

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3736558号
(P3736558)

(45) 発行日 平成18年1月18日(2006.1.18)

(24) 登録日 平成17年11月4日(2005.11.4)

(51) Int. Cl.

G O 1 S 13/46 (2006.01)

F I

G O 1 S 13/46

請求項の数 7 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2003-556828 (P2003-556828)	(73) 特許権者	500287477
(86) (22) 出願日	平成14年12月19日(2002.12.19)		オーエヌエールア (オフィス ナスイオ
(65) 公表番号	特表2005-513511 (P2005-513511A)		ナル デテュード エ ドゥ ルシュルシ
(43) 公表日	平成17年5月12日(2005.5.12)		ュ アエロスパシアル)
(86) 国際出願番号	PCT/FR2002/004468		ONERA (Office Natio
(87) 国際公開番号	W02003/056358		nal d'Etudes et de
(87) 国際公開日	平成15年7月10日(2003.7.10)		Recherches Aerospa
審査請求日	平成15年9月10日(2003.9.10)		tiales)
(31) 優先権主張番号	01/16898		フランス国, 92320 シャティヨン
(32) 優先日	平成13年12月26日(2001.12.26)		, アヴニユ ドゥ ラ ディヴィズイオ
(33) 優先権主張国	フランス (FR)		ン ルクレール, 29番地
		(74) 代理人	100074930
			弁理士 山本 恵一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アンテナ・アレイを用いたOFDM信号のパッシブ・レーダ受信機におけるクラッタの排除

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

伝搬チャネル (EM-RE) を介して受信され、それぞれが符号化された直交キャリア ($f_1 \sim f_2$) 上に発信された、シンボルのフレームを含む無線信号を処理し、N個の受信機手段 ($11_1, 12_1 \sim 11_N, 12_N$) と、前記受信機手段によって受信されたN個の信号をN個のデジタル・シンボル信号 ($X_1 \sim X_N$) に変換し、Nは1を超える整数である整形手段と、移動標的を弁別するドップラー距離相関手段 (7) とを備えるレーダ受信機であって、前記N個の受信されたシンボル信号 ($X_1 \sim X_N$) において好ましくないゼロ・ドップラー効果信号 (TD) を表す基準信号 (SR) に類似している、また、N次元基準フレームにおいて互いに直交し、かつ前記発信されたシンボルの実際のエミッタ (EM) とレーダ受信機 (RE) の間の実際の直接パスの指向性ベクトル (V_{TD}) に直交する指向性ベクトル ($U_2 \sim U_N$) に沿って事実上発信された、前記キャリアの帯域の逆数の異なる整数倍だけ、互いに対して時間遅延し、かつ前記実際の直接パスに対して時間遅延した、N-1個のダミー信号 ($SF_2 \sim SF_N$) を作成する手段 (8) と、各受信シンボル信号 ($X_1 \sim X_N$) を前記N-1個のダミー信号 ($SF_2 \sim SF_N$) に加算し、修正された受信信号 ($SPM_1 \sim SPM_N$) を生成する手段 (9) と、標的 (CB) によって後方散乱された信号 (SC) を実質的に含むフィルタリング済みシンボル信号 ($X'_1 \sim X'_N$) を前記相関手段 (7) に適用するために、前記修正された受信信号における好ましくないゼロ・ドップラー効果信号 (TD) を除去するフィルタリング手段 (3) とを備えることを特徴とするレーダ受信機。

10

20

【請求項 2】

前記作成手段 (8) は、 N 個の成分を有する前記直接パス指向性ベクトル (V_{TD}) を、 N 次共分散行列の関数として推定する手段 (81) であって、前記共分散行列のそれぞれは、各キャリア (f_k) に関連するグループ内での、前記受信シンボル信号 ($X_1 \sim X_N$) のスペクトル線 ($SP_{k1} \sim SP_{kN}$) の 2 個ずつの積で決まる手段と、直接パス・ベクトル ($V_{TD} = U_1$) および $N-1$ 個の直交指向性ベクトル ($U_2 \sim U_N$) で構成される正規直交基底を構成する手段 (82) と、前記基準信号 (SR) と、前記 $N-1$ 個の直交ベクトルの方向によって決まる角度係数と、前記帯域の逆数と異なる整数倍数との積によって決まる、前記実際の直接パスに対する時間遅延係数との積の関数として、前記 $N-1$ 個のダミー信号 ($SF_2 \sim SF_N$) を生成する手段 (83) とを備える請求項 1 に記載のレーダ受信機。

10

【請求項 3】

前記伝搬チャネル ($EM-RE$) の伝達関数の係数を、各シンボルについて、前記受信シンボル信号の 1 つ (X_1) のスペクトル線 ($SP_{11} \sim SP_{K1}$) の関数として推定し、前記基準信号のスペクトル線 ($SR_1 \sim SR_K$) を生成するために、各フレームにわたって前記伝達関数の係数を平均化する手段 (5) を備える請求項 1 または請求項 2 に記載のレーダ受信機。

【請求項 4】

前記推定された直接パス指向性ベクトルに対する標的の方向の関数として、前記基準信号の前記スペクトル線 ($SR_1 \sim SR_K$) を補正する手段 (5) を備える請求項 2 および請求項 3 に記載のレーダ受信機。

20

【請求項 5】

前記基準信号 (TD) のスペクトル線 ($SR_1 \sim SR_K$) の関数として、発信信号の複製 (Re) を推定する手段 (6) であって、前記推定された複製は、前記ドップラー距離相関手段 (7) において、前記フィルタリング済みシンボル信号 ($X'_1 \sim X'_N$) と相関させられる手段を備える請求項 3 または請求項 4 に記載のレーダ受信機。

【請求項 6】

前記フィルタリング手段 (3) は、 N 次共分散行列 ($R_1 \sim R_k$) を推定する手段 (31) であって、前記共分散行列のそれぞれは、各キャリア (f_k) に関連するグループ内での、前記修正された受信信号 ($SPM_1 \sim SPM_N$) のスペクトル線 ($SP_{k1} \sim SP_{kN}$) の 2 個ずつの積で決まる手段と、前記共分散行列の逆行列を推論する手段 (32) と、前記各逆行列によって前記スペクトル線のグループを乗算することによって、前記修正された受信信号における前記キャリア ($f_1 \sim f_k$) にそれぞれ関連する前記スペクトル線のグループをフィルタリングする手段 (33) とを備えること、および、レーダ受信機は、前記フィルタリングされたスペクトル線のグループを、標的 (CB) によって後方散乱された信号を実質的に含む、前記相関手段 (7) に適用されるフィルタリング済みシンボル信号 ($X'_1 \sim X'_N$) に合成する手段 (4) をさらに備えることを特徴とする請求項 1 ないし 5 のいずれか一項に記載のレーダ受信機。

