



República Federativa do Brasil
Ministério do Desenvolvimento, Indústria
e do Comércio Exterior
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

(21) PI 0719981-3 A2



(22) Data de Depósito: 12/12/2007
(43) Data da Publicação: 11/02/2014
(RPI 2249)

(51) Int.Cl.:
G01S 13/00

(54) Título: Processo de tratamento radar passivo
multivias de um sinal de oportunidade em fm

(57) Resumo:

(30) Prioridade Unionista: 12/12/2006 FR 06/10811

(73) Titular(es): Thales

(72) Inventor(es): Emmanuel de Gramont, Guy Desodt,
Sébastien Allam

(74) Procurador(es): Orlando de Souza

(86) Pedido Internacional: PCT EP2007063830 de
12/12/2007

(87) Publicação Internacional: WO 2008/071745de
19/06/2008

PROCESSO DE TRATAMENTO RADAR PASSIVO MULTIVIAS DE UM SINAL
DE OPORTUNIDADE EM FM

DOMÍNIO DA INVENÇÃO

A presente invenção se refere ao domínio dos radares
5 passivos, e notadamente ao domínio dos radares passivos que
funcionam sobre emissões de oportunidade muito
cooperadoras, tais como as emissões FM destinadas ao
público. Ela se refere mais particularmente ao tratamento
dos sinais FM refletidos por objetos situados na zona
10 abrangida por essas emissões para sua utilização para fins
de detecção e de localização.

CONTEXTO DA INVENÇÃO - ESTADO DA TÉCNICA

Quando se deseja realizar a abrangência radar,
temporária ou permanente, de uma zona geográfica, a solução
15 imediata consiste geralmente em implantar sistemas radares
ativos, autônomos, móvel ou não, em número tal que a
reunião das zonas abrangidas por cada um dos sistemas
corresponde à zona que se deseja abranger. Assim, para
abranger uma zona extensa, pode-se escolher utilizar um
20 número determinado de radar de baixo ou médio alcance ou um
número mais restrito de radar de longo alcance. A fusão de
dados fornecidos por sistema permite realizar a abrangência
desejada.

Tratando-se de sistemas ativos autônomos cada um deles
25 comporta um emissor e um receptor, cujo preço e cuja
complexidade são função dos desempenhos requeridos pela
aplicação considerada e, em particular, da potência emitida
pelo emissor, potência que condiciona o alcance e,
portanto, o tamanho da zona abrangida por cada sistema.
30 Além disso, o desdobramento dessa estrutura mesmo sobre uma

zona vasta apresenta geralmente problemas de proximidade entre sistemas que abrangem zonas vizinhas no meio de uma mesma zona geográfica global. Esses problemas de proximidade podem, em parte, ser resolvidos, utilizando-se sistemas que funcionam segundo planos de frequências diferentes. Todavia, o desdobramento desse conjunto de sistemas radar autônomos é, ao mesmo tempo, complexo e oneroso.

Uma solução conhecida para diminuir a complexidade e, portanto, o custo dessa estrutura, permitindo abranger uma ampla zona geográfica, consiste em utilizar sistemas ativos multiestáticos, comportando um emissor comum único colocado em um ponto determinado da zona e liberando uma potência suficiente para abranger essa zona, e um conjunto de receptores distantes uns dos outros e distantes da fonte. Nessa estrutura, cada receptor tem geralmente conhecimento da posição do emissor comum. Além disso, nessa estrutura, o emissor e os receptores são, em geral, sincronizados. Dessa forma, o tratamento coerente dos sinais recebidos utilizados por cada receptor é vantajosamente um tratamento que se assemelha a um tratamento clássico de radar biestático. Todavia, essa estrutura que necessita, em particular, de colocar um emissor e meios de sincronização entre o emissor e os diferentes receptores continua complexa de utilizar, sobretudo no caso de uma estrutura móvel.

Uma outra solução para diminuir a complexidade dessa estrutura consiste em utilizar uma estrutura simplesmente passiva, comportando receptores aptos a receber sinais de oportunidade em uma faixa de frequência determinada, faixa

de freqüência que corresponde, de preferência, àquela de equipamentos emissores, cujas emissões abrangem total ou parcialmente a zona geográfica que se deseja abranger. Esses emissores sendo destinados a um uso diferente da
5 formação de uma estrutura de controle de suas emissões são ainda denominadas emissões de oportunidade ou emissões não cooperantes.

Dentre essas emissões de oportunidade, podem-se, por exemplo, citar as emissões em modulação de freqüência
10 (emissão FM) destinadas ao grande público que são geralmente emitidas por um emissor local que abrange uma zona geográfica determinada, cada emissão sendo realizada sobre uma faixa de freqüência, ou canal FM, de uma centena de kilohertz a duzentos kilohertz.

Essa solução baseada na colocação de uma estrutura passiva, sem emissor, apresenta a grande vantagem de limitar a complexidade e, portanto, o custo dessa estrutura. Seu desdobramento tático se resume à disseminação sobre a zona a controlar de um ou vários
15 receptores radares efetuando o recebimento e o tratamento dos sinais de oportunidade recebidos. Ao contrário, a utilização prática dessa solução puramente passiva se depara com um certo número de dificuldades que explicam que ela seja ainda pouco explorada.

Uma primeira dificuldade que aparece, quando se quer utilizar essa estrutura, reside na complexidade do sinal recebido. Com efeito, o sinal recebido por receptor corresponde, ao mesmo tempo, ao recebimento direto do sinal emitido pela fonte de oportunidade (emissor FM), ao
25 recebimento dos reflexos desse sinal de oportunidade sobre
30

obstáculos fixos variados, esses sinais podendo ser assimilados ao que o técnico conhece pela denominação de confusão (ou *clutter*, segundo a denominação anglo-saxônica), e ao recebimento dos sinais úteis provenientes de reflexos dessa mesma fonte pelos objetos móveis que se procura detectar. A complexidade do sinal recebido é, além disso, ainda agravada pelo recebimento de sinais parasitas que podem, por exemplo, provir de outros emissores, distantes, emitindo na mesma faixa de frequência. Além disso, os sinais úteis (isto é, aqueles retro-difundidos por alvos móveis) apresentam geralmente um nível muito sensivelmente inferior ao recebimento direto, sensivelmente inferior àquele dos reflexos sobre obstáculos fixos, e sensivelmente inferior àquele do ruído térmico.

Uma outra dificuldade, ligada à utilização dessa estrutura, reside no fato de a emissão de oportunidade corresponder a um sinal desconhecido, cujas propriedades não são controladas (largura da faixa, nível dos lobos secundários em distância em Doppler...), de modo que o sinal emitido pela fonte de oportunidade deve ser identificado como tal e isolado dos outros sinais recebidos pelo receptor radar para servir de referência, quando dos cálculos de correlação, e para permitir a eliminação das detecções parasitas correspondentes a lobos secundários em Doppler e em distância.

APRESENTAÇÃO DA INVENÇÃO

Uma finalidade da invenção é de propor uma solução que permita utilizar uma estrutura de controle passiva composta de um ou vários sistemas radar passivo(s) dispersado(s)

sobre a zona geográfica a abranger, solução que permite assim resolver as dificuldades citadas anteriormente.

Para isso, a invenção tem por objeto um processo de tratamentos do sinal recebido por um radar passivo FM, comportando uma pluralidade de vias de recebimento ($V_1, \dots, V_N$), o processo comportando uma fase de tratamento coerente realizando um re-condicionamento dos sinais recebidos, depois uma fase de tratamento não coerente, realizando a constituição de contatos, a partir dos sinais oriundos do tratamento coerente.

De acordo com a invenção, o tratamento coerente comporta:

- uma etapa de formação de vias alvos despoluídas;
- uma etapa de regeneração do sinal de referência;
- 15 - uma etapa de cálculo das ambigüidades cruzadas entre vias alvos despoluídas e sinal de referência regenerado;
- uma etapa de cálculo da autoambigüidade do sinal de referência regenerado.

De acordo com um modo de utilização preferido do processo, de acordo com a invenção, o tratamento não coerente comporta, além disso:

- uma etapa de extração distância-doppler aplicada aos PE criados no final da etapa de normalização e de busca das detecções para constituir contatos;
- 25 - uma etapa de purificação doppler-distância aplicada aos contatos constituídos após extração distância-doppler e realizada por meio do sinal resultante da etapa de cálculo da autoambigüidade do sinal de referência regenerado, a determinação dos atributos dos contatos sendo finalmente

realizada a partir dos contatos obtidos após a etapa de purificação doppler-distância.

