特性として求めるレーダ断面積算出手段と、上記記憶手段～レーダ断面積算出手段によって、レーダ断面積を計測するものである。

【 0 0 7 0 】

第4の発明によるレーダ断面積計測装置は、被計測用ターゲットを所定の地上高に保持固定し、回転させるためのターゲットサポートシステムと、該ターゲットサポートシステムの回転駆動制御を行なうターゲット駆動制御装置と、上記ターゲットサポートシステムとの間に所定の距離を隔てて設置され、上記ターゲットサポートシステム上に固定された被計測ターゲットに対する電波放射及び被計測用ターゲットからの反射波の受信を行なう送受信アンテナと、該送受信アンテナへのRF信号の授受の切換を行い、送信RF信号の発生、増幅を行なう送信機と、上記送受信アンテナによって受信された受信RF信号に対する中間周波数信号への周波数変換、および位相検波の受信処理を行なう受信機と、該受信機からの中間周波数信号に変換された受信信号をデジタル信号に変換した後のレーダ断面積算出の種々の演算処理、および上記送信機に対する送信周波数制御のための制御信号の送出、および上記受信機に対する受信ゲート制御のための制御信号の送出、および上記ターゲット駆動制御装置に対する駆動制御信号の送出とターゲット駆動制御装置からの回転角度信号の受信、および上記送信機、上記受信機、上記ターゲット駆動制御装置の動作タイミング管理を行なう信号処理装置と、上記ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に配備された、その幅広面が該直線に対向する向きに設置されたくさび形状あるいは平面形状のフェンスとによって構成されるレーダ断面積計測装置において、上記フェンスを地上に保持すると共に上下方向に移動させるフェンス昇降機構と、上記信号処理装置からの制御によって該フェンス昇降機構の駆動制御を行なうフェンス駆動制御装置と、被計測用ターゲットからの反射信号の強度及び位相はフェンス上端部の地上高情報との対として上記信号処理装置内に記憶し得る手段を備え、

上記ターゲットサポートシステムに、何も装荷しない状態で、その方向へ上記送受信アンテナから単一固定の周波数を有する送信RF信号を放射して、上記送受信アンテナで受信した背景データの取得し、このデータを信号処理装置に保存する記憶手段と、上記ターゲットサポートシステム上に、基準ターゲットを装荷し、信号処理装置から上記フェンス駆動制御装置に向けて上記送受信アンテナの地上高を変化させ、これに応じて上記フェンス駆動制御装置からはアンテナ位置信号が信号処理装置に向けて送出し、このデータに対して離散フーリエ変換処理を適用することで反射波電界の周波数スペクトルを求め、この周波数スペクトルの中央部、零周波数付近に観測されるピークレスポンスである被測定ターゲットからの直接反射波のレスポンスに対して、ゲーティング処理を施した後逆離散フーリエ変換処理を行って再度送受信アンテナ高対反射波電界のデータを得、これからフェンス上端部からの回折波を含む不要波成分の除去された被測定ターゲットからの真の反射信号を求め、さらにこれからターゲットのレーダ断面積真値を推定するような演算処理手段を信号処理装置内に備え、このデータを信号処理装置に保存するフーリエ変換処理手段と、上記ターゲットサポートシステム上に、レーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲットを装荷し、上記地上高さ変化手段と同様にして、上記送受信アンテナの地上高に対するターゲットからの反射電界値を得、このデータに信号処理装置で平均化処理を施してその結果を保存する平均化処理手段と、上記記憶手段～平均化処理手段で得られた結果により、当該基準ターゲットからの反射電界値に対する当該被計測ターゲットからの反射電界相対値を求め、当該基準ターゲットのレーダ断面積は既知であるから、当該被測定ターゲットのレーダ断面積の真値をアスペクト角特性として求めるレーダ断面積算出手段と、上記記憶手段～レーダ断面積算出手段によって、レーダ断面積を計測するものである。

【 0 0 7 3 】

【 発明の実施の形態 】

実施の形態 1 .

10

20

30

40

50

図 1 はこの発明の実施の形態 1 を示すレーダ断面積計測装置のブロック図であり、9 は送受信アンテナ 4 を地上に保持すると共に上下方向に移動させるアンテナ昇降機構、10 は信号処理装置 7 内の制御部 7c からの送受信アンテナ制御信号 S12 により該アンテナ昇降機構 9 の駆動制御を行なうアンテナ駆動制御装置である。該アンテナ駆動制御装置 10 から信号処理装置 7 内の制御部 7c に向けてアンテナ位置信号 S13 が送出される。

【0074】

次に動作について説明する。計測の手順 1 としてはターゲットサポートシステム 2 上に何も装荷しない状態で送信機 5 から単一固定の周波数を有する送信 RF 信号 S1 をターゲットサポートシステム 2 の方向に向けて送受信アンテナ 4 から放射して背景データの取得を行ない、これを数 1 における背景データ E_{er} として信号処理装置 7 内の演算処理部 7b に保存する。次に手順 2 として基準ターゲット 1a をターゲットサポートシステム 2 上に装荷する。信号処理装置 7 の制御部 7c からアンテナ駆動制御装置 10 に向けて送受信アンテナ制御信号 S12 を送出しアンテナ昇降機構 9 を動作させて送受信アンテナ 4 の地上高を変化させる。これに応じてアンテナ駆動制御装置 10 からはアンテナ位置信号 S13 が信号処理装置 7 内の制御部 7c に向けて送出される。送信機 5 からの送信 RF 信号 S1 は上記に従い地上高が変化する送受信アンテナ 4 を介して基準ターゲット 1a に向けて送信され、ここで反射して受信 RF 信号 S2 となり送受信アンテナ 4 で受信される。この信号は受信機 6 内で種々の処理を施されて IQ ビデオ信号 S6 となり信号処理装置 7 に供給される。この IQ ビデオ信号 S6 は信号処理装置 7 の内部の A/D 変換部 7a でデジタル信号 S7 に変換されるが、信号処理装置 7 内の制御部 7c には前記のとおりアンテナ位置信号 S13 が送られてきているので、両信号の同期を取ることで上記デジタル信号 S7 から得られる基準ターゲット 1a からの反射電界の振幅、位相情報は上記アンテナ位置信号 S13 から得られる送受信アンテナ 4 の地上高情報との組み合わせとして信号処理装置 7 内の演算処理部 7b に保存できる。ここで計測される反射信号 S2 には前述したように基準ターゲット 1a からの直接反射波信号の他に図 15 の経路 2 ~ 経路 9 に示す不要波が重畳されている。総合の反射電界は数 26 で表され、不要波がないときに比しての振幅の変化分は数 27 で表されるものである。