30

【請求項 7】

前記共分散行列が決まる前記スペクトル線の積は、シンボルのスペクトル線によって決まり、各フレームにわたって平均化される請求項 2 または 6 に記載のレーダ受信機。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、それぞれが直交符号化キャリア上に発信される、シンボルのフレームから成る無線信号を受信するパッシブ・レーダ受信機に関する。

【背景技術】

【0002】

レーダ分野において、移動標的について、理論的に達成可能な検出性能限界を達成することは不可能ではないが一般に難しい。というのは、検出性能は、レーダ受信機と同調フ

50

フィルタの出力部で信号対熱雑音比によって調整されるが、実際には、概して同調フィルタの出力部での熱雑音ではなくクラッタによって調整されるためである。本発明の文脈において、クラッタという用語は、ゼロ・ドップラー効果を伴う全てのパスという広い意味で解釈されるべきである。たとえば、遠方のエミッタおよび受信機を有するバイスタティック・レーダの場合、クラッタは、以下のパス、すなわち、エミッタからの直接パスおよび固定障害物による反射をたどって受信される各パスの全てを示す。

【0003】

当技術分野においてこれらの好ましくない信号を排除する種々の方法が知られているが、無視できない欠点を有している。たとえば、センサのアレイによって受信された信号の共分散行列を使用することに基づく適応排除法は、以下の制限を有する。

10

—これらの方法は、その方向を特徴とする、限られた数の無相関干渉信号のみを除去する。したがって、これらの方法は、異なる時間遅延を有するマルチパスにおいて、反射をたどる受信パスが多い時には、クラッタを克服するという点では最適化されない。

—これらの方法によって、排除信号と関連し、その上では標的を検出することが不可能になる盲目軸を作成することになる。

—これらの方法は、角度圧縮後にその信号対雑音比が正である信号のみを排除する。この排除は、レーダ処理の始めに、すなわち、距離ードップラー圧縮の前に行われる場合には限定的である。

【0004】

本発明は、より詳細には、特定の直交周波数分割多重 (OFDM) 信号のパッシブ・レーダ受信機によって受信されたクラッタの全てのゼロ・ドップラー効果信号を排除することを対象とする。OFDM信号は、複数の位相状態または複数の振幅状態で、位相符号化された多数の直交サブキャリアを同時に発信すること、すなわち、フーリエ変換の意味での、間隔 $1/T$ の等間隔で、有限期間 T にわたる直交線のスペクトルを特徴とする。

20

【0005】

仏国特許出願 FR 2 776 438 に開示されているバイスタティック・レーダは、欧州デジタル音声放送 (DAB) 標準およびデジタル・ビデオ放送 (DVB) 標準準拠の無線およびテレビ放送において、符号化された OFDM (COFDM) デジタル無線信号を処理する。これらの信号 (したがって、パッシブ・レーダ受信機の用途の場合に使用される機会のある (of opportunity) エミッタによって送出される信号) は、白色雑音に対するのと同様に、発信されたスペクトルを確実に最適使用し、マルチパス伝搬および干渉に耐性 (resistant) を有する。

30

【0006】

上述の特許出願によれば、レーダ受信機は、信号を検出するための複数の受信アンテナを備える。レーダ処理は、受信した信号を発信信号時間基準とドップラー距離相関させることに基づく。時間基準は、実施される無線電気通信オペレーションに従って記録信号を復号化することによって得られる。

【0007】

しかし、レーダ・システムのバイスタティックな性質のために、直接パス信号の電力は、標的によって反射される必要信号の電力に比較して大きい。直接パスは、ドップラー距離相関を行う前に排除されるべきである。直接パスの距離ードップラー 2 次ローブに含まれるエネルギーは、一般に、熱雑音よりかなり大きく、その結果、直接パスの近傍に位置する標的は検出するのが難しい。

40

【0008】

出願人によって 2001 年 2 月 7 日に出願された、仏国特許出願番号 01-01695 (未公開) は、伝搬チャネルによって受信され、それぞれが直交符号化キャリア上に発信された、シンボルのフレームから成る OFDM 無線信号用のレーダ受信機を提案する。レーダ受信機は、ドップラー距離相関の前に、直接パスを、より包括的には、好ましくないゼロ・ドップラー効果信号を受信信号の処理に寄与するように相関させること (contribution correlation) を除去しようと試みる。言及しているレ

50

ーザ受信機は、受信信号をデジタル・シンボル信号の形態に変換する整形手段と、移動標的を弁別するドップラー距離相関手段と、シンボル信号内の、少なくとも好ましくないゼロ・ドップラー効果信号を除去するフィルタリング手段であって、それによって、標的によって後方散乱された信号を実質的に含むフィルタリングされた信号を相関手段に適用する、フィルタリング手段とを備える。レーダ受信機は複数の受信アンテナを備えることができる。

【0009】

しかし、それぞれが各キャリアに関連するシンボル信号のスペクトル線の積によって決まる、共分散行列の逆行列に基づくフィルタリング手段は、クラッタの全て、すなわち、実質的に好ましくないゼロ・ドップラー効果信号を排除するが、受信機は、等方性空間カバリジ (coverage) を提供しない。フィルタリング後、受信チャネルに対応するフィルタリングされた信号の照射エネルギー線図の特徴は、特に、相関ゼロ・ドップラー効果信号の電力が大きい場合に、相関ゼロ・ドップラー効果信号が受信される方向に、盲目セクタ、すなわち「ギャップ」があることである。

【0010】

受信OFDM信号の線を適応フィルタリングすることによって、移動標的に関連する指向性ベクトルとフィルタリングされなければならないゼロ・ドップラー効果信号と関連するベクトルのうちの1つの間の相関から生ずる可能性のある排除損失がもたらされる。好ましくないゼロ・ドップラー効果信号が除去される盲目方向にある移動標的はもはや検出することができない。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

本発明の目的は、適用可能な場合、除去されるべき直接パス指向性ベクトルと指向性標的ベクトルの共線性に関連する、すなわち、直接パス信号と移動標的によって後方散乱する任意の信号の相関に関連する損失を制限することである。フィルタリング後、少し減衰した等方性の受信線図が得られ、その線図では、ゼロ・ドップラー効果信号の寄与が除去されている。