Segundo esse modo de realização preferido, a etapa de extração distância-doppler utiliza o cálculo da faixa a
5 -3dB do sinal de referência regenerado.

De acordo com esse modo de realização preferido, o tratamento não coerente comporta, além disso:

- uma etapa de medidas de desviometria em distância;
 - uma etapa de medidas de desviometria em azimuth,
- 10 essas duas etapas sendo aplicadas aos contatos constituídos no final da etapa de purificação doppler-distância.

De acordo com esse modo de realização o tratamento não coerente comporta também uma etapa de purificação em azimuth e uma etapa de limitação do número de contatos
15 transmitidos.

DESCRIÇÃO DAS FIGURAS

As características e vantagens da invenção serão apreciadas melhor, graças à descrição que se segue, descrição essa que expõe a invenção através de um modo de
20 realização particular considerado como exemplo não limitativo e que se baseia nas figuras anexadas, figuras essas que representam:

- a figura 1, um esquema sinóptico do conjunto das etapas do tratamento, de acordo com a invenção;
- 25 - as figuras 2 a 3, ilustrações esquemáticas do princípio de funcionamento da etapa de formação de vias de recebimento despoluídas;
- a figura 4, uma ilustração esquemática do princípio de funcionamento da etapa de regeneração do sinal de
30 referência;

- a figura 5, uma ilustração esquemática do princípio de funcionamento da etapa de cálculo das ambigüidades cruzadas sinal de referência / vias alvos despoluídas;

- as figuras 6 e 7, ilustrações esquemáticas do princípio de funcionamento da etapa de extração dos contatos;

- a figura 8, uma ilustração esquemática do princípio de funcionamento da etapa de purificação doppler-distância.

DESCRIÇÃO DETALHADA

10 Interessa-se inicialmente pela figura 1, que apresenta o sinóptico esquemático tipo de um processo de tratamento do sinal que utiliza a invenção. O processo, de acordo com a invenção, é, no caso, apresentado em sua aplicação não limitativa a um radar passivo, que comporta uma pluralidade
15 de vias de recebimento independentes. Para facilitar a compreensão da invenção, o processo é inicialmente apresentado, de maneira geral com o conjunto de suas etapas de tratamento. As etapas acentuadas, específicas da invenção, são detalhadas na seqüência do documento. As
20 outras etapas que utilizam processos conhecidos são simplesmente mencionadas para facilitar a descrição do processo que combina o conjunto dessas etapas.

Conforme ilustra a figura 1, o processo, de acordo com a invenção, utiliza dois tipos de tratamentos, um primeiro
25 tipo de tratamento 11, qualificado de maneira conhecida pelo técnico de tratamento coerente que procede a um recondicionamento dos sinais recebidos pelo radar, seguido de um segundo tipo de tratamento 12 qualificado de tratamento não coerente que realiza a constituição de
30 contatos a partir dos sinais oriundos do tratamento

coerente. Fala-se, no caso, de tratamento coerente para todas as etapas de tratamento para as quais os sinais são tratados ao mesmo tempo em amplitude e em fase. Inversamente, fala-se de tratamento não coerente, quando a
5 fase do sinal não é mais considerada no tratamento realizado sobre o sinal.

De acordo com a invenção, o tratamento coerente 11 comporta principalmente duas etapas, uma primeira etapa 13 dita "de formação de vias alvos despoluídas" e uma segunda
10 etapa 14 de integração coerente por cálculo das ambigüidades cruzadas entre o sinal recebido sobre cada via "despoluída" e um sinal de referência correspondente ao sinal emitido pela fonte de oportunidade.

A primeira etapa 13, do tratamento coerente 11, é dita
15 "de formação de vias de recebimento despoluídas", pois ela tem por objetivo minimizar, sobre as vias alvos, vias utilizadas de maneira conhecida para busca das detecções ou ainda das "presenças eco", a potência das fontes de prejuízo capazes de limitar a sensibilidade do radar. No
20 caso de um radar passivo, essas fontes de prejuízos podem fornecer:

- o sinal de nível relativamente elevado em relação aos sinais úteis e provenientes em trajeto direto do emissor de referência, isto é, da fonte de oportunidade. De
25 acordo com a invenção, esse sinal direto, por outro lado, utilizado para realizar a etapa de integração coerente como sinal de referência, constitui por seu nível um prejuízo importante para o recebimento dos sinais úteis cujo nível é geralmente bem menos acentuado;

- reflexos múltiplos do sinal emitidos pela fonte sobre obstáculos naturais fixos (multitrajetos do emissor de referência);

- outros emissores FM que trabalham, pelo menos 5 parcialmente, na mesma faixa que o emissor de referência e cujo sinal chega até os receptores do radar considerado;

- fontes de poluição radioelétrica de natureza diversa.

Para um sistema que comporta várias vias de aquisição 10 (sistema multicaptadores), como é o caso para um radar passivo que funciona sobre emissões FM de oportunidade, a eliminação das fontes prejudiciais pode ser realizada no domínio espacial, por "tratamento de antena" de tipo "Formação de Feixe pelo Cálculo Adaptativo" (FFC 15 Adaptativo) ou de tipo "Oposição nos Lobos Secundários" (OLS) que são tipos de tratamento bem conhecidos do técnico. Esses tratamentos constituem as soluções usualmente retidas pelos radares ativos que trabalham nas faixas de frequência elevadas habitualmente utilizadas para 20 esses radares.

A eliminação das fontes prejudiciais pode também ser realizada conjuntamente nos domínios temporal e espacial. Fala-se, então, de tratamento espaço-temporal. Essa segunda 25 alternativa é aquela utilizada no processo, de acordo com a invenção.

Conforme a invenção, o algoritmo utilizado é um algoritmo de tipo espaço-temporal com esforço direcional, tratamento designado pela expressão Formação Adaptativa Espaço-Temporal (FAET). Esse tipo de algoritmo permite 30 vantajosamente minimizar o número (os multitrajetos podem

ser eliminados sobre o eixo temporal) e a extensão (graças à utilização do esforço direcional) das zonas angulares cegas que aparecem na direção dos misturadores. O termo "misturador" é, no caso, entendido no sentido geral de
 5 "perturbação".

Deve ser observado que as formas de ondas FM não sendo separáveis em distância e em doppler, a eliminação dos trajetos múltiplos não pode ocorrer, como é usual para os radares ativos, por aplicação de um filtro conhecido do
 10 técnico pela denominação VCM (Visualização dos Alvos Móveis).

A segunda etapa 14 do tratamento coerente 11 consiste em caracterizar em distância e em doppler as amostras de sinal recebido, por integração coerente do sinal recebido
 15 em uma duração determinada.

De acordo com a invenção, os sinais refletidos pelos alvos sendo versões retardadas e dopplerizadas do sinal de referência, a integração coerente das amostras de sinal recebido pode ser realizada, determinando a função de
 20 ambigüidade cruzada definida para uma defasagem temporal m, compreendida entre 0 e D, e uma defasagem Doppler bi-estática n compreendida entre 0 e M-1 por:

$$amb_{(m,n)} = \sum_{k=0}^{M-1} v_{réf}[k] v_{alvodep}^*[k+m] e^{\frac{j2\pi nk}{M}} \quad [1]$$

25

relação para a qual:

- M representa o número de amostras temporais integradas em coerência,

- D representa o número máximo de defasagens temporais
 30 testadas;

- $V_{\text{ref}}[k]$, $0 \leq k \leq M-1$, o sinal de referência,
- $V_{\text{alvo dep}}[k]$, $0 \leq k \leq M-1 + D$, uma via alvo despoluída do trajeto direto

Essa segunda etapa é realizada para cada uma das vias despoluídas obtidas na etapa precedente, utilizando-se o sinal de referência (referência de amplitude e de fase) obtido após utilização da etapa 15 de regeneração. O tratamento de regeneração do sinal de referência visa a obter esse sinal de referência despoluído dos multitrajeto
 10 e das outras fontes potenciais prejudiciais. Com efeito:

- a presença de multitrajeto de elevado nível no sinal de referência poderia acarretar uma dessensibilização sobre o eixo distância;
- a presença de resíduos de sinais indesejáveis no
 15 sinal de referência poderia, em condições de funcionamento "rigorosas", para as quais o nível da fonte prejudicial poderia, por exemplo, estar "próximo" daquele do trajeto direto, acarretar uma dessensibilização do radar. Essa etapa 15 de regeneração permite assim vantajosamente obter
 20 um sinal de referência despoluído.