【0075】

ここで例えば計算パラメータを示す図 16、図 17、図 18、図 19 において送受信アンテナ 4 と基準ターゲット 1a との距離 $R = 100\text{ m}$ 、送受信アンテナ 4 とフェンス 8 との距離 $S_a = 50\text{ m}$ 、基準ターゲット 1a の地上高 $H_2 = 2.5\text{ m}$ 、フェンス 8 の上端部の地上高 $L = 1\text{ m}$ とし、送受信アンテナ 4 の地上高 H_1 を 2 m から 4.5 m まで変化させ、その間 0.05 m 毎に 51 点について反射電界データを取得するものとする。送信 RF 信号 S1 の周波数を 10 GHz 、偏波を垂直偏波、地面の反射係数を -1 とすると数 27 により算出されるフェンス上端部での回折がない場合に比しての反射波受信電界振幅の変化は図 2 の A に示すものとなる。送受信アンテナ 4 の地上高の変化に対して反射波受信電界振幅は最大 1.5 dB 程度変化し、送受信アンテナ 4 の地上高が固定値の場合にはこの程度の計測誤差が発生する可能性のあることを示している。しかしながら信号処理装置 7 内の演算処理部 7b には上記反射波受信電界値を送受信アンテナ 4 の地上高値について平均化処理する機能が備わっているため、図 2 のデータ A の変化を見て適切と判断される区間を選択して図 2 の B に示すような平均値を得ることが可能となる。図 2 に示した例での平均化処理の区間は $H_1 = 2\text{ m} \sim 4.5\text{ m}$ であり、B で示される平均値は 0.091 dB である。図 2 の縦軸値はフェンス上端部での回折波がない場合のターゲットからの反射電界値に対しての回折波の影響による偏位であるから、上記結果の 0.091 dB はこの平均化処理によってほぼ基準ターゲット 1a の反射電界真値に近いものが求められたことを意味する。このデータは数 1 における基準ターゲットの受信電界 E_{ref} として、前記手順 1 における背景データ E_{er} と同様信号処理装置 7 内の演算処理部 7b に保存される。

【0076】

次に手順 3 としてレーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲット 1 をターゲットサポートシステム 2 上に装荷し、手順 2 と同様にして送受信アンテナ 4 の地上高に対するターゲ

10

20

30

40

50

ット 1 からの反射電界値を得る。このデータに対しても信号処理装置 7 内の演算処理部 7 b で手順 2 と同様の平均化処理を施してその結果を数 1 の受信電界値 E_{tm} として保存する。手順 3 の実行に当たり、信号処理装置 7 内の制御部 7 c からのターゲット駆動制御信号 S 8 によりターゲット駆動制御装置 3 を介してターゲットサポートシステム 2 を回転させることで、被測定ターゲット 1 の姿勢（アスペクト角）をステップ状に変化させて所定の角度で静止させ、その都度上記のデータ取得と平均化処理を行えば、フェンス上端部での回折波の影響が除去された受信電界 E_{tm} の角度特性を知ることが可能である。

【 0 0 7 7 】

次に手順 4 として前記手順 1、手順 2、手順 3 で得られた E_{er} 、 E_{ref} 、 E_{tm} を数 1 に代入して、基準ターゲット 1 a からの反射電界値に対する被計測ターゲット 1 からの反射電界相対値 E_r を求める。基準ターゲット 1 a のレーダ断面積 σ_0 は既知であるから数 2 により被測定ターゲット 1 のレーダ断面積 σ の真値がアスペクト角特性として求まる。以上が本実施の形態 1 によるレーダ断面積計測装置における、方法 1 によるレーダ断面積計測法である。

【 0 0 7 8 】

本実施の形態 1 によるレーダ断面積計測装置においては以下に示す方法 2 によってもターゲットのレーダ断面積を求めることができる。以下に方法 2 について説明する。最初の手順 1 については方法 1 と同様である。次に手順 2 により校正を行なうが、各部の処理としては信号処理装置 7 において図 2 の A に示される反射波受信電界値を得るところまでは方法 1 と共通である。ここで信号処理装置 7 の演算処理部 7 b には FFT 処理機能が備わっており、以下に述べる離散フーリエ変換処理、逆離散フーリエ変換処理が可能である。図 2 の A として得られた 5 1 のデータ点数を有する反射信号電界データに対し、データ点数を 5 1 2 に増やし、例えばハミング窓関数を乗じた後に離散フーリエ変換処理をかけることにより図 3 に示すような周波数スペクトルが得られる。図の横軸 f_r は送受信アンテナ 4 の地上高変化に対するフェンス上端部での回折波によってもたらされる不要波成分の変動を示す周波数である。この中央 $f_r = -0.09 \text{ GHz}$ に観測されるピークレスポンスが基準ターゲット 1 a からの直接反射波のスペクトラム、その後方に観測されるサイドローブレスポンスが図 1 5 に示す各種の経路をたどる不要波成分のスペクトルである。ここで図中の区間 1 をゲート範囲としてゲーティング処理を行った後逆離散フーリエ変換をかけることにより、図 4 の A に示すような送受信アンテナ 4 の地上高をドメインとするレスポンスが得られる。データ区間の両端でデータ A の曲線が急激に変化しているのは処理区間端部における FFT 処理の誤差によるものである。誤差を低減するためにこの部分のデータを除外し、データ区間 2 = 2.22 m ~ 4.35 m において上記データ A の平均化処理を行った結果を図 4 に B として示す。上記データ B は -0.05 dB を指している。上記結果の -0.05 dB はこの離散フーリエ変換処理、ゲーティング処理、逆離散フーリエ変換処理、平均化処理によってほぼ基準ターゲット 1 a の反射電界真値に近いものが求められたことを意味する。このデータは数 1 における基準ターゲットの受信電界 E_{r0} 、 E_r として、前記手順 1 における背景データ E_{er} と同様信号処理装置 7 内の演算処理部 7 b に保存される。

【 0 0 7 9 】

次の手順 3 についても手順 2 に準じて行なうことで数 1 の受信電界値 E_{tm} を求められるのでこれを信号処理装置 7 内の演算処理部 7 b に保存する。信号処理装置 7 内の制御部 7 c からのターゲット駆動制御信号 S 8 によりターゲット駆動制御装置 3 を介してターゲットサポートシステム 2 を回転させて被測定ターゲット 1 の姿勢（アスペクト角）をステップ状に変化させて所定の角度で静止させ、その都度上記のデータ取得と離散フーリエ変換等の処理を行なうことにより、フェンス上端部での回折波の影響が除去された受信電界 E_{tm} の角度特性が得られる点については方法 1 と同様である。

【 0 0 8 0 】

また手順 4 として被測定ターゲット 1 のレーダ断面積 σ の真値をアスペクト角特性として求めるところも方法 1 におけるのと全く同様である。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 1 】

実施の形態 2 .