【課題を解決するための手段】

【0012】

この目的を達するために、伝搬チャネルを介して受信され、それぞれが符号化された直交キャリア上に発信される、シンボルのフレームから成る無線信号を処理し、N個の受信機手段と、上記受信機手段によって受信されたN個の信号をN個のデジタル・シンボル信号に変換する整形手段であって、Nは1を超える整数である、整形手段と、移動標的を弁別するドップラー距離相関手段とを備えるレーダ受信機は、上記N個の受信されたシンボル信号における好ましくないゼロ・ドップラー効果信号を表す、基準信号に類似し、N次元基準フレームにおいて互いに直交し、かつ、上記発信されたシンボルの実際のエミッタとレーダ受信機の間の実際の直接パスの指向性ベクトルに直交する指向性ベクトルに沿って事実上発信された、上記キャリアの帯域の逆数の異なる整数倍だけ、互いに対して遅延し、かつ、上記実際の直接パスに対して時間遅延した、N-1個のダミー信号を作成する手段と、受信された各シンボル信号を上記N-1個のダミー信号に加算する手段であって、それによって、修正された受信信号を生成する、加算する手段と、上記修正された受信信号における好ましくないゼロ・ドップラー効果信号を除去するフィルタリング手段であって、それによって、標的によって後方散乱した信号を実質的に含むフィルタリング済みシンボル信号を前記相関手段に適用する、フィルタリング手段とを備えることを特徴とする。

【0013】

本発明によれば、レーダ受信機から異なる距離にあり、かつレーダ受信機に対して異なる方向にある複数のダミーOFDMエミッタからのダミー信号は、アンテナによって実際に受信された信号に加算されて、「合成 (composite)」伝搬チャネルを表す修

10

20

30

40

50

正された受信信号を生成するようにされる。合成チャネルは、OFDMキャリア帯域内の伝搬ベクトルを特徴としており、その伝搬ベクトルは、平均して、直接パスおよび自由空間マルチパスについて、可能な全ての指向性ベクトルにほぼ直交している。フィルタリング後の照射エネルギー線図は事実上等方性であり、ドップラー効果信号の除去によってもたらされる盲目セクタすなわちギャップはもはや存在しない。したがって、移動標的を、実際の直接パス指向性ベクトルに沿って検出することができる。

【0014】

フーリエ変換後に受信したデジタル・シンボル信号を処理して直交キャリアに対応するスペクトル線のグループにすることに基づく好ましい実施形態において、 $N-1$ 個のダミー信号を作成する手段は、 N 個の成分を有する上記直接パス指向性ベクトルを、 N 次共分散行列の関数として推定する手段であって、上記共分散行列のそれぞれは、各キャリアに関連するグループ内での、上記受信シンボル信号のスペクトル線の2個ずつの積で決まる、推定する手段と、直接パス・ベクトルおよび $N-1$ 個の直交指向性ベクトルで構成される正規直交(orthonomic)基底を構成する手段と、上記基準信号と、上記 $N-1$ 個の直交ベクトルの方向によって決まる角度係数と、上記帯域の逆数との異なる整数倍数の積によって決まる、上記実際の直接パスに対する時間遅延係数との積の関数として、上記 $N-1$ 個のダミー信号を発生させる手段(83)とを備える。

【0015】

基準信号のスペクトル線を生成するために、レーダ受信機は、上記伝搬チャネルの伝達関数の係数を、各シンボルについて、上記受信シンボル信号の1つのスペクトル線の関数として推定し、各フレームにわたって上記伝達関数の係数を平均化する手段を備えることができる。別法において、上記推定された直接パス指向性ベクトルに対する標的の方向の関数として、上記基準信号の上記スペクトル線を補正する手段が設けられる。上記基準信号のスペクトル線の関数として、発信信号の複製を推定する手段であって、上記推定された複製は、上記ドップラー距離相関手段において、上記フィルタリング済みシンボル信号と相関させられる、推定する手段もまた設けられる。

【0016】

上述した特許出願番号01-01695に開示されているレーダ受信機と同様に、フィルタリング手段は、 N 次共分散行列を推定する手段であって、上記共分散行列のそれぞれは、各キャリアに関連するグループ内での、上記修正された受信信号のスペクトル線の2個ずつの積で決まる、推定する手段と、上記共分散行列の逆行列を引き出す手段と、上記修正され受信信号における上記キャリアにそれぞれ関連する上記スペクトル線のグループを、上記各逆行列で上記スペクトル線のグループを乗算することによって、フィルタリングする手段であって、それによって、フィルタリングされたスペクトル線のグループが生成される、フィルタリングする手段とを備える。フィルタリング手段に続いて、レーダ受信機はさらに、上記フィルタリングされたスペクトル線のグループを、標的によって後方散乱した信号を実質的に含む、上記相関手段に適用される、フィルタリング済みシンボル信号に合成する手段を備える。この実施形態はまた相関された符号化COFDM信号以外の散乱も除去する。

【0017】

伝搬チャネルの伝達関数をよりよく特徴付けるために、共分散行列がそれによって決まるスペクトル線の積は、シンボルのスペクトル線によって決まり、各フレームにわたって平均化される。

【0018】

本発明の他の特徴および利点は、対応する添付図面を参照して示される本発明の複数の好ましい実施形態の以下の説明を読むことでより明らかになるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

COFDM無線通信信号の主要な特性は、図1を参照して、以下で要約される。

【0020】

これらのベースバンド信号は、シンボル周期 T'_S で発信される。発信されたシンボルのそれぞれに含まれるメッセージは、同時に発信される多数の正弦波によって搬送される。これらの正弦波は、以降で、簡単にするために「キャリア」と呼ぶ、サブキャリアを構成し、位相符号化または振幅符号化される。キャリア周波数 $f_1 \sim f_K$ は、間隔 $1/T_S$ で等間隔である。発信される各シンボル S_i は、時間周期 T'_S ($T'_S > T_S$) の間に、以下のようにキャリアを合算した結果である。

【0021】

【数1】

$$S_i = \sum_{k=1}^{K} c_{k,i} e^{2j\pi kt/T_S}$$

10

ここで、 j は -1 の平方根 ($j^2 = -1$) を示し、 t は時間を示す。

【0022】

したがって、周波数 $f_k = k/T_S$ ($1 \leq k \leq K$) のキャリアは期間 T_S と直交する。 $\Delta = T'_S - T_S$ はガード時間を示す。

【0023】

したがって、解析周期 T_S にわたって、COFDM信号は、周波数ステップ $1/T_S$ の等間隔で、それぞれが幅 $1/T_S$ の K 個の線のスペクトルを含む帯域信号 K/T_S を構成する。キャリアは、たとえば、アルファベット ($1+j$ 、 $1-j$ 、 $-1+j$ 、 $-1-j$) に属する複素係数 $c_{k,i}$ 、によって表現される4状態位相符号を用いて個別に変調される。

20

【0024】

実際、 K 個の周波数および I 個の時間スロットから成る時分割多重および周波数分割多重において、データ・メッセージは、数個のシンボル期間 T'_S にわたって数個の周波数 f_k のみを占めることができる。