De acordo com a invenção, sempre o tratamento não coerente 12 realiza, de maneira clássica, uma etapa 16 de estimativa de ambiente e uma etapa 17 de normalização-deteccção, etapas essas que permitem a criação de presença
 25 ecos ou PE. A utilização dessas etapas 16 e 17 é realizada de maneira conhecida e não é detalhada no caso.

De acordo com a invenção, ela comporta também, de maneira característica, uma etapa 18 de extração distância-doppler, cujo papel é em particular, de determinar dentre
 30 as "presenças eco" obtidas no final da etapa 17 aquelas que

podem ser consideradas como relativas a um mesmo eco associado a um mesmo objeto. Com efeito, é conhecido que um alvo, em particular se ele reflete um sinal de elevado nível, pode dar origem à criação de várias informações de presença eco para posições correspondentes a cases distância-doppler adjacentes àquela correspondente à posição verdadeira do alvo. O objetivo da extração distância-doppler é, por conseguinte, de criar uma única detecção, denominada contato, a partir das presenças eco adjacentes provenientes de um mesmo alvo.

De acordo com a invenção, a operação de extração de contatos é, além disso, seguida de uma etapa 112 de purificação doppler-distância, cujo papel consiste em tratar os alvos retidos após extração e cujo nível é elevado. Com efeito, esses alvos apresentam geralmente lobos secundários, em doppler e em distância, que podem também, devido ao seu nível, ser detectados e considerados como alvos, à parte inteira, distintos do alvo real. O papel da purificação doppler-distância é de suprimir essas detecções parasitas.

O tratamento não coerente 12 efetua também as operações clássicas de desviometria em distância e de desviometria em azimute, de modo a caracterizar cada cabo extraído por sua posição em distância e sua posição angular. Essas operações realizadas respectivamente durante as etapas 113 e 114 são completadas por uma etapa 115 de purificação em azimute. O papel da purificação em azimute é de conservar apenas um cabo, quando um mesmo alvo cria detecções em vários feixes angulares.

Os contatos restantes são enfim o objeto de uma etapa

de limitação de carga 116 destinada a evitar a saturação da cadeia de tratamento de dados a jusante.

A fim de que qualquer interesse do processo, de acordo com a invenção, seja bem captado pelo técnico, apresentam-se, de maneira mais detalhada na seqüência da descrição, as etapas características que tornam esse processo particularmente apto a tratar os sinais recebidos por um radar passivo FM e, em particular, um radar passivo que funciona sobre emissões FM grande público.

10 Tem-se interesse, em uma primeira etapa, pelo tratamento coerente 11 e mais particularmente pelas seguintes etapas:

- formação das vias alvos despoluídas (etapa 13);
- regeneração do sinal de referência (etapa 15);
- 15 - cálculo das ambigüidades cruzadas sinal de referência / vias alvos despoluídas (etapa 14);
- cálculo da autoambigüidade do sinal de referência (etapa 19).

Consideram-se, agora, as figuras 2, 3 e 4, que 20 ilustram o princípio de funcionamento da etapa 13 de formação das vias alvos despoluídas.

Em funcionamento, o receptor de um radar passivo recebe um sinal direto, de nível muito elevado proveniente da fonte. Ele recebe também sinais provenientes de reflexos 25 sobre obstáculos fixos do sinal emitido pela fonte, reflexos esses ainda denominados multitrajeto, e, eventualmente, de outros sinais prejudiciais que podem, por exemplo, provir de outras fontes de emissão FM ou ainda de fontes diversas de poluição radioelétricas. Esses sinais, 30 embora fracos diante do sinal de trajeto direto, têm uma

potência suficiente para degradar a sensibilidade do radar. É por isso que é também necessário suprimi-los. É o papel da etapa 13 do processo.

O princípio da etapa 13, de acordo com a invenção, consiste principalmente em proteger do sinal valvo 21 obtido a partir das diferentes vias de recebimento V_1 a V_N , um sinal $vopp_{tot}$ 22 que representa o mais precisamente possível os sinais indesejáveis que acompanham o sinal útil. Esse sinal $vopp_{tot}$ é obtido por meio de um processo de filtragem adaptativo aplicado aos sinais $Vopp_1$ a $vopp_{N-1}$ situados em um subespaço ortogonal à direção de observação considerada.

A etapa 13 utiliza assim, sob uma forma indireta, conhecida sob a denominação anglo-saxônica de "Generalized Sidelobe Cancelor" (GSC), um tratamento de tipo FAST com esforço direcional. A utilização de uma forma indireta de tipo GSC permite, em uma forma de utilização preferida, utilizar filtros de comprimento diferentes sobre as diferentes vias oposição e, por conseguinte, limitar a carga de cálculo.

A etapa 13 é tipicamente utilizada, usando-se:

- 1 filtro temporal 25 "longo" que permite otimizar a eliminação do sinal de trajeto direto e de seus multitrajeto distantes;
- N-2 filtros temporais 26 "mais breve" que permitem a eliminação de outras fontes prejudiciais, cuja potência menor não necessita da utilização dos filtros temporais longos.

Conforme ilustra a figura 2, a etapa 13 de formação de vias alvos despoluídas utiliza as seguintes operações:

- uma operação 23 de determinação do sinal valvo na direção de observação considerada;

- uma operação 24 de determinação dos sinais $vopp_1$ a $vopp_{N-1}$ a partir dos sinais fornecidos pelas vias de recebimento e da matriz O ;

- uma operação 27 de filtragem dos sinais $vopp_{N-1}$ por meio dos filtros oposições $h_1[k]$ a $h_{N-1}[k]$;

- uma operação 28 de soma dos sinais $vopp_1$ a $vopp_{N-1}$ filtrados para se obter o sinal $vopp_{tot}$ destinado a ser retraído do sinal valvo;

- uma operação 29 de subtração propriamente dita do sinal $vopp_{tot}$ no sinal valvo para formar o sinal alvo despoluído.

No que se refere à operação 23 de cálculo do sinal valvo 21, esta é realizada, considerando-se:

- por um lado, o vetor $v(k)$ dos sinais recebidos sobre N vias recebimentos:

$$v(k) = \begin{bmatrix} v_1(k) \\ \vdots \\ v_N(k) \end{bmatrix} \text{ com } k \text{ variando de } 1 \text{ a } N \quad [2],$$

- por outro lado, a direção de observação considerada: θ_{obs} ,

- por outro lado, ainda os valores $d_i(\theta_{obs})$ dos diagramas de radiação das N antenas correspondentes às N vias de recebimento na direção θ_{obs} (i variando de 1 a N).

De acordo com a invenção, o sinal valvo é obtido, realizando-se o produto do vetor v que representa o sinal recebido por um vetor d tal que o resultado do produto

maximiza a relação sinal com ruído (RSB) da via alvo sobre ruído clareado, sob dificuldade de:

- focalização dos sinais provenientes da direção θ_{obs}
- não distorção dos sinais provenientes da direção

5 θ_{obs} ,

O vetor d é, portanto, o vetor diretor associado à direção de observação θ_{obs} e se pode assim escrever, de acordo com a invenção:

$$valvo(k) = d^H v(k) \quad [3]$$

10 no qual d^H representa o vetor transconjugado do vetor d , do qual a expressão é dada por:

$$d = \begin{pmatrix} d_1(\theta_{obs}) \\ d_2(\theta_{obs}) \\ \vdots \\ d_N(\theta_{obs}) \end{pmatrix} \quad [4]$$

15

A operação objeto do cálculo 24 de determinação dos sinais v_{opp1} a v_{oppN} consiste em aplicar uma matriz O aos sinais V_1 a V_N recebidos para serem obtidos $v_{opp}(k)$, tendo por característica serem ortogonais à dificuldade d .

20 De acordo com a invenção, a matriz O é assim uma matriz puramente espacial de dimensão $(N-1, N)$ verificando as seguintes relações:

$$O \cdot d = 0 \quad [5],$$

e

$$25 \quad \text{fileira } (O) = N-1 \quad [6]$$

Qualquer matriz O que satisfaça as relações [5] e [6] é utilizável para a etapa 13. Um método de construção preferida dessa matriz O é descrito a seguir.

30 O cálculo 24 dos sinais $v_{opp}(k)$ a partir da matriz O é feito em duas operações 31 e 32 ilustradas na figura 3.

A primeira operação, 31, consiste em aplicar os sinais v_1 a v_N , uma matriz B de fileira $N-1$ verificando a igualdade: $B.d = 0$. Essa matriz é definida como a matriz de dimensão $(N-1, N)$, constituída das $N-1$ primeiras linhas do
 5 projetor ortogonal P sobre d^1 definido pela seguinte relação:

$$P = I_{N,N} - \frac{dd^H}{d^H d} \quad [7]$$

na qual

10 $I_{N,N}$ representa a matriz de identidade de dimensão (N,N) .