図 5 はこの発明の実施の形態 2 を示すレーダ断面積計測装置のブロック図であり、11 はフェンス 8 を地上に保持すると共に上下方向に移動させるフェンス昇降機構、12 は信号処理装置 7 内の制御部 7c からのフェンス制御信号 S14 により該フェンス昇降機構 11 の駆動制御を行なうフェンス駆動制御装置である。該フェンス駆動制御装置 12 から信号処理装置 7 内の制御部 7c に向けてフェンス位置信号 S15 が送出される。

【 0 0 8 2 】

次に動作について説明する。実施の形態 1 におけるのと同じく、計測の手順 1 としてはターゲットサポートシステム 2 上に何も装荷しない状態で送信機 5 から単一固定の周波数を有する送信 RF 信号 S1 をターゲットサポートシステム 2 の方向に向けて送受信アンテナ 4 から放射して背景データの取得を行ない、これを数 1 における背景データ E_{er} として信号処理装置 7 内の演算処理部 7b に保存する。次に手順 2 として基準ターゲット 1a をターゲットサポートシステム 2 上に装荷する。信号処理装置 7 の制御部 7c からフェンス駆動制御装置 12 に向けてフェンス制御信号 S14 を送出し、フェンス昇降機構 11 を動作させてフェンス 8 の上端部の地上高を変化させる。これに応じてフェンス駆動制御装置 12 からはフェンス位置信号 S15 が信号処理装置 7 内の制御部 7c に向けて送出される。送信機 5 からの送信 RF 信号 S1 は送受信アンテナ 4 を介して基準ターゲット 1a に向けて送信され、ここで反射して受信 RF 信号 S2 となり送受信アンテナ 4 で受信される。この信号は受信機 6 内で種々の処理が施されて IQ ビデオ信号 S6 となり信号処理装置 7 に供給される。この IQ ビデオ信号 S6 は信号処理装置 7 の内部の A/D 変換部 7a でデジタル信号 S7 に変換されるが、信号処理装置 7 内の制御部 7c には前記のとおりフェンス位置信号 S15 が送られてきているので、両信号の同期を取ることで上記デジタル信号 S7 から得られる基準ターゲット 1a からの反射電界の振幅、位相情報は上記フェンス位置信号 S15 から得られるフェンス 8 の上端部の地上高情報との組み合わせとして信号処理装置 7 内の演算処理部 7b に保存できる。ここで計測される反射信号 S2 には前述したように基準ターゲット 1a からの直接反射波信号の他に図 15 の経路 2 ~ 経路 9 に示す不要波が重畳されている。総合の反射電界は数 26 で表され、不要波がないときに比しての振幅の変化分は数 27 で表されるものである。

【 0 0 8 3 】

ここで例えば計算パラメータを示す図 16、図 17、図 18、図 19 において送受信アンテナ 4 と基準ターゲット 1a との距離 $R = 100\text{ m}$ 、送受信アンテナ 4 とフェンス 8 との距離 $S_a = 50\text{ m}$ 、送受信アンテナ 4 の地上高 $H_1 = 3\text{ m}$ 、基準ターゲット 1a の地上高 $H_2 = 3\text{ m}$ とし、フェンス 8 の上端部の地上高 L を 1 m から 2 m まで変化させ、その間 0.02 m 毎に 51 点について反射電界データを取得するものとする。送信 RF 信号 S1 の周波数を 10 GHz 、偏波を垂直偏波、地面の反射係数を -1 とすると数 27 により算出されるフェンス上端部での回折がない場合に比しての反射波受信電界振幅の変化は図 6 の A に示すものとなる。フェンス 8 の上端部の地上高の変化に対して反射波受信電界振幅は最大 2.5 dB 変化し、フェンス 8 の上端部の地上高が固定値の場合にはこの程度の計測誤差が発生する可能性のあることを示している。しかしながら信号処理装置 7 内の演算処理部 7b には上記反射波受信電界値をフェンス 8 の上端部の地上高値について平均化処理する機能が備わっているため、図 6 のデータ A の変化を見て適切と判断される区間を選択して図 6 の B に示すような平均値を得ることが可能となる。図 6 に示した例での平均化処理の区間は $L = 1\text{ m} \sim 2\text{ m}$ であり、B で示される平均値は -0.033 dB である。図 6 の縦軸値はフェンス上端部での回折波がない場合のターゲットからの反射電界値に対しての回折波の影響による偏位であるから、上記結果の -0.033 dB はこの平均化処理によってほぼ基準ターゲット 1a の反射電界真値に近いものが求められたことを意味する。このデータは数 1 における基準ターゲットの受信電界 E_{ref} として、前記手順 1 における背景データ E_{er} と同様信号処理装置 7 内の演算処理部 7b に保存される。

【 0 0 8 4 】

次に手順 3 としてレーダ断面積の評価対象となる被測定ターゲット 1 をターゲットサポートシステム 2 上に装荷し、手順 2 と同様にしてフェンス 8 の上端部の地上高に対するターゲット 1 からの反射電界値を得る。このデータに対しても信号処理装置 7 内の演算処理部 7 b で手順 2 と同様の平均化処理を施してその結果を数 1 の受信電界値 E_{tm} として保存する。手順 3 の実行に当たり信号処理装置 7 内の制御部 7 c からのターゲット駆動制御信号 S 8 によりターゲット駆動制御装置 3 を介してターゲットサポートシステム 2 を回転させることで、被測定ターゲット 1 の姿勢（アスペクト角）をステップ状に変化させて所定の角度で静止させ、その都度上記のデータ取得と平均化処理を行えば、フェンス上端部での回折波の影響が除去された受信電界 E_{tm} の角度特性を知ることが可能である。

【 0 0 8 5 】

次に手順 4 として前記手順 1、手順 2、手順 3 で得られた E_{er} 、 E_{ref} 、 E_{tm} を数 1 に代入して、基準ターゲット 1 a からの反射電界値に対する被計測ターゲット 1 からの反射電界相対値 E_r を求める。基準ターゲット 1 a のレーダ断面積 σ_0 は既知であるから数 2 により被測定ターゲット 1 のレーダ断面積 σ の真値がアスペクト角特性として求まる。以上が本実施の形態 2 によるレーダ断面積計測装置における、方法 1 によるレーダ断面積計測法である。

【 0 0 8 6 】

本実施の形態 2 によるレーダ断面積計測装置においては以下に示す方法 2 によってもターゲットのレーダ断面積を求めることができる。以下に方法 2 について説明する。最初の手順 1 については方法 1 と同様である。次に手順 2 により校正を行なうが、各部の処理としては信号処理装置 7 において図 6 の A に示される反射波受信電界値を得るところまでは方法 1 と共通である。ここで信号処理装置 7 の演算処理部 7 b には FFT 処理機能が備わっており、以下に述べる離散フーリエ変換処理、逆離散フーリエ変換処理が可能である。図 6 の A として得られた 5 1 のデータ点数を有する反射信号電界データに対し、データ点数を 5 1 2 に増やし、例えばハミング窓関数を乗じた後に離散フーリエ変換処理をかけることにより図 7 に示すような周波数スペクトルが得られる。図の横軸 f_r はフェンス 8 の上端部の地上高変化に対するフェンス上端部での回折波によってもたらされる不要波成分の変動を示す周波数である。この中央 $f_r = 0$ に観測されるピークレスポンスが基準ターゲット 1 a からの直接反射波のスペクトラム、その前後に観測されるサイドローブレスポンスが図 1 5 に示す各種の経路をたどる不要波成分のスペクトルである。ここで図中の区間