【0025】

発信時にシンボルはフレームに構成される。図2に示す各フレームは、 I 個のシンボル $S_1 \sim S_I$ から成る。フレームの第1シンボル S_1 は、何の情報も搬送しない「ゼロ」シンボルであり、発信した信号の変調キャリア周波数 F_0 から成る。シンボル S_1 は、フレーム同期のために、すなわち、時間基準を提供するために使用される。フレームの第2シンボル S_2 は、とりわけ、伝搬チャネルを学習するためにレーダ受信機で使用され、エミッタにおいて所定位相を有する周波数 $f_1 \sim f_K$ の K 個のキャリアすなわち正弦波を含む。シンボル S_1 における、これら K 個のキャリア (各キャリア f_k は周波数および位相基準として役立つ) は、発信信号を推定するためにレーダ受信機で使用される。第1の2つのシンボルのおかげで、少なくとも発信パラメータ F_0 、 T_S 、および $f_1 \sim f_K$ はこうして得ることができる。他のシンボル $S_3 \sim S_I$ は、各シンボルを部分的にまたはその他の方法で占める1つまたは複数のデータ・メッセージを搬送するように意図される。

30

【0026】

無線通信において、受信されたシンボルは、時間周期 T_S にわたって受信された受信COFDM信号の周波数解析を使って回復される。発信された周波数が、フーリエ変換 (FFT) の意味で直交していれば、キャリアのそれぞれが復調されて、情報が再構成される。

40

【0027】

実際、発信された周波数の直交性は、以下の形態の干渉によって悪くなる。
 - シンボル間、キャリア内干渉：さまざまに符号化された信号が重なること、または、解析時間 T_S が符号には適当でない。
 - シンボル間、キャリア間干渉：解析時間 T_S にわたる非直交信号。
 - シンボル内、キャリア内干渉：さまざまに符号化された信号が重なること。
 - シンボル内、キャリア間干渉：不変でない信号。

【0028】

50

これらの干渉は、エミッタと受信機との間の伝搬チャネルのマルチパスに関連する。

【0029】

ガード時間 Δ を各シンボル周期 T'_s に付加することは、ガード時間 Δ が、マルチパスによってもたらされる伝搬チャネルの時間的広がりより大きい場合、全ての種類の干渉が除去される。したがって、各期間 T'_s について、長さ T_s の範囲が存在し、その範囲では、受信マルチパス信号が同じように符号化される。

【0030】

ドップラー距離相関、COFDM信号のあいまいさ (a m b i g u i t y) 関数、特に、その2次ローブのあいまいさ関数を含む受信信号の処理が調査しなければならない。COFDM波形に関連する、あいまいさ関数の2次ローブは、距離ドップラー平面において比較的均一であり、1次ローブに対する2次ローブのレベルは、 $-10 \log_{10} (I \cdot K)$ (10

【0031】

従来のレーダ・バランスについての解析が示すことは、一般に、直接パスに関連する2次ローブ内に含まれるエネルギーが熱雑音に対して支配的であることである。

【0032】

たとえば、図3に示すバイスタティック・レーダを考える。バイスタティック・レーダは、 $P_e G_e = 1000 \text{ W}$ の電磁パワーを照射するエミッタEM、 $G_r = 10 \text{ dB}$ の受信機REアンテナ利得、周波数 $F_0 = 300 \text{ MHz}$ に対応する $\lambda = 1 \text{ m}$ の波長、 $d = 40 \text{ km}$ の受信機距離、 40 km に等しい、エミッター標的間距離EM-CBおよび標的-受信機距離CB-RE、 $F = 6 \text{ dB}$ の雑音ファクタ、レーダ等価表面 (e q u i v a l e n t s u r f a c e) SER = 0 dB、125 msのフレーム期間について期間 T_s および250 μs のガード時間を持つ $I = 100$ のシンボル、および $B = 1.5 \text{ MHz}$ の帯域幅について $K = 1500$ のキャリアを有する。 (20

【0033】

図4は、エミッタEMと受信機REの間のリンク・バランスを示す。

【0034】

直接パス、およびマルチパスによってもたらされたクラッタに付随する (a t t a c h e d) 2次ローブ内に含まれるエネルギーは、熱雑音に対して支配的である。直接パス・ローブ・エネルギーレベルは、 $198 - 186 = 12 \text{ dB}$ の信号対熱雑音比を有する標的の推定レベルを超えて、 $186 - 135 = 51 \text{ dB}$ である。 (30

【0035】

本発明によるパッシブ・レーダ受信機は、ドップラー距離相関前に、広帯域受信信号内の直接パスおよびクラッタ、ならびに干渉信号などの散乱を効率的に排除して、移動標的を検出するようにする。

【0036】

図5を参照すると、仏国特許出願番号01-01695による、OFDM信号用のアンテナ・アレイによるパッシブ・レーダ受信機REは、受信信号整形回路1、フーリエ解析器2、相関信号フィルタリング回路3、フーリエシンセサイザ4、相関信号検出器5、発信信号複製推定器6および標的特定回路7を備える。 (40

【0037】

受信信号整形回路1は、従来、その入力に、COFDM無線信号およびテレビ放送信号の受信用の、複数のそれぞれの受信機段 $12_1 \sim 12_N$ ($N = 2$) に接続されたN個の受信アンテナ・アレイ $11_1 \sim 11_N$ を備える。したがって、レーダ受信機REは、アンテナ $11_1 \sim 11_N$ とそれぞれ連結した、回路1~4および7において、また回路間において、N個の並列受信機チャネルの形態で構成される (s t r u c t u r e d)。

【0038】

周波数変換に続いて、 $1 = n = N$ である各受信機段 12_n は、受信された各ベースバンド無線信号 $X_n(t)$ をデジタル化し、デジタル化した信号を発信およびチャネル・パラメータ推定回路13に加える。 (50

【0039】

$$X_n(t) = T D_n(t) + S C_n(t) + B_n(t)$$

ここで、発信された各シンボル

【数2】

$$\sum_{k=1}^{k=K} C_k e^{2j\pi kt/T_S}$$

について、シンボル S_i の指標 i を無視すると、

【数3】

$$-TD_n(t) = \sum_{k=1}^{k=K} H_{kn} C_k e^{j2\pi kt/T_S}$$

10

は、図3に示すように、固定反射器RFによってもたらされ、クラッタに対応する、直接パスおよびマルチパス上の、少なくとも1個のエミッタEM、または、おそらく複数のOFDMエミッタから受信されるOFDM信号を示す。 H_{kn} は、線 f_k に対するこれらのパスに関連する伝搬チャネル $EM-11_n$ の伝達関数の対応する複素係数を示す。信号 $TD_n(t)$ は、直接パスおよびマルチパスによってもたらされる好ましくないゼロ・ドップラー効果信号を重ならせることによって構成される。これらの好ましくない信号は、「相関信号」と呼ばれる。