A matriz B de dimensão $(N-1,N)$ verifica a relação: $B.d = 0$.

A aplicação da matriz B às componentes $v_i(k)$ (i variando de 1 a N) do sinal recebido fornece um conjunto de
 15 $N-1$ sinais $b_i(k)$ ortogonais à dificuldade d .

A segunda operação, 32, consiste em aplicar aos sinais b_i oriundos da operação precedente uma matriz F de dimensão $(N-1, N-1)$, de forma que o sinal vopp resultante apresenta
 20 para sua componente $vopp_1$, que corresponde à via sobre a qual é aplicado o filtro temporal mais longo, uma maximização da relação da potência do sinal de referência à potência do ruído térmico. Essa matriz F é definida pela seguinte relação:

$$25 \quad F = \begin{bmatrix} w^H_{ref} \\ 0 \quad I_{N-2,N-2} \end{bmatrix} \quad [8]$$

na qual

$I_{N-2,N-2}$ representa a matriz identidade de dimensão $(N-2,N-2)$.

W_{ref}^H representa no caso o transconjugado do vetor W_{ref} definido pela relação a seguir:

$$W_{\text{ref}} = R_b^{-1} \cdot B \cdot d_{\text{ref}} \quad [9]$$

na qual

5 R_b representa a matriz de covariância do ruído térmico a nível dos sinais b_i e d_{ref} o vetor diretor do sinal de referência a nível das N vias de recebimento, vetor que tem por expressão:

$$10 \quad d_{\text{ref}} = \begin{pmatrix} d_1(\theta_{\text{ref}}) \\ d_2(\theta_{\text{ref}}) \\ \vdots \\ d_N(\theta_{\text{ref}}) \end{pmatrix} \quad [10]$$

O vetor W_{ref} constitui o vetor das ponderações espaciais a aplicar aos sinais b_i para maximizar a relação da potência do trajeto de referência sobre a potência de ruído térmico sobre a via $vopp_1$.

Deve ser observado, além disso, que, caso se chame R a matriz de covariância do ruído térmico considerado sobre as N vias de recebimento, se pode escrever:

$$20 \quad R_b = B \cdot R \cdot B^H \quad [11]$$

O ruído térmico sendo suposto espacialmente clareado sobre as N vias de recebimento, tem-se: $R = I_{N,N}$ e, por conseguinte: $R_b = B \cdot B^H$. O vetor W_{ref} tem, então, por expressão:

$$25 \quad W_{\text{ref}} = (B \cdot B^H)^{-1} \cdot B \cdot d_{\text{ref}} \quad [12]$$

Por conseguinte, a matriz O se define, portanto, como o produto: $O = F \cdot B$.

Conforme foi dito anteriormente, o papel principal da etapa 1 consiste na elaboração do sinal $vopp_{\text{tot}}$ que subtraído do sinal valvo. De acordo com a invenção, o sinal

vopp_{tot} é realizado por filtragem a partir dos sinais vopp₁ a vopp_{N-1}. A filtragem utilizada é de tipo adaptativa e tem por objeto obter um sinal vopp_{tot}, permitindo eliminar ao máximo as componentes de sinal indesejáveis. Sua realização se traduz na prática pela aplicação sobre cada sinal vopp₁ a vopp_{N-1} de um filtro temporal, cujos coeficientes são recalculados periodicamente com a única finalidade de produzir a cada instante o sinal vopp_{tot} desejado. O princípio de cálculo dos diferentes coeficientes do filtro, aplicado a cada sinal vopp_i (i variando de 1 a N-1), é apresentado na seqüência da descrição.

Para efetuar esse cálculo, formam-se inicialmente os seguintes dois vetores:

- voop(k) vetor dos valores dos sinais de oposição, composto de amostras temporais dos sinais vopp_i (i variando de 1 a N-1) considerados em diferentes instantes sucessivos em torno do instante k,

- h vetor dos coeficientes dos filtros aplicados aos sinais vopp_i.

Denomina-se, por outro lado, valvo(k) o valor do sinal valvo para o instante k (amostra temporal k) considerado.

Esses dois vetores têm respectivamente por expressão:

$$- \text{vopp}(k) = \begin{pmatrix} v_{\text{opp},1}(k+R_1) \\ \vdots \\ v_{\text{opp},1}(k-R_1) \\ v_{\text{opp},2}(k+R_2) \\ \vdots \\ v_{\text{opp},2}(k-R_2) \\ \vdots \\ v_{\text{opp},N-1}(k+R_2) \\ \vdots \\ v_{\text{opp},N-1}(k-R_2) \end{pmatrix}$$

$$-h = \begin{pmatrix} h_1(-R_1) \\ \vdots \\ h_1(R_1) \\ h_2(-R_2) \\ \vdots \\ h_2(R_2) \\ \vdots \\ h_{N-1}(-R_2) \\ \vdots \\ h_{N-1}(R_2) \end{pmatrix}$$

na qual R representa o retardo do filtro oposição aplicado
 10 ao sinal v_{opp1} , o comprimento L_1 do filtro, isto é, o
 número de coeficientes, sendo igual a $2R_1 + 1$ e na R_2
 representa o retardo dos filtros oposições aplicado aos
 sinais v_{opp2} a v_{oppN-1} , o comprimento L_2 dos filtros sendo
 igual a $2R_2+1$.

15 O sinal $valvo_{dep}$ correspondente à via alvo despolidada
 tem, por conseguinte, por expressão:

$$vcible_{dep}(k) = vcible(k) - h^H \cdot v_{opp}(k) \quad [13]$$

De acordo com a invenção, o vetor h é calculado de
 forma a minimizar a função custo J definida sobre K
 20 amostras de sinal pela seguinte relação:

$$J = \sum_{k=1}^K |v_{cible}(k) - h^H \cdot v_{opp}(k)|^2 \quad [14]$$

O filtro h minimizando o critério J é, então, definido
 pela seguinte relação:

$$h = \Gamma_{v_{opp}, v_{opp}}^{-1} \cdot \Gamma_{v_{opp}, vcible} \quad [15]$$

na qual $\Gamma_{vopp,vopp}$ representa a matriz definida pela seguinte relação;

$$\Gamma_{vopp,vopp} = \sum_{k=1}^K vopp(k) \cdot vopp(k)^H \quad [16]$$

5 e na qual $\Gamma_{vopp,vcible}$ representa o vetor definido pela seguinte relação:

$$\Gamma_{vopp,vcible} = \sum_{k=1}^K vopp(k) \cdot vcible(k)^H \quad [17]$$

De acordo com a invenção, a solução retida pelo
10 cálculo de h é, portanto, do tipo algoritmo dos menores quadrados deterministas em versão bloco.

Deve ser observado que, a fim de melhorar o condicionamento, crítico ao mesmo tempo sobre o eixo espacial, e sobre o eixo temporal em razão do elevado nível
15 de rejeição dos filtros receptores em limite de faixa, a matriz $\Gamma_{vopp,vopp}$ é sobrecarregada previamente ao cálculo do vetor h , segundo um princípio bem conhecido do técnico.

Para otimizar os desempenhos da formação das vias despolidas, o cálculo do vetor h pode ser revelado sobre
20 blocos de dados que se recobrem parcialmente.