1 をゲート範囲としてゲーティング処理を行った後逆離散フーリエ変換をかけることにより図 8 の A に示すようなフェンス 8 の上端部の地上高をドメインとするレスポンスが得られる。データ区間の両端でデータ A の曲線が急激に変化しているのは処理区間端部における FFT 処理の誤差によるものである。誤差を低減するためにこの部分のデータを除外し、データ区間 2 = 1 . 1 2 m ~ 1 . 9 m において上記データ A の平均化処理を行った結果を図 8 に B として示す。上記データ B は 0 . 0 6 5 d B を指している。上記結果の 0 . 0 6 5 d B はこの離散フーリエ変換処理、ゲーティング処理、逆離散フーリエ変換処理、平均化処理によってほぼ基準ターゲット 1 a の反射電界真値に近いものが求められたことを意味する。このデータは数 1 における基準ターゲットの受信電界 E_{ref} として、前記手順 1 における背景データ E_{er} と同様信号処理装置 7 内の演算処理部 7 b に保存される。

【 0 0 8 7 】

次の手順 3 についても手順 2 に準じて行なうことで数 1 の受信電界値 E_{tm} を求められるのでこれを信号処理装置 7 内の演算処理部 7 b に保存する。信号処理装置 7 内の制御部 7 c からのターゲット駆動制御信号 S 8 によりターゲット駆動制御装置 3 を介してターゲットサポートシステム 2 を回転させて被測定ターゲット 1 の姿勢（アスペクト角）をステップ状に変化させて所定の角度で静止させ、その都度上記のデータ取得と離散フーリエ変換等の処理を行なうことにより、フェンス上端部での回折波の影響が除去された受信電界 E_{tm} の角度特性が得られる点については方法 1 と同様である。

【 0 0 8 8 】

また手順 4 として被測定ターゲット 1 のレーダ断面積 σ の真値をアスペクト角特性として

10

20

30

40

50

求めるところも方法 1 におけるのと全く同様である。

【0089】

【発明の効果】

この発明は以上に説明したように構成されているので、以下に記載される効果がある。

【0090】

第 1 の発明によれば、送受信アンテナを保持すると共に上下方向に移動させることのできるアンテナ昇降機構を備え、別に装備したアンテナ駆動制御装置と上記アンテナ昇降機構との働きによって送受信アンテナの地上高を変化させながらターゲットからの反射信号を計測できるようにし、送受信アンテナの地上高複数点に対応する、フェンス上端部からの回折波に伴う不要波を含むターゲットからの反射信号データを平均化処理して得られたデータを不要波の除去されたターゲットからの反射信号として取り扱い、このデータからターゲットの真のレーダ断面積を推定するような演算処理手段を信号処理装置内に備えたので、送信周波数を広帯域に挿引することなしに、また超短パルスのパルス変調を行なうことなしに、ターゲットからの直接反射波を不要波から分離してターゲットのレーダ断面積を精度良く計測することのできる、屋外での計測に適した高性能のレーダ断面積計測装置を得ることができるという効果がある。

10

【0091】

第 2 の発明によれば、送受信アンテナを保持すると共に上下方向に移動させることのできるアンテナ昇降機構を備え、別に装備したアンテナ駆動制御装置と上記アンテナ昇降機構との働きによって送受信アンテナの地上高を変化させながらターゲットからの反射信号を計測できるようにし、送受信アンテナの地上高複数点に対応する、フェンス上端部からの回折波に伴う不要波を含むターゲットからの反射信号データに対し離散フーリエ変換処理を適用することでその周波数スペクトルを求め、この中央部の零周波数付近に観測されるピークレスポンスであるターゲットからの直接反射波のレスポンスに対して、ゲーティング処理を施した後逆離散フーリエ変換処理を行って再度送受信アンテナ地上高対ターゲット反射電界のデータを得、これを不要波の除去されたターゲットからの反射信号として取り扱い、このデータからターゲットの真のレーダ断面積を推定するような演算処理手段を信号処理装置内に備えたので、送信周波数を広帯域に挿引することなしに、また超短パルスのパルス変調を行なうことなしに、ターゲットからの直接反射波を不要波から分離してターゲットのレーダ断面積を精度良く計測することのできる、屋外での計測に適した高性能のレーダ断面積計測装置を得ることができるという効果がある。

20

30

【0092】

第 3 の発明によれば、ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に、その幅広面が上記直線と対向する向きに配備されたフェンスを保持すると共に、上記フェンスを上下方向に移動させることのできるフェンス昇降機構を備え、別に装備したフェンス駆動制御装置と上記フェンス昇降機構との働きによってフェンス上端部の地上高を変化させながらターゲットからの反射信号を計測できるようにし、フェンス上端部の地上高複数点に対応する、フェンス上端部からの回折波に伴う不要波を含むターゲットからの反射信号データを平均化処理して得られたデータを不要波の除去されたターゲットからの反射信号として取り扱い、このデータからターゲットの真のレーダ断面積を推定するような演算処理手段を信号処理装置内に備えたので、送信周波数を広帯域に挿引することなしに、また超短パルスのパルス変調を行なうことなしに、ターゲットからの直接反射波を不要波から分離してターゲットのレーダ断面積を精度良く計測することのできる、屋外での計測に適した高性能のレーダ断面積計測装置を得ることができるという効果がある。

40

【0093】

第 4 の発明によれば、ターゲットサポートシステムと送受信アンテナを結ぶ平面視直線上に、その幅広面が上記直線と対向する向きに配備されたフェンスを保持すると共に、上記フェンスを上下方向に移動させることのできるフェンス昇降機構を備え、別に装備したフェンス駆動制御装置と上記フェンス昇降機構との働きによってフェンス上端部の地上高を変化させながらターゲットからの反射信号を計測できるようにし、フェンス上端部の地

50

上高複数点に対応する、フェンス上端部からの回折波に伴う不要波を含むターゲットからの反射信号データに対し離散フーリエ変換処理を適用することでその周波数スペクトルを求め、この中央部の零周波数付近に観測されるピークレスポンスであるターゲットからの直接反射波のレスポンスに対して、ゲーティング処理を施した後逆離散フーリエ変換処理を行って再度フェンス上端部地上高対ターゲット反射電界のデータを得、これを不要波の除去されたターゲットからの反射信号として取り扱い、このデータからターゲットの真のレーダ断面積を推定するような演算処理手段を信号処理装置内に備えたので、送信周波数を広帯域に挿引することなしに、また超短パルスのパルス変調を行なうことなしに、ターゲットからの直接反射波を不要波から分離してターゲットのレーダ断面積を精度良く計測することのできる、屋外での計測に適した高性能のレーダ断面積計測装置を得ることができるといふ効果がある。