【0040】

20

【数4】

$$-SC_n(t) = \sum_{k=1}^{k=K} h_c C_k e^{j2\pi k(t-\tau_n)/T_S} e^{-j2\pi \nu t}$$

は、少なくとも1つの移動標的CBによる発信OFDM信号の後方散乱によってもたらされ、したがって、ノンゼロ・ドップラー効果を受ける、受信されたOFDM信号を示す。この信号は、そのパワーが、相関信号 $TD_n(t)$ のパワーと比較して非常に小さい、抽出されるべき好ましい信号を構成する。 h_c は標的CBの狭帯域伝達関数である。 τ_n は直接パスと標的によって反射されるパスの間のパスの差を示す。 ν は標的のドップラー周波数である。

30

【0041】

$B_n(t)$ は、干渉および熱雑音信号などの相関OFDM信号以外の、散乱(scatterer)と呼ばれる、好ましい帯域内で受信された信号を示す。

【0042】

回路13は、キャリア周波数 F_0 およびシンボル周期 T_S などの発信信号のパラメータを、N個の受信信号におけるフレーム(図2)の第1の2つのシンボル S_1 および S_2 の解析の関数として推定して、時間基準を構成するようにする。発信信号の周期 T'_S および各シンボルの期間 T_S を知れば、チャネルの時間的な長さは、チャネルの時間的長さより長い、各ガード時間 Δ 内で受信された信号を解析することによって、前の時間基準に同期させるプロセスから引き出される。

40

【0043】

次に、受信信号は、切り捨て回路14において、周期的に切り捨てられる。期間 T_S の受信シンボルの不変の部分は、各周期 T'_S のガード時間 Δ において、受信信号を差し引くことによって、特に、各周期において引き出されたチャネル長さを差し引くことによって回復される。

【0044】

期間 T_S の、受信されたデジタル・ベースバンド信号 $X_1(t) \sim X_N(t)$ のそれぞれの各部分は、次に、フーリエ解析器2に加えられる。解析器は、ヒルベルト変換を用いて、各期間 T_S について、各信号 $X_n(t)$ の実数成分および虚数成分を生成し、それら成分を高速フーリエ変換(FFT)を用いて解析して、切り捨て回路14によって送出さ

50

れた各シンボル S_i の周波数スペクトルを供給するようにする。解析器 2 は、周波数 $f_i \sim f_K$ に関連する、受信信号 $X_n(t)$ の各シンボルについての K 個のスペクトル線 $SP_{1n} \sim SP_{Kn}$ を提供し、そのスペクトル線をフィルタリング回路 3 内の共分散行列計算モジュール 31 に並列に適用する。他の周波数と無関係に発信された周波数に関連する各スペクトル線 SP_K によって搬送される情報は、一方では、対応するスペクトル線の符号化に、他方では、伝搬チャネルの伝達関数 H_K に関連する。

【0045】

フィルタリング回路 3 は、3 つのソフトウェア・モジュール、すなわち、モジュール 31、共分散逆行列計算モジュール 32、およびフィルタリング・モジュール 33 を含む。

【0046】

解析器 2 によって送出された周波数 f_k の各線 SP_k について、モジュール 31 は、 $N \times N$ 共分散行列 R_k を推定する。 $N \times N$ 共分散行列 R_k では、所与のランク n の行は、所与のアンテナ 11_n に関連する受信スペクトル線 SP_{kn} と N 個のアンテナ $11_1 \sim 11_N$ に関連する受信スペクトル線 $SP_{k1} \sim SP_{kN}$ の共役との積でできており、積は、所定の時間周期中にシンボルについて平均化される。ここで、 $1 \leq n \leq N$ である。前記積を平均化するための前もって決められた時間周期は、シンボル期間 T_s より大幅に長いのが好ましく、通常、フレームの期間である。すなわち、積は $I-1$ 個のシンボル $S_2 \sim S_I$ にわたって平均化される。多数のシンボル、すなわち、フレームを構成する約 100 のシンボルにわたる前記積の平均化は、アンテナによって受信される、好ましくない高レベル信号に対して標的信号を無関係にする。スペクトル線の相互直交性によって、共分散行列 $R_1 \sim R_K$ が符号化に無関係になる。

【0047】

次に、モジュール 32 は、 K 個の共分散行列の逆行列 $R_1^{-1} \sim R_K^{-1}$ を引き出し、格納する。これらの K 個の $N \times N$ 逆行列は、モジュール 33 において K 個のフィルタとして使用されて、スペクトル解析器 2 によって送出された、それぞれが、 N 個のスペクトル線 ($SP_{11} \sim SP_{1N}$) から ($SP_{K1} \sim SP_{KN}$) を有する K 個の各グループをフィルタリングするようにする。したがって、所与の周波数 f_k について受信された N 個のスペクトル線 $SP_{k1} \sim SP_{kN}$ の各グループは、フィルタによってフィルタリングされ、フィルタは、各シンボルについて、そのシンボルについて受信された N 個のスペクトル線 $SP_{k1} \sim SP_{kN}$ から成る列ベクトルと周波数 f_k と逆行列 R_k^{-1} との積を供給する。それぞれがフィルタリング回路 3 によって供給される、 K 個のフィルタリングされたスペクトル線の N 個のグループにおいて、直接パスおよびマルチパスおよび散乱によってもたらされる相関したゼロ・ドップラー効果信号の寄与は除去されている。 NK 個のフィルタリングされたスペクトル線は、次に、シンセサイザ 4 内の高速逆フーリエ変換 (FFT^{-1}) によって合成され、シンセサイザは、それぞれが、標的後方散乱信号 $SC_1(t) \sim SC_N(t)$ を含む、 N 個の時間シンボル信号 $X'_1(t) \sim X'_N(t)$ を、標的弁別回路 7 に送出する。

【0048】

信号 $X'_1(t) \sim X'_N(t)$ の照射エネルギー線図は、図 6 に示すように、相関した OFDM 信号 $TD_1(t) \sim TD_N(t)$ および散乱 $B_1(t) \sim B_N(t)$ が受信される方向に、盲目軸、すなわち「ギャップ」を有する。

【0049】

各シンボル・フレームの繰り返し学習段階において、検出器 5 は、スペクトル解析器 2 によって送出され、整形された受信信号のうちの 1 つに関連するフレームの各シンボルの K 個のスペクトル線から、たとえば、第 1 アンテナ 11_1 を介して受信された信号 $X_1(t)$ の線 $SP_{11} \sim SP_{K1}$ から、