O cálculo bruto dos termos da matriz $\Gamma_{vopp,vopp}$ necessita de estimar separadamente um número N_T de termos igual a $(L_1 + (N-2)L_2)(L_1 + (N-2)L_2+1)/2$, número que corresponde aos termos situados na parte triangular
25 superior da matriz hermitiana $\Gamma_{vopp,vopp}$. A carga de cálculo necessária a esse cálculo é conseqüente e é porque, em uma

forma de utilização preferida, o processo, de acordo com a invenção, realiza esse cálculo, aproveitando a estrutura particular da matriz $\Gamma_{vopp,vopp}$. Com efeito, a matriz hermitiana $\Gamma_{vopp,vopp}$ pode ser escrita sob a seguinte forma:

$$5 \quad \Gamma_{vopp,vopp} = \begin{bmatrix} \Gamma_{vopp_1,vopp_1} & \Gamma_{vopp_1,vopp_2} & \dots & \Gamma_{vopp_1,vopp_{N-1}} \\ \Gamma_{vopp_1,vopp_2}^H & \Gamma_{vopp_2,vopp_2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \Gamma_{vopp_{N-2},vopp_{N-1}} \\ \Gamma_{vopp_1,vopp_{N-1}}^H & \dots & \Gamma_{vopp_{N-2},vopp_{N-1}}^H & \Gamma_{vopp_{N-1},vopp_{N-1}} \end{bmatrix} \quad [18]$$

em cada uma das submatrizes hermitianas $\Gamma_{vopp,vopp}$ da matriz $\Gamma_{vopp,vopp}$ tendo, além disso, a seguinte estrutura:

$$10 \quad \Gamma_{vopp_i,vopp_i} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^K vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i) & \sum_{k=1}^K vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i-1) & \dots & \sum_{k=1}^K vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k-R_i+1) \\ (\sum_{k=1}^K vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i-1))^* & \sum_{k=0}^{K-1} vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ (\sum_{k=1}^K vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k-R_i+1))^* & \dots & \dots & \sum_{k=1-L_i+1}^{K-L_i+1} vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i) \end{bmatrix} \quad [19]$$

Dessa forma, para qualquer linha m e para qualquer coluna n da matriz $\Gamma_{vopp_i,vopp_i}$, pode-se escrever, para $m < n$:

$$15 \quad \Gamma_{vopp_i,vopp_i}(m,n) = \sum_{k=1}^K vopp_i(k+R_i+1-m) \cdot vopp_i^*(k+R_i+1-n) \quad [20]$$

ou ainda:

$$\Gamma_{vopp_i,vopp_i}(m,n) = \sum_{k=2-m}^{K-m+1} vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i+(m-n)) \quad [21]$$

20 ou ainda:

$$\begin{aligned} \Gamma_{vopp_i,vopp_i}(m,n) &= \overbrace{\sum_{k=2-m}^0 vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i+(m-n))}^{(1)} + \\ &\quad \overbrace{\sum_{k=1}^{K-L_i+1} vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i+(m-n))}^{(2)} + \\ &\quad \overbrace{\sum_{k=K-L_i+2}^{K-m+1} vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i+(m-n))}^{(3)}. \end{aligned} \quad [22]$$

Consultando-se a relação [22], constata-se que os termos (1), (2) e (3) constituem, respectivamente, as somas de $(m-1)$, $(K-L_i)$ e $(L_i - m)$ produtos. Constata-se, além disso, que o termo (2) depende apenas da diferença $(m-n)$, e
 5 que tem, portanto, apenas de ser calculado de uma vez para todos os termos de situados $\Gamma_{voppi,vopp}$ sobre uma mesma subdiagonal. Constata-se enfim que a carga de cálculo consecutiva aos cálculos dos termos (1) e (3) é desprezível à medida que $K-L_i \gg L_i-1$.

10 Desse modo, a estimativa das submatrizes $\Gamma_{voppi,vopp}$ é, portanto, assimilável, na primeira ordem, em termos de carga de cálculo, ao cálculo de L_i valores (os L_i valores do termo (2), enquanto que em um cálculo bruto ela corresponde ao cálculo de $L_i (L_i + 1)/2$ valores, esses
 15 valores correspondendo ao número de termos situados na parte triangular superior da matriz hermitiana $\Gamma_{voppi,vopp}$.

Procedendo-se de forma análoga, é possível calcular com menor custo os termos das submatrizes $\Gamma_{voppi,vopp}$ (com $i \neq j$) que ficam situados sobre uma mesma subdiagonal.

20 O cálculo do termo (2) para cada subdiagonal constitui, portanto, a maior parte da carga de cálculo. Ele consiste para uma matriz de tipo $\Gamma_{voppi,vopp}$ em avaliar o termo $C(m-n)$ definido pelos parâmetros m (número de linha) e n (número de coluna) pela seguinte relação:

25

$$C(m-n) = \sum_{k=1}^{K-L_i+1} vopp_i(k+R_i) \cdot vopp_i^*(k+R_i+(m-n)) \quad [23]$$

Com:

- $m \leq n$;
- $1 \leq m \leq L_i$;
- $1 \leq n \leq L_i$.

5 Para valores de L_i suficientemente importantes é vantajoso, em termos de carga de cálculo, efetuar a estimativa dos termos $C(m-n)$ no domínio espectral. Para isto, definem-se as seguintes grandezas:

- $N = K - L_i + 1$;
- 10 - $D = N + L_i - 1$;
- $vopp_{sincr}(k) = vopp_i(k + R_i + 1)$ para $k = 0, \dots, N-1$
- $vopp_{comp}(k) = vopp_i(k - R_i + 1)$ para $k = 0, \dots, D-1$

Em seguida, a partir de $vopp_{sincr}(k)$ e $vopp_{comp}(k)$, constroem-se por "0 padding" as seqüências $vopp_{sincrpad}(k)$ e
 15 $vopp_{comppad}(k)$ de comprimento S , S sendo a menor potência de 2 superior ou igual a $N + 2(L_i - 1)$. Depois, calculam-se $VFopp_{sincr}()$ e $VFopp_{comp}()$ que são respectivamente os resultados das transformadas de Fourier rápidas de $vopp_{comppad}(k)$ e $vopp_{sincrpad}(k)$.

20 Deduz-se de $VFopp_{sincr}$ e $VFopp_{comp}$ o sinal temporal $p(k)$ definido, para $0 \leq k \leq S-1$, por:

$$P(k) = FFT^{-1} (VFopp_{sincr}(|) VFopp_{comp}^*(|)).$$

Por conseguinte, para cada par (m,n) tal que se tem:

- $1 \leq m \leq L_i$,
- 25 - $1 \leq n \leq L_i$;
- $m \leq n$,

pode-se escrever:

$$\begin{aligned}
 C(m-n) &= \sum_{k=1}^N v_{opp_i}(k + R_i) \cdot v_{opp_i}^*(k + R_i + (m-n)) \\
 &= p(S - L_i + 1 - (m-n)) \text{ para } m-n \neq 1 - L_i, \\
 &= p(0) \quad \text{para } m-n = 1 - L_i
 \end{aligned}$$

5 Na prática, para maximizar a redução de carga fornecida pelo cálculo no domínio espectral, a estimativa dos valores dos sinais $p(k)$ é feita sobre vários sub-blocos temporais contíguos, de forma a utilizar FFT de tamanho reduzido. Os valores de $C(m-n)$ são, então, obtidos,
10 somando-se os valores dos sinais $p(k)$ calculados sobre os diferentes sub-blocos.

Esse princípio de passagem no domínio espectral, descrito anteriormente, pode evidentemente ser também utilizado para reduzir a carga de cálculo induzida pelo
15 cálculo dos termos do tipo $C(m-n)$ das matrizes $\Gamma_{v_{opp_i}, v_{opp_j}}$ com $i \neq j$, contanto, naturalmente, que os comprimentos L_i dos filtros se justifiquem. Pode também ser utilizado para efetuar o cálculo do vetor $\Gamma_{v_{opp}, v_{cible}}$.

Tem-se interesse no momento pela figura 4, que ilustra
20 o princípio aplicado para realizar a etapa 15 do processo, de acordo com a invenção, etapa de regeneração de um sinal de referência.

A fim de se obter o sinal de referência que permite efetuar a integração coerente e facilitar as etapas de
25 extração e de purificação doppler-distância do tratamento

não coerente, o processo, de acordo com a invenção, utiliza, conforme foi dito anteriormente, uma etapa dita "etapa de regeneração de um sinal de referência" que tem por finalidade obter um sinal de referência que seja o
5 máximo possível semelhante ao sinal emitido pela fonte. Esse sinal deve estar livre, como o sinal valvo, dos sinais oriundos dos trajetos múltiplos e das outras fontes potenciais prejudiciais.

Uma das características do tratamento de regeneração
10 de um sinal de referência é que ele deve discriminar, de forma cega, o sinal de referência dos outros sinais.

O método aplicado pelo processo, de acordo com a invenção, para realizar essa discriminação cega utiliza a propriedade de módulo constante dos sinais FM para
15 encontrar um jogo de ponderações puramente espaciais que, aplicado aos sinais recebidos sobre a antena, dá na saída a estimativa do sinal de referência.

Os algoritmos da família conhecida sob o acrônimo CMA da denominação anglo-saxônica "Constant Modulus Algorithm"
20 permitem realizar a igualdade cega de sinais de módulo constante.