10

【図面の簡単な説明】

【図 1】 この発明の実施の形態 1 のレーダ断面積計測装置を示すブロック図である。

【図 2】 この発明の実施の形態 1 のレーダ断面積計測装置により計測されると想定されるターゲットからの反射電界振幅相対値対送受信アンテナ地上高データの計算値例を示す図である。

【図 3】 この発明の実施の形態 1 のレーダ断面積計測装置により計測されると想定されるターゲットからの反射電界振幅相対値対送受信アンテナ地上高データに対し離散フーリエ変換処理を適用することによって得られる周波数スペクトルの計算値例を示す図である。

20

【図 4】 この発明の実施の形態 1 のレーダ断面積計測装置により計測されると想定されるターゲットからの反射電界振幅相対値対送受信アンテナ地上高データに対し、離散フーリエ変換処理を適用することによって周波数スペクトルを得、さらにこの周波数スペクトラムのピークレスポンスにゲーティング処理を施した後逆離散フーリエ変換処理を施すことによって得られるターゲットからの反射電界振幅相対値対送受信アンテナ地上高データの計算値例を示す図である。

【図 5】 この発明の実施の形態 2 のレーダ断面積計測装置を示すブロック図である。

【図 6】 この発明の実施の形態 2 のレーダ断面積計測装置により計測されると想定されるターゲットからの反射電界振幅相対値対フェンス上端部地上高データの計算値例を示す図である。

30

【図 7】 この発明の実施の形態 2 のレーダ断面積計測装置により計測されると想定されるターゲットからの反射電界振幅相対値対フェンス上端部地上高データに対し離散フーリエ変換処理を適用することによって得られる周波数スペクトルの計算値例を示す図である。

【図 8】 この発明の実施の形態 2 のレーダ断面積計測装置により計測されると想定されるターゲットからの反射電界振幅相対値対フェンス上端部地上高データに対し、離散フーリエ変換処理を適用することによって周波数スペクトルを得、さらにこの周波数スペクトラムのピークレスポンスにゲーティング処理を施した後逆離散フーリエ変換処理を施すことによって得られるターゲットからの反射電界振幅相対値対フェンス上端部地上高データの計算値例を示す図である。

40

【図 9】 従来のレーダ断面積計測装置を示すブロック図である。

【図 10】 従来のパルスレーダ方式のレーダ断面積計測装置の動作原理を説明する概念図である。

【図 11】 ターゲットからの反射と地面反射との多重反射のメカニズムを概念的に説明するモデル図である。

【図 12】 周期的なパルス波形とその周波数スペクトルを表わす図である。

【図 13】 ステップ周波数変調方式のレーダ断面積計測装置の動作原理を説明する概念図である。

【図 14】 ステップ周波数変調方式のレーダ断面積計測装置におけるレンジプロファイルの周期性を説明する概念図である。

50

【図 15】 ターゲットからの反射、フェンス上端部での回折、地面反射の複合作用により発生する、種々の経路をたどる複数の不要波の種類を示す図である。

【図 16】 ターゲットからの反射とフェンス上端部での回折との複合作用により生じる不要波電界の計算式に用いられるパラメータの定義図である。

【図 17】 ターゲットからの反射と、フェンス上端部での回折と、1回の地面反射との複合作用（その 1）により生じる不要波電界の計算式に用いられるパラメータの定義図である。

【図 18】 ターゲットからの反射と、フェンス上端部での回折と、1回の地面反射との複合作用（その 2）により生じる不要波電界の計算式に用いられるパラメータの定義図である。

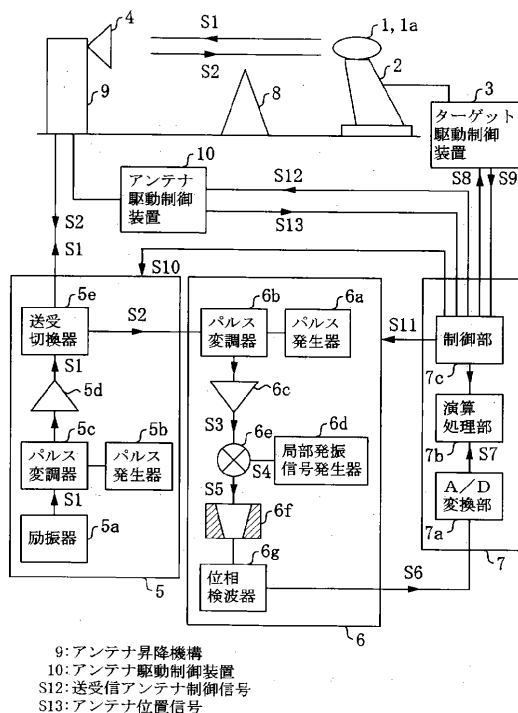
【図 19】 ターゲットからの反射と、フェンス上端部での回折と、2回の地面反射との複合作用により生じる不要波電界の計算式に用いられるパラメータの定義図である。

【図 20】 電波吸収体を装荷したフェンスの図である。

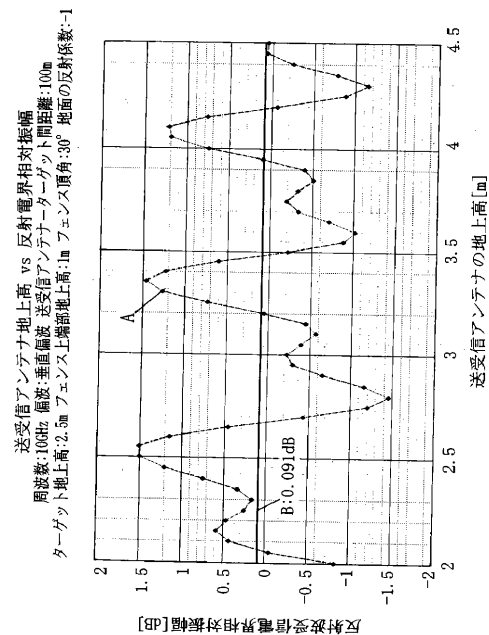
【符号の説明】

1 ターゲット、1 a 基準ターゲット、1 b イメージターゲット、2 ターゲットサ
ポートシステム、3 ターゲット駆動制御装置、4 送受信アンテナ、4 b イメージア
ンテナ、5 送信機、5 a 励振器、5 b パルス発生器、5 c パルス変調器、5 d
増幅器、5 e 送受切換器、6 受信機、6 a パルス発生器、6 b パルス変調器、6
c 低雑音増幅器、6 d 局部発振信号発生器、6 e ミキサ、6 f 帯域通過フィルタ
、6 g 位相検波器、7 信号処理装置、7 a A/D変換部、7 b 演算処理部、7 c
制御部、8 フェンス、8 a 電波吸収体、9 アンテナ昇降機構、10 アンテナ駆
動制御装置、11 フェンス昇降機構、12 フェンス駆動制御装置。