【数 5】

$$SR(t) = \sum_{k=1}^{K=K} \bar{H}_k C_k e^{j2\pi kt/T_s} + b_1(t)$$

10

20

30

40

50

となるような、基準信号 $S R(t)$ のスペクトル線 $S R_1 \sim S R_K$ を引き出す。

【0050】

【数6】

$$\bar{H}_k$$

は、アンテナ 11_1 によって受信されたフレームのシンボル $S_2 \sim S_I$ の間に、線 $S P_k$ について、伝搬チャネル伝達関数の $I-1$ 個の係数を平均化したものである。換言すれば、

【数7】

$$|\bar{H}_{k1}| = |H_{k1}|$$

10

であり、この関係は、チャネルの伝達関数が、瞬時の振幅変動および位相変動にあまり依存しないようにすることによって、チャネルの伝達関数の推定を改善する。この平均化が意味することは、後方散乱された標的信号 $SC_1(t)$ が無視できて、伝搬チャネルおよび相関信号が特徴付けられることである。雑音信号 $b_1(t)$ は、フレームにおいて受信された散乱の平均を示し、実質的に、散乱 $B_1(t)$ より小さい分散を有する熱雑音から成る。

【0051】

フレームにわたって平均化された伝達関数の係数

【数8】

$$\bar{H}_{11} \sim \bar{H}_{K1}$$

20

を推定し、格納した後、検出器5は、フレームにわたって平均化されたゼロ・ドップラー効果相関信号のスペクトル線、すなわち、係数

【数9】

$$\bar{H}_{11} \sim \bar{H}_{K1}$$

によって決まる信号 $S R(t)$ の平均化された線 $S R_1 \sim S R_K$ を、推定器6のK個の入力に加える。推定器6は、標的弁別回路7内のN個のドップラー距離相関器71に加えられる「狭帯域」発信信号の複製 $Re(t)$ を生成する。

30

【0052】

【数10】

$$Re(t) = \sum_{k=1}^{k=K} C_k e^{j2\pi kt/T_S}$$

【0053】

仏国特許出願FR 2776438に開示されているレーダ受信機のドップラー・チャネルと同様に、標的弁別回路7は、N個のドップラー距離相関器71₁～71_Nおよび角度集束回路72₁～72_Nを含む。各相関器72_n内のドップラー・チャネルは、ドップラー効果のために、互いに対して前もって決めた周波数オフセットが割り当てられている。ドップラー・チャネルは、周波数の変更によって、フィルタリング信号 $X'_n(t)$ の複数の速度事例(case)を構成し、それぞれが、各キャリア $f_1 \sim f_K$ について、発信信号の複製 $Re(\tau)$ に相関させられて、距離事例において、移動標的に対応する相関ピークを求めるようにする。合算後、角度集束回路72_nは、移動標的の角度位置事例を求める。最後に、一定の偽警報処理回路73は、探索中の移動標的についての位置データおよび速度データに関連する「プロット」を抽出する。

40

【0054】

上述したものの別法として、フィルタリング回路3は、仏国特許出願番号01-01695の、図5に示すタイプのものである。回路3は、平均化された伝搬チャネル伝達関数の係数

50

【数 1 1】

$$\bar{H}_{11} \sim \bar{H}_{K1}$$

に対応し、検出器 3 によって生成された基準信号 $S_R(t)$ の K 個の平均化された線のそれぞれを、各受信信号 $X_n(t)$ の K 個のスペクトル線から差し引く N 個の減算器を含み、それによって、回路 7 のドップラー・チャンネルにおいて並列に処理されるべきアンテナと同じ数のフィルタリング信号 $X'_{11}(t) \sim X'_{KN}(t)$ を、シンセサイザ 4 を介して生成するようにする。

【0055】

ここで、図 7 を参照すると、本発明は、伝搬チャンネル修正回路 8 を実質的に付加して、直接パスおよびマルチパスによってもたらされる、相関したゼロ・ドップラー効果信号を排除することによって得られる、図 6 に示すのと同様な線図において、盲目角度セクタ S_A を除去するようにする。回路 8 は、スペクトル解析器 2 の KN 個の出力と加算回路 9 の KN 個の第 1 入力の間で接続され、加算回路は、 KN 個の第 2 入力を介して、スペクトル解析器 2 によって送出されたスペクトル線 $SP_{11} \sim SP_{KN}$ を受取る。

【0056】

適応フィルタリングに基づく直接パス信号の排除は、相関に関連する損失すなわち移動標的に関連する指向性ベクトルおよび実際の直接パス指向性ベクトルの共線性を意味する。特に、直接パスが自由空間タイプである場合、適応角度フィルタリング原理による直接パスの排除は、従来、盲目角度セクタ S_A の現象を生じさせる。回路 8 の機能は、特に、直接パスが、盲目角度セクタ S_A が生成されることなく排除されるように直接パスを修正して、標的ベクトルと直接パス・ベクトルの相関に伴う損失を制限することである。次に、本発明は、標的パス指向性ベクトルと直接パス指向性ベクトルの共線性を修正する。その理由は、本発明は、検出器 5 によって生成された、主に、直接パス信号を表す基準信号 $S_R(t)$ を知って、その後、それによって、もはや標的指向性ベクトルと共線性を持たない、修正された直接パス指向性ベクトルを排除するためである。

【0057】

しかし、受信された直接パス軸に沿う盲目セクタを除去することによって、直接パスの修正された軸に沿う別の盲目セクタが発生するであろう。本発明はまた、直接パス・ベクトルの修正によってもたらされた損失を平均化することによって、この欠点を解消し、その結果、空間は、標的特定回路 7 において、擬似等方性のあるカバリジを有すると観測される。

【0058】

修正回路 8 は、実質的に 3 つの縦続接続されたソフトウェア・モジュール、すなわち、直接パス指向性ベクトル推定器 81、正規直交基底構成器 82、およびダミー信号発生器 83 を含む。

【0059】

推定器 81 は、スペクトル解析器 2 によって供給された KN 個のスペクトル線 $SP_{11} \sim SP_{KN}$ を処理し、スペクトル線を、発信されたキャリア $f_1 \sim f_K$ の K 個の線に関連する K 個のグループ ($SP_{11} \sim SP_{1N}$) から ($SP_{K1} \sim SP_{KN}$) に分割して、 K 次元共分散行列 $R_1 \sim R_K$ を求めるようにする。フィルタリング回路 3 内の計算モジュール 31 の場合と同様に、所与のランク n の行は、アンテナ 11_n に関連するスペクトル線 SP_{kN} に対する、 N 個のアンテナ $11_n \sim 11_N$ に関連するスペクトル線 $SP_{k1} \sim SP_{kN}$ の共役による相関でできており、スペクトル線の積は、シンボル期間 T_S 、たとえば、フレームの期間より長い、前もって決めた時間周期の間で 2 つずつ平均化される。