Em uma forma de utilização preferida, o processo, de acordo com a invenção, utiliza uma variante de algoritmo CMA conhecida sob o acrônimo LS-CMA da denominação anglo-
25 saxônica "Least Square Constant Modulus algorithm". Esta oferece, com efeito, um bom compromisso entre desempenhos e

carga de cálculo. A figura 4 ilustra o princípio de funcionamento desse algoritmo.

O algoritmo LS-CMA é um algoritmo iterativo por bloco para o qual as ponderações aplicadas aos sinais de entrada v_1 a v_N são calculadas por iterações sucessivas sobre um mesmo bloco de dados. Ele tem por objeto a determinação do vetor v_{ref} e o vetor W_{CMA} soluções do problema dos menores quadrados, formulado pela seguinte relação:

$$\operatorname{argmin}_{W_{CMA}, v_{ref}} \| W_{CMA}^H \cdot v - v_{ref} \|^2 \quad [24]$$

na qual v , v_{ref} e W_{CMA} têm respectivamente por expressões:

$$v = \begin{bmatrix} v_1(1) & \dots & v_1(M) \\ \vdots & & \vdots \\ v_N(1) & \dots & v_N(M) \end{bmatrix}.$$

$$v_{ref} = [v_{ref}(1) \quad \dots \quad v_{ref}(M)]$$

$$W_{CMA} = \begin{bmatrix} W_{1CMA} \\ \vdots \\ W_{NCMA} \end{bmatrix}$$

V é a matriz dos sinais recebidos $v_i(k)$ sobre as N vias recebimento sobre a duração da integração coerente.

W_{CMA} é o vetor das ponderações CMA, permitindo reconstituir o sinal de referência tendo um módulo constante.

O sinal v_{ref} é quanto a ele o sinal de módulo constante que representa a estimativa do sinal de referência. É o sinal de referência dito "regenerado".

Uma particularidade do processo de tratamento, de acordo com a invenção, é que ele deve estar em condições de considerar a elevada dinâmica dos sinais tratados, o sinal de referência podendo ser recebido com um nível superior de 5 70dB àquele do ruído. Esse dinâmico importante pode ocasionar dificuldades de implementação dos cálculos numéricos correspondentes.

Para considerar essa particularidade dos sinais tratados, a etapa 15 do processo faz, como ilustra a figura 10 4, com que tenha início a operação 41 de avaliação propriamente dita das ponderações W_{CMA} , tal que ela é prevista pelo algoritmo CMA, por uma operação 42 dita de "clareador do espaço sinal" e de redução de dimensão.

A operação de clareador do espaço sinal começa pelo 15 cálculo da matriz de covariância R_v dos sinais captadores definida pela seguinte relação:

$$R_v = \frac{1}{M} \cdot v \cdot v^H \quad [25]$$

A matriz R_v (definida positiva) é, em seguida, diagonalizada em uma base ortonormalizado, segundo:

20
$$R_v = U_v D_v U_v^H$$

na qual os valores próprios de R_v são classificados por ordem decrescente sobre a diagonal de D_v .

As matrizes D_v e U_v são, em seguida, respectivamente utilizadas para construir as matrizes D_{vred} e U_{vred} , matrizes 25 extraídas de D_v e U_v conservando apenas os valores próprios dessas matrizes, e os vetores próprios associados, cuja

dinâmica em relação ao maior valor próprio de D_v é inferior a aproximadamente 50dB (operação dita de redução de dimensão). O filtro clareador F_b aplicado sobre os dados de entrada $v_i(k)$ é, então, deduzido de D_{Vred} e U_{Vred} pela

5 relação:

$$F_b = U_{Vred} \cdot D_{Vred}^{-1/2} \quad [26]$$

Por conseguinte, os dados de entrada clareados $V_{bi}(k)$ são obtidos a partir dos dados de entrada $v_i(k)$, utilizando a seguinte relação:

10 $V_b = F_b^H \cdot V \quad [27]$

Esses dados clareadores constituem, de acordo com a invenção, os dados de entrada do algoritmo iterativo LS-CMA.

Em uma primeira etapa, o vetor das ponderações

15 W_{CMAB_init} . Se o sinal de referência for o mais potente, pode-se utilizar o valor dado a seguir:

20
$$W_{CMAB} = W_{CMAB_init} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Depois, a cada iteração do algoritmo, um novo valor de W_{CMAB} é calculado segundo o algoritmo descrito abaixo:

- forma-se o vetor Y dos sinais obtidos na saída de formação de via com o valor de W_{CMAB} obtido com iteração

25 precedente. Y tem por expressão:

$$Y = W_{CMAB}^H \cdot V_b \quad [28]$$

- deduz-se de Y o vetor $Y_{\text{mod_cst}}$, associado a um sinal de módulo constante. $Y_{\text{mod_cst}}$ é um vetor, cujas componentes são obtidas, dividindo-se cada componente de Y por seu módulo:

$$5 \quad Y_{\text{mod_cst}} = [Y_i / |Y_i|]_i \quad [29]$$

- as componentes do vetor ponderação W_{CMAB} são visíveis a partir de $Y_{\text{mod_cst}}$ efetuando-se a seguinte operação:

$$W_{\text{CMAB}} = (Y_{\text{mod_cst}} \cdot \text{pinv}(V_b))^H \quad [30]$$

na qual pinv designa o inverso de Moore-Penrose.

10 Por conseguinte, após algumas iterações (da ordem de 5 a 10), deduz-se o valor das componentes do vetor ponderação W_{CMAB} buscado daquelas do vetor W_{CMAB} , aplicando a relação:

$$W_{\text{CMA}} = F_b \cdot W_{\text{CMAB}} \quad [31]$$

O vetor que representa o sinal de referência 43 é, 15 então, obtido, aplicando-se os coeficientes de ponderação no sinal de entrada 44.

Interessa-se, no presente, pela figura 5 que ilustra, de maneira esquemática, o princípio de funcionamento da operação feita, quando da etapa 14 do processo, de acordo com a invenção, etapa dita "de cálculo das ambigüidades 20 cruzadas sinal de referência / vias alvos despoluídas" que realiza a integração coerente propriamente dita dos sinais retro-difundidos pelos objetos observados, ou alvos. O objeto dessa etapa é de realizar uma análise do sinal 25 recebido sobre o eixo distância e sobre o eixo doppler,

através de células distância-doppler (m,n) de tamanho definido e em um domínio distância-doppler também definido.

Caso se considere, em uma primeira etapa, o número M de amostras temporais integradas em coerência, o número máximo D de defasagens distância testadas, o sinal de referência $V_{ref}[k]$ obtido pela etapa 15 do processo para $0 \leq k \leq M-1$ e o sinal alvo despoluído $v_{alvodep}[k]$ obtido pela etapa 13 para $0 \leq k \leq M-1+D$, os sinais refletidos pelos alvos sendo, por outro lado, considerados como versões retardadas e dopplerizadas, isto é, afetadas por uma defasagem freqüencial devido aos movimentos do alvo, do sinal de referência, a integração coerente feita pelo processo, de acordo com a invenção, consiste em calcular a quantidade $amb(m,n)$, denominada ambigüidade cruzada. Essa quantidade é dada pela seguinte relação:

$$amb(m,n) = \sum_{k=0}^{M-1} v_{ref}[k] v_{alvodep}^*[k+m] e^{j \frac{2\pi nk}{M}} \quad [32]$$

na qual $v_{alvodep}^*[k]$ corresponde ao conjugado de $v_{alvodep}[k]$ e na qual o parâmetro m, compreendido entre 0 e D, caracteriza o retardo do sinal alvo em relação ao sinal de referência e o parâmetro n, compreendido entre 0 e M-1, caracteriza a freqüência doppler bi-estática do alvo.

O cálculo da função $amb(m,n)$ pode naturalmente ser realizado de forma direta, calculando, para cada valor de k e de m, os produtos do tipo $v_{ref}[k] v_{alvodep}^*[k+m]$, depois avaliando os FFT dos sinais temporais assim obtidos para cada valor de m. Todavia, a carga de cálculo resultante

desse cálculo é geralmente excessiva. É por isso que, no processo, de acordo com a invenção, se utiliza um método de cálculo rápido indireto, que induz vantajosamente uma carga de cálculo mais fraca. O princípio desse método é descrito na seqüência da descrição.

O princípio do método descrito no caso se baseia no fato de, a velocidade dos alvos a tratar não excedendo 2 a 3 vezes a velocidade do som, a freqüência doppler máxima a instrumentar, f_{dmax} ser muito inferior à freqüência doppler ambígua para uma freqüência de amostragem da ordem de 150 kHz.