【図 1】

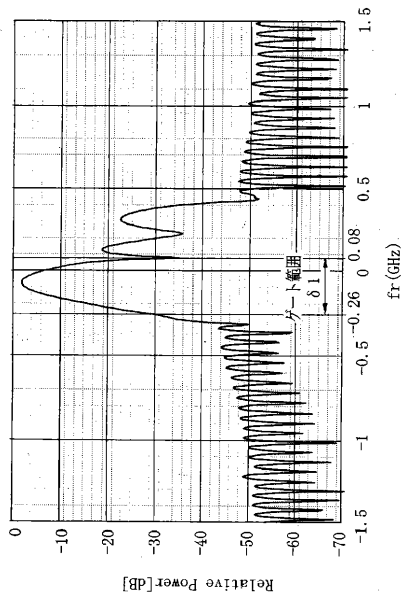


【図 2】



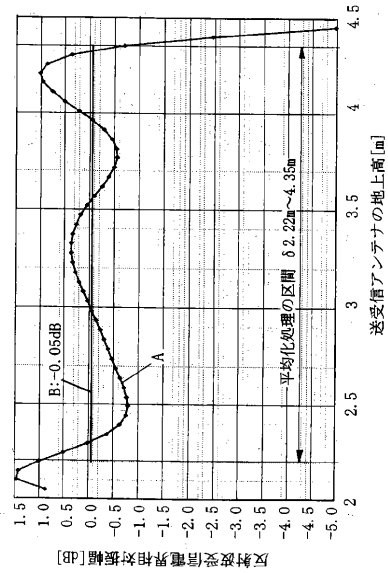
【図 3】

送受信アンテナ地上高 vs. 反射電界相対振幅データを離散フーリエ変換して求めた周波数スペクトル
 周波数: 100Hz 偏波: 垂直偏波 送受信アンテナ-ターゲット間距離: 100m ターゲット地上高: 2.5m フェンス上端部地上高: 1m
 フェンス頂角: 30° 地面の反射係数: -1 FFTデータポイント数: 512 ウィンドウ関数: Hamming

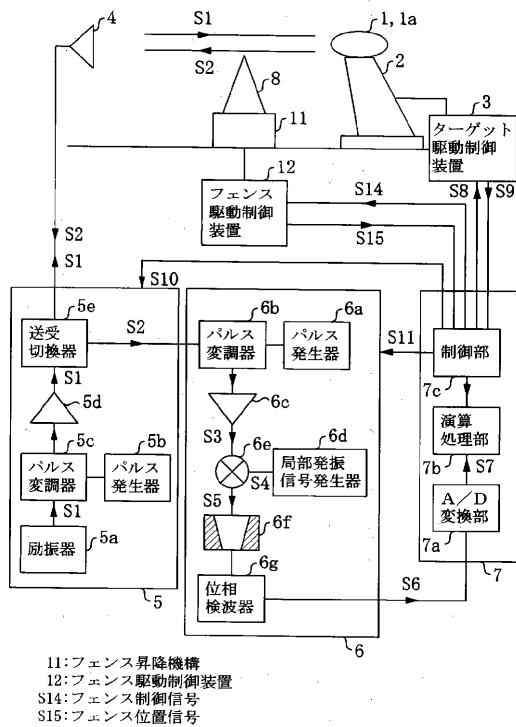


【図 4】

送受信アンテナ地上高 vs. 反射電界相対振幅 周波数スペクトルにダウニング後IFF結果
 周波数: 100Hz 偏波: 垂直偏波 送受信アンテナ-ターゲット間距離: 100m
 ターゲット地上高: 2.5m フェンス上端部地上高: 1m フェンス頂角: 30° 地面の反射係数: -1

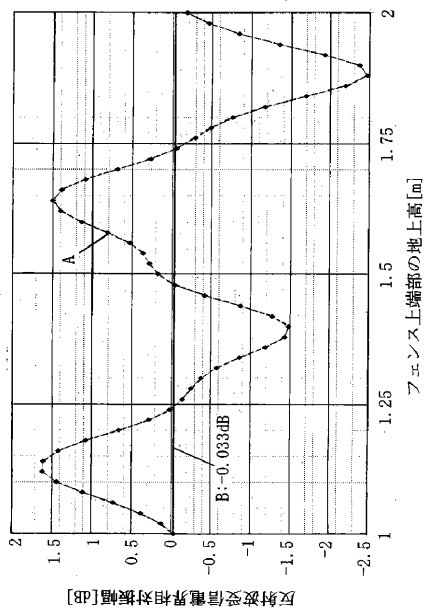


【図 5】

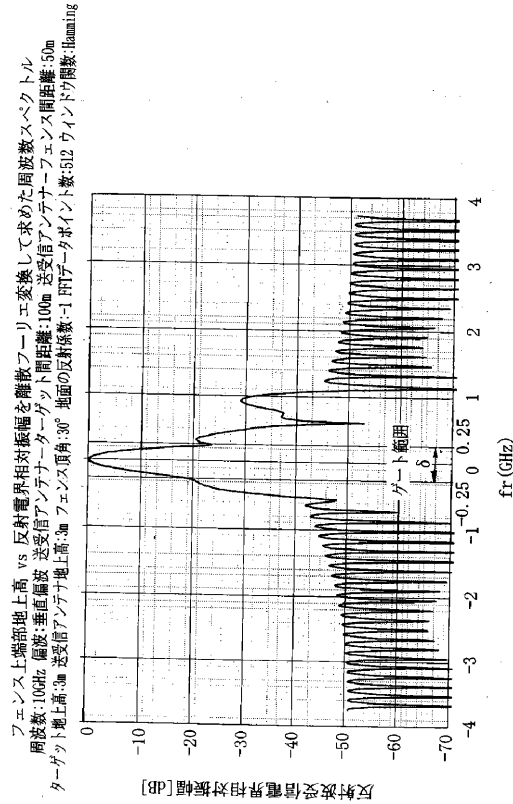


【図 6】

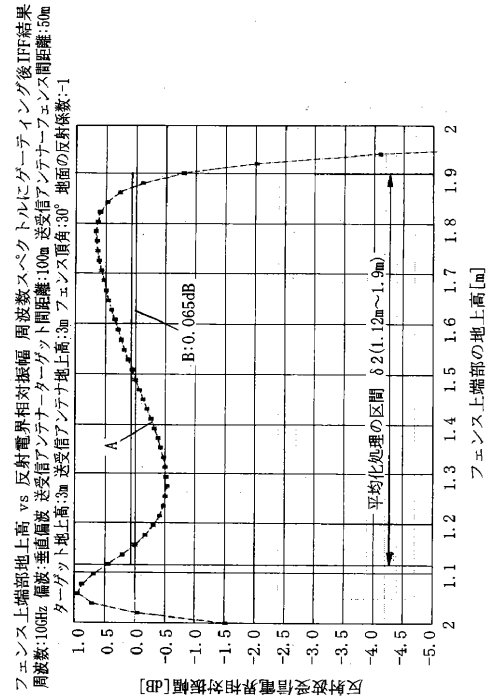
フェンス上端部地上高 vs. 反射電界相対振幅
 周波数: 100Hz 偏波: 垂直偏波 送受信アンテナ-ターゲット間距離: 100m 送受信アンテナ地上高: 50m
 ターゲット地上高: 3m 送受信アンテナ地上高: 3m フェンス頂角: 30° 地面の反射係数: -1