【0060】

推定器 81 は、次に、 K 個の共分散正方行列 $R_1 \sim R_K$ の行列式を計算して、そこから、各行列 R_k について、 N 個の要素を有する N 個の固有ベクトル $V_{k1} \sim V_{kN}$ および関連する固有値 $\lambda_{k1} \sim \lambda_{kN}$ を引き出すようにする。推定器 81 は、固有値の最大値 $\lambda_{k \max}$

【数 1 2】

$$\lambda_{k\max} = \sup (\lambda_{k1} \text{ à } \lambda_{kN})$$

と関連し、直接パス指向性ベクトルに対応する固有ベクトル $V_{k\max}$ を引き出す。N-1 個の他の固有値は、雑音と事後に (a priori) 関連する。

【0061】

最後に、推定器 81 は、最大固有値と関連する K 個の固有ベクトル $V_{1\max} \sim V_{K\max}$ を平均化して、N 個の成分を有する直接パス指向性ベクトル V_{TD}

【数 1 3】

$$V_{TD} = \left(\sum_{k=1}^{k=K} V_{k\max} \right) / K$$

10

を生成する。

【0062】

構成器 82 は、N 個の直交ベクトル $U_1 \sim U_N$ (そのうちの第 1 の U_1 は直接パス指向性ベクトル V_{TD} である) の 2 つずつの正規直交基底を構成する。このベクトル基底は、任意の形態をとることができる。すなわち、実際の直接パス・ベクトルの方向に対する、受信アンテナ・アレイ $11_1 \sim 11_N$ の角度位置とは無関係である。

【0063】

たとえば、反復シュミット正規直交化アルゴリズムを用いて、ベクトル V_{TD} に直交する第 2 ベクトル U_2 が作成され、その後、第 1 の 2 つの $U_1 = V_{TD}$ および U_2 と直交する第 3 ベクトル U_3 など、ベクトル V_{TD} および以前に作成された N-2 個のベクトルに直交するベクトル U_N までが作成される。基底の N 個のベクトル $U_1 \sim U_N$ はそれぞれ、直接パス・ベクトルのその $\|V_{TD}\|$ に等しい絶対値 (modulus) および直接パス・ベクトル $U_1 = V_{TD}$ の N 個の成分によって定義される「アンテナ初期基準フレーム」内の N 個の成分を有する。

20

【0064】

上述したものの別法として、構成器 82 は、正規直交基底の使用またはアンテナ・アレイの関数パラメータの使用に基づいた、他の従来法によって、正規直交基底を構成する。

【0065】

30

実際の直接パスに伴う「盲目の」指向性ベクトルの「感度を抑制する」ために、発生器 83 は、「盲目の」直接パス・ベクトルに直交する空間から得られる N-1 個の「全体として」相関したダミー信号を生成し、ダミー信号を加算回路 9 に加える。実際の直接パス伝搬チャネルのこの修正は、指向性ベクトルによって決まる合成受信信号の処理に反映され、合成受信信号の一部は、実際の直接パス・ベクトルに直交する。発生器 83 は、発信された線 $f_1 \sim f_K$ のそれぞれについて、この感度抑制に関与して、加算回路 9 の後の回路 3 および 7 において、平均化損失を最適化し、等方性空間カバリジを有する合成信号を処理するようにする。

【0066】

発生器 83 は、発信された基準信号 $SR(t)$ に比例する、N-1 個のダミー発信信号 $SF_1 \sim SF_N$ を生成する。周波数 $f_1 \sim f_K$ に対応するダミー発信信号の K 個のスペクトル線 $SR_1 \sim SR_K$ は、相関信号検出器 5 によって供給される。図 8 において、所与の周波数 f_K の照射エネルギー線図 $D_2 \sim D_N$ によって図解的に示されるように、実際の発信信号の有効周波数帯域 $B = [f_1, f_N]$ にわたって広がった各ダミー信号 SF_n (ここで、 $2 \leq n \leq N-1$) は、ダミー・エミッタ EF_n から来るように見える。受信アンテナのアレイ $11_1 \sim 11_N$ に対するダミー・エミッタの方向は、構成器 3 によって発生器 83 に供給される正規直交基底の各ベクトル U_n の方向である。

40

【0067】

発生器 83 において、各ダミー・エミッタ EF_n から、および実際のエミッタ EM から各アンテナ 11_n への直接パスの間の時間遅延 τ_n は、プログラムすることによって前も

50

って決められる。各遅延時間 τ_n (ここで、 $2 \leq n \leq N-1$) は、発信信号の帯域 $B = [f_1, f_K]$ の逆数 $1/B$ の整数倍 M_n であり、整数倍数 $M_2 \sim M_N$ は互いに異なる。1組のダミー信号 $S F_2 \sim S F_{N-1}$ は、それぞれの各受信信号 $X_n(t)$ を用いて、合成チャネルを作成し、その時、合成チャネルの周波数周期はアンテナ・アレイによって受信される信号の帯域 B に等しい。時間遅延 $\tau_2 \sim \tau_n$ は、たとえば、指標 n が 2 から N へ増加していく順で、 $1/B$ に等しいステップだけ異なるが、他の規則的な分布または不規則な分布を持って互いに異なっているもよい。

【0068】

各ダミー信号 $S F_n$ の線 $S F_{1n} \sim S F_{Kn}$ (ここで、 $2 \leq n \leq N$) は、基準信号の線 $S R_1 \sim S R_K$ と正規直交基底の各ベクトル U_n の方向によって決まる各角度係数と各時間遅延 M_n/B (ここで、 M_n は $M_2 \sim M_{n-1}$ および $M_{n-1} \sim M_N$ とは異なる) によって決まる各時間遅延係数の積から引き出される。

10

【0069】

ダミー信号全ての K 個のスペクトル線 $S F_2 \sim S F_N$ は、加算回路 9 において、各アンテナ 11_n によって実際に受信される各信号 $X_n(t)$ の K 個のスペクトル線 $S F_{1n} \sim S F_{Kn}$ にそれぞれ加算される。換言すれば、周波数 f_k に対応する受信信号 $X_n(t)$ の線 $S F_{kn}$ は、加算回路 9 において、 $N-1$ 個のダミー信号 $S F_2 \sim S F_N$ の全ての線 $S F_{k2} \sim S F_{kN}$ に加算されて、修正された受信信号 $X M_n$ を表す、結果の合算信号が生成される。回路 9 は、 N 個の修正信号 $X M_1 \sim X M_N$ の各線をフィルタリング回路 3 内の計算モジュール 31 に適用し、計算モジュールは、図 5 に示す実施形態における、各信号 $X_1(t) \sim X_N(t)$ のスペクトル線と同じ方法で各線进行处理する。受信した信号とダミー信号 $S F_2 \sim S F_N$ を重ならせることによって作成した合成チャネルは、次に、複数狭帯域モードで、フィルタリング回路 3 によって排除されるが、図 9 の照射エネルギー線図 D の全体を図 6 の線図と比較することによって示されるように、等方性である合成チャネルの排除後に損失が発生する。信号対 (雑音 + 排除後の干渉) 比は、同じ最小値および最大値を有するが、損失は、等方性であり、 $10 \log [(N-1)/N]$ に等しいことがわかる。