Assim, por exemplo, para um radar passivo que funciona na faixa FM grande público, isto é, a uma freqüência próxima de $f = 100$ MHz, f_{dmax} tem por valor:

$$F_{dmax} = 2v_{max}/\lambda \approx 2.1000/3 = 667 \text{ Hz.}$$

Por conseguinte, é possível negligenciar a variação da fase doppler do sinal recebido sobre sub-blocos de algumas dezenas de amostras sucessivas.

Assim, a variação de fase doppler dos sinais recebidos podendo ser negligenciada sobre algumas dezenas de amostras consecutivas, é possível estimar a ambigüidade cruzada, efetuando-se cálculos de correlação unicamente sobre o eixo distância sobre sub-blocos de L amostras, depois calculando-se a FFT dessas correlações em distância. O cálculo das correlações distâncias pode, além disso, ser efetuado no domínio espectral, o que tem por efeito diminuir sensivelmente a carga de cálculo. É com base nesses princípios que é baseado o tratamento feito.

De acordo com essa forma de utilização preferida, o cálculo das ambigüidades cruzadas é feito em duas etapas.

A primeira etapa consiste em calcular, sobre sub-blocos 51 e 52 de L amostras do sinal de referência regenerado e do sinal alvo despoluído, as correlações distância elementares $\text{cdist}(m,s)$ 53 definidas pela seguinte
5 relação:

$$\text{cdist}(m,s) = \sum_{k=sL}^{(s+1)L-1} v_{\text{réf}}[k] v_{\text{alvodep}}^*[k+m] \quad [33]$$

com:

$$0 \leq m \leq D;$$

10 $0 \leq s \leq M/L-1$, considerando-se no caso um valor inteiro dividindo M .

A fim de reduzir a carga de cálculo, o cálculo das correlações distância elementares $\text{cdist}(m,s)$ é feito no domínio espectral, e não diretamente.

15 Dessa forma, caso se considere, por exemplo, o caso em que s é igual a 0, o cálculo das correlações distâncias elementares $\text{cdist}(m,s)$ é feito a partir da relação:

$$\text{cdist}[m] = \sum_{k=0}^{L-1} v_{\text{réf}}[k] v_{\text{alvodep}}^*[k+m], \text{ com } 0 < m < D \quad [34]$$

20

O cálculo de $\text{cdist}(m)$ no domínio espectral pode, então, ser descrito conforme a seguir:

seja L_2 a mais baixa potência de 2 superior ou igual a $L+2D$. Constrói-se por "zero padding", a partir de $v_{\text{réf}}[k]$
25 (para $0 \leq k \leq L-1$), o sinal $v_{\text{refpad}}[k]$ (para $0 \leq k \leq L_2-1$). Constrói-se também, sempre por "zero padding", a partir de $v_{\text{alvodep}}[k]$ (para $0 \leq k \leq L-1+D$), o sinal $v_{\text{alvodeppad}}[k]$ (para $0 \leq k \leq L_2-1$).

Em seguida, calculam-se as grandezas V_{frefpad} e V_{falvodep} ,
30 aplicando-se respectivamente sobre os sinais V_{frefpad} e

$Vf_{alvodep}$, calcula-se enfim o sinal $p[k]$ definido para $0 \leq k \leq L_2-1$ pela seguinte relação:

$$p = FFT^{-1}(Vf_{réfpad} Vf_{cibledep}^*), \quad [35]$$

5 Dessa forma, $cdist(m)$ é obtido pela seguinte relação:

$$\begin{aligned} Cdist[m] &= p(0) \quad \text{para } m = 0, \\ &= p(L_2-m) \quad \text{para } 1 \leq m \leq D \end{aligned} \quad [36]$$

A segunda etapa 54 consiste em deduzir correlações distância elementares $cdist(m,s)$ assim calculadas, os
10 valores de ambigüidades cruzadas $amb(m,n)$, aplicando-se a seguinte relação:

$$Amb(m, -n) = FFT_s(cdist_{pad}(m, s))_{s=-n} \quad [37]$$

Com:

- $0 \leq m \leq D$,
- 15 - $0 \leq m \leq M_{L,2}-1$, $M_{L,2}$ representando a mais baixa potência de 2 superior ou igual a M/L .

Na relação [37], FFT_s designa um cálculo de FFT em relação à variável s e $cdist_{pad}(m,s)$ representa a grandeza deduzida de $cdist(m,s)$ por uma operação de "zero-padding"
20 realizada em relação à menor potência de 2 superior ou igual a M/L , anotada com $M_{L,2}$.

No final dessas duas etapas de cálculo, são obtidas assim as ambigüidades cruzadas calculadas para cada par de valores (m,n) do domínio distância/doppler de interesse.

25 Tem-se interesse, agora, pela etapa 19 de cálculo da auto-ambigüidade do sinal de referência. O conhecimento da auto-ambigüidade do sinal de referência obtido no final da etapa 15 é necessário à utilização das etapas 111 e 112, de Cálculo da Faixa em 3dB do sinal de Referência e de
30 Purificação doppler-distância, do tratamento incoerente.

Por analogia com a ambigüidade cruzada sinal de referência / via alvo despoluída (cf. relação [1]), a auto-ambigüidade do sinal de referência é definida pela seguinte relação:

$$\text{autoamb}(m,n) = \sum_{k=0}^{M-1} v_{\text{réf}}[k] v_{\text{cref}}^*[k+m] e^{\frac{j2\pi nk}{M}} \quad [38]$$

na qual:

- M representa o número de amostras temporais integradas em coerência;
- D representa o número máximo de defasagens distâncias testadas para a detecção de alvos;
- $v_{\text{réf}}[k]$, o sinal de referência medido para $0 \leq k \leq M-1$;
- $v_{\text{cref}}[k]$, o sinal de referência medido aumentado dos D casos distâncias precedentes e seguintes. $-D \leq k \leq M-1 + D$.

O parâmetro m, compreendido entre -D e D, representa um retardo positivo ou negativo, e o parâmetro n, compreendido entre 0 e M-1, representa a frequência Doppler bi-estática.

Conforme no caso da ambigüidade cruzada, o cálculo direto de $\text{autoamb}(m,n)$ leva geralmente a uma carga de cálculo importante, até mesmo proibitiva. É por isso que, no processo, de acordo com a invenção, esse cálculo é feito por um método alternativo análogo àquele conservado para o cálculo das ambigüidades cruzadas. Esse método, que consiste, em uma primeira etapa, em calcular, no domínio espectral, as auto-correlações "puramente distâncias" sobre sub-blocos de L amostras, depois, em uma segunda etapa, em avaliar as FFT, é descrito a seguir.

A primeira etapa consiste em calcular, sobre sub-blocos de L , amostras, auto-correlações distantes elementares $\text{acdist}(m,s)$ definidas pela seguinte relação:

$$\text{acdist}(m,s) = \sum_{k=sL}^{(s+1)L-1} v_{\text{réf}}[k] v_{\text{créf}}^*[k+m] \quad [39]$$

na qual m representa um inteiro tal que $-D \leq m \leq D$ e s um inteiro tal que $0 \leq s \leq M/L-1$, L representando um inteiro dividindo M .

A segunda etapa consiste em calcular, a partir das auto-correlações distâncias elementares $\text{acdist}(m,s)$, os valores das auto-ambigüidades $\text{auto-amb}(m,n)$ definidos por:

$$\text{auto-amb}(m,-n) = \text{FFT}_s(\text{acdist}_{\text{pad}}(m,s))_{s=-n}$$

na qual $\text{acdist}_{\text{pad}}(m,s)$ representa o sinal deduzido de $\text{acdist}(m,s)$ por "zero-padding" em relação à mais baixa potência de 2 superior ou igual a M/L , anotada com M_{L-2} e na qual FFT_s designa um cálculo de FFT em relação à variável s .

O parâmetro m está, no caso, compreendido entre $-D$ e D , e o parâmetro n entre 0 e $M_{L-2}-1$.