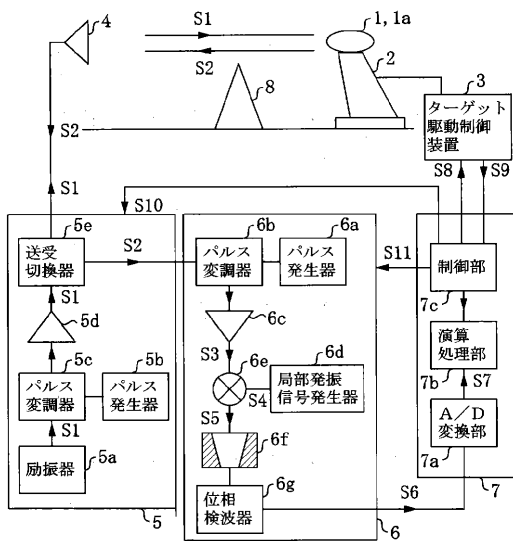
【図 7】



【図 8】

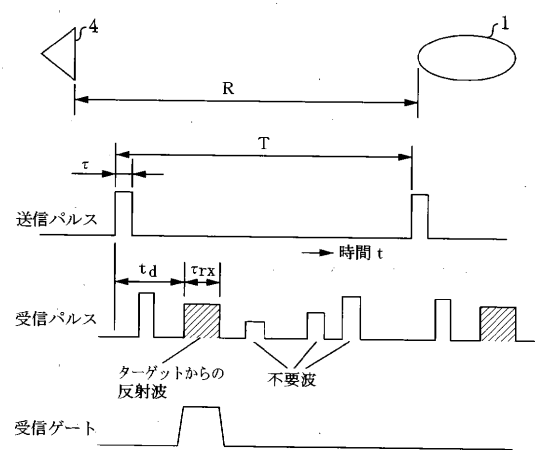


【図 9】

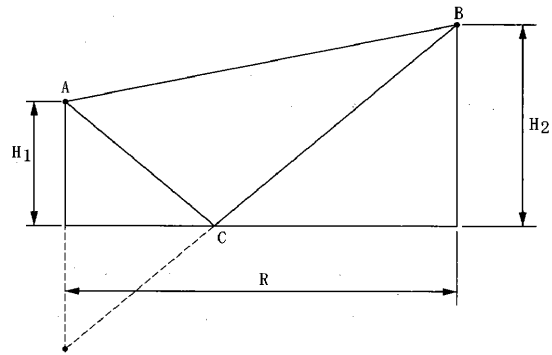


- | | | |
|------------------|---------------|-----------------|
| 1: ターゲット | 6a: パルス発生器 | S1: 送信RF信号 |
| 1a: 基準ターゲット | 6b: パルス変調器 | S2: 反射信号 |
| 2: ターゲットサポートシステム | 6c: 低雑音増幅器 | S3: 受信RF信号 |
| 3: ターゲット駆動制御装置 | 6d: 局発発振信号発生器 | S4: 局発発振信号 |
| 4: 送信アンテナ | 6e: ミキサ | S5: 中間周波数信号 |
| 5: 送信機 | 6f: 帯域通過フィルタ | S6: IQビタ信号 |
| 5a: 励振機 | 6g: 位相検波器 | S7: デジタル信号 |
| 5b: パルス発生器 | 7: 信号処理装置 | S8: ターゲット駆動制御信号 |
| 5c: パルス変調器 | 7a: A/D変換部 | S9: 回転角度信号 |
| 5d: 増幅器 | 7b: 演算処理部 | S10: 送信機制御信号 |
| 5e: 送受切換器 | 7c: 制御部 | S11: 受信機制御信号 |
| 6: 受信機 | | |