20

【0070】

次に、発信基準信号 $S R(t)$ を使用して、複数のダミー・エミッタから成るダミー源が再構成される。発生器 83 において、正規直交基底のベクトル $U_2 \sim U_N$ によって決まる各角度係数によって重み付けられた信号 $S R(t)$ は、加算回路 9 において、アンテナ $11_1 \sim 11_N$ によって受信された信号 $X_1(t) \sim X_N(t)$ のそれぞれに加算される。ダミー信号 $S F_2 \sim S F_N$ は、特定の伝搬チャネルを再構成し、特定の伝搬チャネルの伝搬ベクトルは、平均して、発信された信号の周波数帯域 $f_1 \sim f_K$ を超えており、設計上、想定可能な全ての自由空間指向性ベクトルに直交する。この周波数帯域において、先に定義したダミー信号の平均相関は、自由空間標的パスにかかわらず、 $1/N$ に等しく、 $N=2$ の最小のアンテナに関して 3 dB の最大損失を意味する。次に、フィルタリング後のカバリジが「平滑化され」、等方性になる。

30

【0071】

上述したものの別法として、検出器 5 は、基準信号 $S R$ のスペクトル線 $S R_1 \sim S R_K$ の推定値を、推定器 81 によって供給された直接パス指向性ベクトル V_{TD} に対する仮定した標的の方向の関数として補正することができる。この別法は、フィルタリングが行われた後に、基準信号と標的信号を無相関にすることによって得られるであろう標的の方向の損失を予想する。

40

【図面の簡単な説明】

【0072】

【図 1】 発信された COFDM 信号における連続するシンボルのタイミング図である。

【図 2】 COFDM 信号のタイミング図である。

【図 3】 エミッタと受信機間のパス、すなわち、直接パス、マルチパス、および標的によって反射したパスを示す図である。

50

【図４】相関器の出力に寄与する種々の成分（直接パス、マルチパス、標的、雑音）の出力を示す図である。

【図５】１個のアンテナが仏国特許出願番号０１－０１６９５に従う、レーダ受信機の概略ブロック図である。

【図６】複数のアンテナが図５に従う、レーダ受信機の概略ブロック図である。

【図７】図５に示す複数のアンテナを有するレーダ受信機を改善するための、本発明による伝搬チャネル修正回路の概略ブロック図である。

【図８】所与の周波数について、 $N-1$ 個のダミー・エミッタによって発信された信号の重なりを示す図である。

【図９】本発明によって等方性損失が得られるように発信された $N-1$ 個のダミー信号重なりを示す図である。 10

【符号の説明】

【００７３】

１ 受信信号整形回路

１１_１ ～ １１ _{N} 受信アンテナ

１２_１ ～ １２ _{N} 受信段

１３ 発信およびチャネル・パラメータ推定回路

１４ 切り捨て回路

２ フーリエ（スペクトル）解析器

３ フィルタリング回路

４ シンセサイザ

５ 検出器

６ 推定器

７ 標的弁別回路

８ 伝搬チャネル修正回路

９ 加算回路

３１ 共分散行列計算モジュール

３２ 逆行列計算モジュール

３３ フィルタリング・モジュール

７１ ドップラー距離相関器

７２ 角度集束

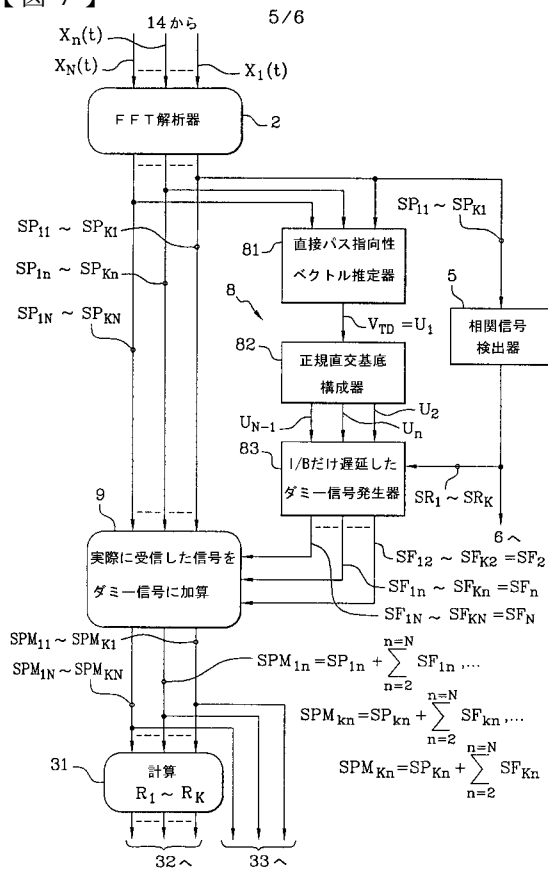
８１ 直接パス指向性推定器 ８２ 正規直交基底構成器

８３ ダミー信号発生器

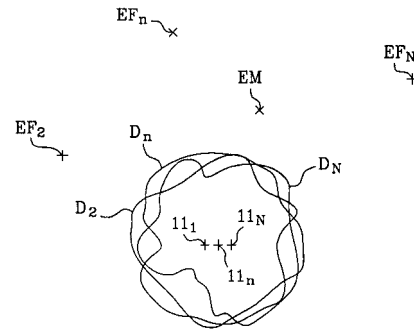
20

30

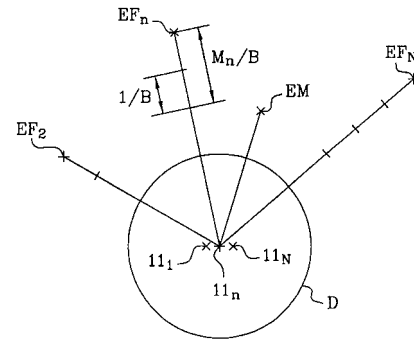
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

(72)発明者 プーラン ドミニク
フランス国, 92320 シャティヨン, リュ ピエール ブロソレット, 82番地

審査官 宮川 哲伸

(56)参考文献 特表2004-531701 (JP, A)
特表2003-510579 (JP, A)
米国特許第6300895 (US, B1)
特開2001-242243 (JP, A)
特開昭55-54482 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G01S 7/00 ~ 7/42
G01S 13/00 ~ 13/95