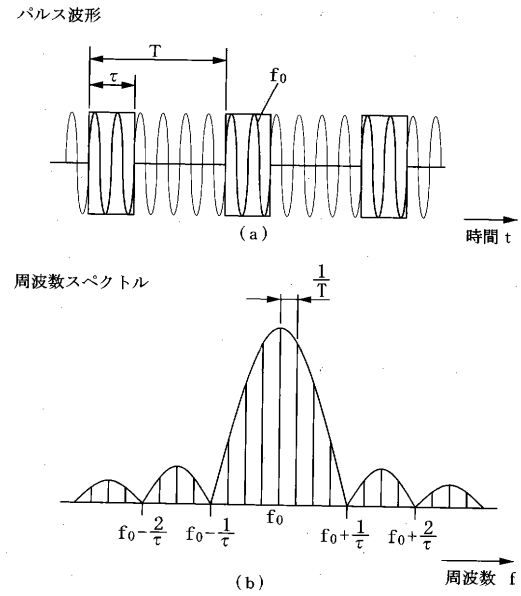
【図 10】



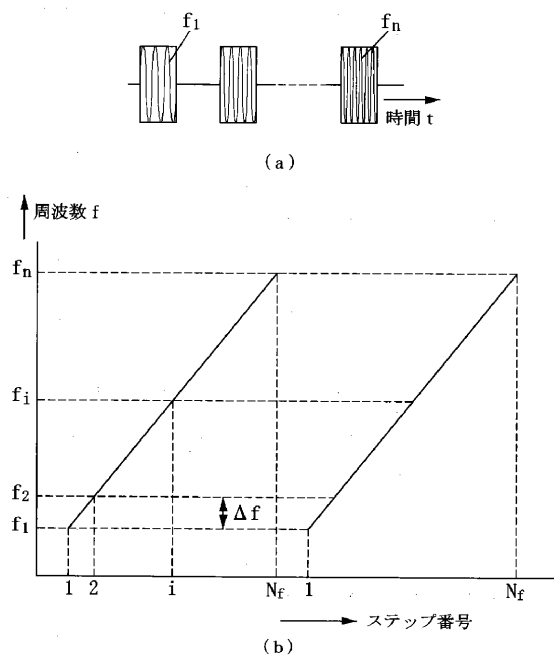
【図 1 1】



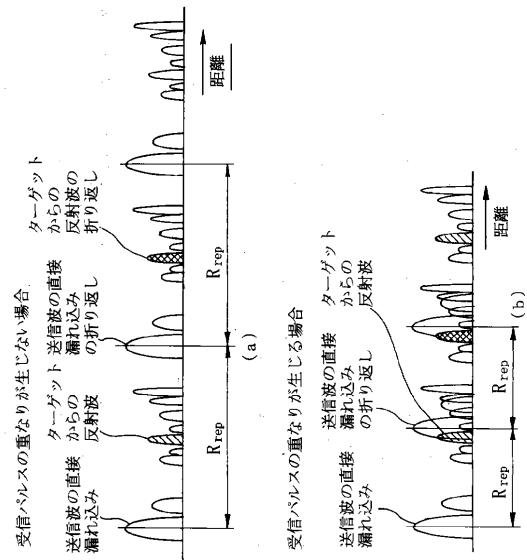
【図 1 2】



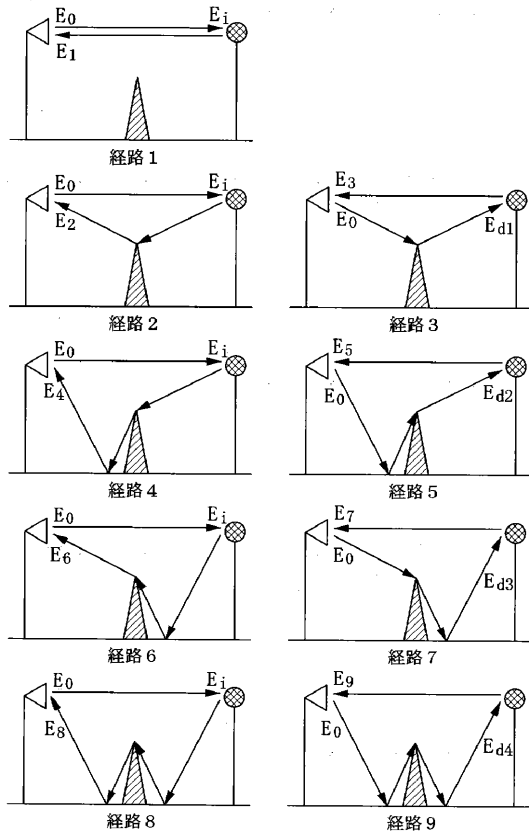
【図 1 3】



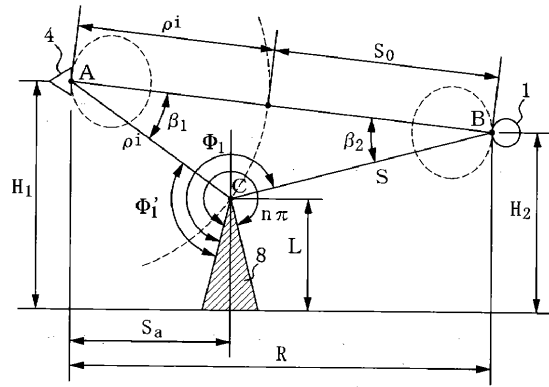
【図 1 4】



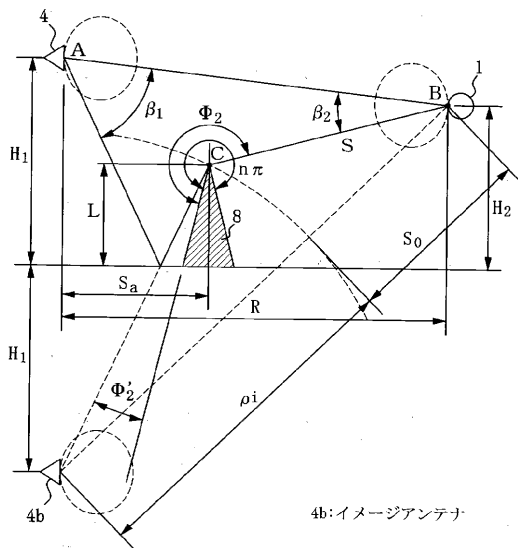
【図 15】



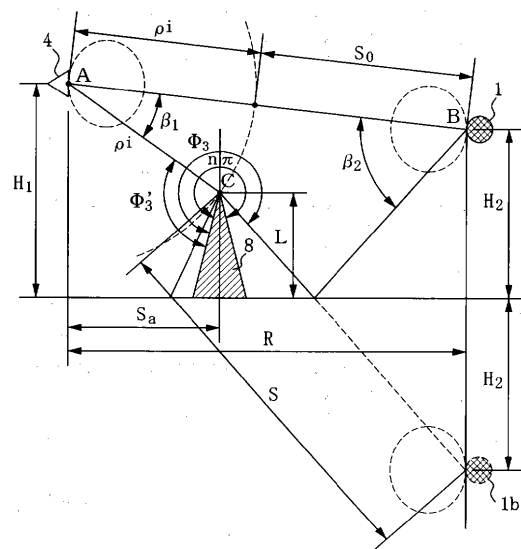
【図 16】



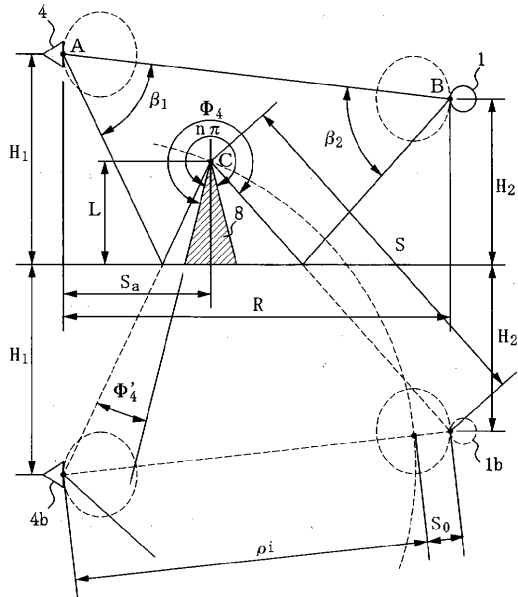
【図 17】



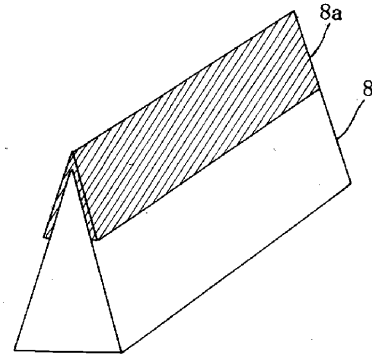
【図 18】



【図 19】



【図 20】



8a:電波吸収体

フロントページの続き

審査官 神谷 健一

(56)参考文献 特開平07-280927(JP,A)

特開平09-049860(JP,A)

橋本修, 野外におけるショートパルス法を用いたレーダ断面積の測定に関する一考察, 電子情報通信学会論文誌, 日本, 電子情報通信学会, 1991年 6月, Vol. J74-B-II, No. 6, pp. 386-389

社団法人 電子情報通信学会 編, アンテナ工学ハンドブック, 日本, 株式会社 オーム社, 1980年10月30日, pp. 440-449

Evaluation of applicability for semi-anechoic chamber as test site above 1 GHz, Hayashi, Y. Shinozuka, T. Ishino, K. Sato, R., 1998 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 米国, IEEE, 1998年 8月24日, Vol. 1, pp. 3-7, ISBN: 0-7803-5015-4

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01S 7/00- 7/42

G01S 13/00-13/95

G01R 29/10