Para reduzir a carga de cálculo, o cálculo das auto-correlações distâncias elementares $\text{acdist}(m,s)$ é feito, como cálculo das correlações elementares $\text{cdist}(m,s)$ intervindo quando da etapa 14, no domínio espectral, e não de maneira direta. O cálculo das auto-correlações distâncias elementares $\text{acdist}(m,s)$ no domínio espectral é descrito abaixo para um valor nulo de s , a fim de alijar as anotações. Tem-se então:

$$\text{acdist}[m] = \sum_{k=0}^{L-1} v_{\text{réf}}[k] v_{\text{créf}}^*[k+m] \quad [40]$$

com $-D \leq m \leq D$,

seja L_2 a mais baixa potência de 2 superior ou igual a $L+4D$. Constrói-se por "zero padding", a partir de $v_{\text{ref}}[k]$ definido para $0 \leq k \leq L-1$, o sinal $v_{\text{refpad}}[k]$ definido para 0
 5 $\leq k \leq L_2-1$.

constrói-se da mesma forma por defasagem de D amostras e "zero padding", a partir de $v_{\text{cref}}[k]$ definido para $-D \leq k \leq L-1+D$, o sinal $v_{\text{crefpad}}[k]$ definido para $0 \leq k \leq L_2-1$.

calculam-se, em seguida, as grandezas Vf_{refpad} e
 10 Vf_{crefpad} , aplicando-se respectivamente sobre os sinais Vf_{refpad} e Vf_{crefpad} dos FFT sobre L_2 pontos.

A partir de Vf_{refpad} e Vf_{crefpad} , calcula-se o sinal $p[k]$ definido para $0 \leq k \leq L_2-1$ pela relação:

$$P = \text{FFT}^{-1}(Vf_{\text{refpad}} \text{ e } Vf_{\text{crefpad}}^*) \quad [41]$$

15 Dessa forma, $\text{acdist}(m)$ é obtido pela seguinte relação:

$$\begin{aligned} \text{Acdist}[m] &= p(0) \quad \text{para } m = -D, \\ &= p(L_2 - (m+D)) \quad \text{para } -D+1 \leq m \leq D \end{aligned} \quad [42]$$

A auto-ambigüidade $\text{autoamb}(m,n)$ do sinal de referência assim determinada para cada caso distância-doppler é
 20 utilizada, quando das etapas de cálculo da faixa em 3dB do sinal de referência (111) e de purificação doppler-distância (112).

Tem-se interesse, em uma segunda etapa, pelo tratamento não coerente 12 e, mais particularmente, pelas
 25 etapas seguintes:

- cálculo da faixa em 3dB do sinal de referência (etapa 111)
- extração doppler-distância (etapa 18)
- purificação doppler-distância (etapa 112).

Tratando-se das etapas características do tratamento não coerente, tem-se interesse inicialmente pelas figuras 6 e 7 que ilustram o princípio de funcionamento da etapa 18 de extração distância-doppler.

5 A etapa de extração distância-doppler é aplicada às informações de "presença eco", ou PE, obtidas de maneira conhecida a partir das amostras do sinal de ambigüidade cruzado calculado pelo tratamento coerente e da estimativa de ambiente associada a cada amostra, aplicando a essas
10 amostras uma operação de normalização e de detecção de tipo TFAC conhecida, por outro lado, e não descrita aqui. Durante essa operação o nível de sinal, correspondente a cada amostra, ou caso distância-doppler, é normalizado pelo nível ambiente que lhe é associado, depois comparado a um
15 limite fixado. Por conseguinte, cada caso distância-doppler, cujo nível normalizado ultrapassa o limite, é detectado e marcado como representando uma presença eco ou PE.

Todavia, conforme ilustra a figura 6 para o eixo
20 distância, é conhecido que um alvo, cuja função de ambigüidade é centrada sobre um caso dado, pode dar origem à detecção de vários PE, uma detecção 61 no caso distância-doppler na qual se situa realmente no alvo e outras detecções 62 nos casos distância-doppler adjacentes ao caso
25 distância-doppler, na qual se situa o alvo. Isto é devido ao fato de o lobo principal da função de ambigüidade cruzada ter uma certa largura, função da faixa em 3dB do sinal de referência, e apresentar flancos cuja rigidez é finita.

30 Para tratar esse fenômeno de criação de PE múltiplos a

partir de um alvo único é conhecida a utilização de, após detecção das PE, uma operação de extração distância/doppler, cujo objeto é de criar uma única detecção, denominada contato, a partir de PE adjacentes, 5 provenientes verdadeiramente de um mesmo alvo. Todavia, no contexto particular de um radar passivo FM essa operação apresenta um certo número de características específicas.

O método de extração aplicado, de acordo com a invenção, consiste em reter apenas uma única PE por alvo, 10 conservando dentre o conjunto de PE obtidas apenas PE correspondentes a máximas locais das ambigüidades cruzadas sobre os eixos distância e Doppler. Ora, a relação frequência de amostragem sobre largura de faixa em 3dB dos sinais FM, relação que fixa, em particular a extensão 15 distância, em número de casos, do lobo principal da auto-ambigüidade, flutua no tempo, de modo que o número de casos distâncias consideradas para o teste de máximo local deve ser ajustado dinamicamente ao valor desse parâmetro.

É por isso que a extração doppler-distância consiste 20 no caso em criar um contato a partir de uma detecção em um caso distância-doppler (n_{dop}, n_{dist}) , verifica a seguinte relação:

$$\logmod(n_{dop}, n_{dist}) > \logmod(n_{dop} + i, n_{dist} + j) \quad [43]$$

25 para cada caso distância-doppler $(n_{dop} + i, n_{dist} + j)$ pertencente, conforme ilustra a figura 7, a uma proximidade E, formado da reunião dos grupos de casos distância-doppler 71 a 74 envolvendo o caso 75 considerado e definido por:

$$\begin{aligned}
 E = & \{ [n_{\text{dop}} - 1, n_{\text{dop}} + 1] \times [n_{\text{dist}} - n_{\text{ssechdist}}, n_{\text{dist}} - 1] \} \\
 & \cup \{ n_{\text{dop}} - 1, n_{\text{dist}} \} \cup \{ n_{\text{dop}} + 1, n_{\text{dist}} \} \\
 & \cup \{ [n_{\text{dop}} - 1, n_{\text{dop}} + 1] \times [n_{\text{dist}} + 1, n_{\text{dist}} + n_{\text{ssechdist}}] \}
 \end{aligned} \tag{44}$$

5 na qual $n_{\text{ssechdist}}$ representa o inteiro o mais próximo (EPP) da relação $(F_{\text{ech}}/B_{3\text{dB}})$, $B_{3\text{dB}}$ representando a estimativa da faixa passante a 3dB do sinal FM recebido para a passagem comum.

10 Conforme se pode constatar no que precede, a etapa 18 de extração, de acordo com a invenção, necessita, para ser realizada, de conhecer o valor $B_{3\text{dB}}$ da faixa do sinal 3dB. O processo, de acordo com a invenção, determina essa faixa $B_{3\text{dB}}$, utilizando sobre o sinal de referência regenerado uma etapa 111 de cálculo.

15 De acordo com a invenção, a faixa a 3dB do sinal de referência é deduzida da função de auto-ambigüidade do sinal de referência regenerado, aplicando o método descrito a seguir:

20 O corte, segundo o eixo distância da função de auto-ambigüidade, é aproximável em escala linear e em torno da distância nula, por uma gaussiana. Resulta daí que, em escala logarítmica, o corte distância é assimilável a uma parábola:

$$\text{Auto-amb-dist-log}(d) = a d^2 + b d + c \tag{45}$$

25 na qual:

- Auto-amb-dist-log(d) é o módulo logarítmico do corte distância da função de auto-ambigüidade, d caracterizando a variável distância;

30 - a, b e c designam os coeficientes da parábola, modelizando o corte distância em escala logarítmica.

O corte distância da função de auto-ambigüidade sendo máximo a distância nula, o coeficiente b é nulo.

A largura do lobo do corte distância da função de auto-ambigüidade em escala logarítmica não depende do
5 coeficiente c (que fixa o valor da função de auto-ambigüidade a distância nula), mas unicamente do coeficiente a.

O valor do coeficiente a pode ser estimado, a partir da função de auto-ambigüidade do sinal de referência
10 calculado na etapa (19) pelo método descrito a seguir, ou qualquer outro algoritmo de aproximação parabólica.

Seja $\text{auto_amb_log}(m,n) = 20 \cdot \log_{10} |\text{auto_amb}(m,n)|$ o módulo logarítmico da função de auto-ambigüidade calculada na etapa (19).

$$15 \quad a = \frac{\sum_{i=-2}^2 i^2 (\text{auto_amb_log}(i,0) - \text{auto_amb_log}(0,0))}{\sum_{i=-2}^2 i^4} \quad [46]$$

A auto-correlação do sinal de referência em escala
20 linear sendo suposta gaussiana, a DSP do sinal de referência é também gaussiana. Sua faixa em 3dB pode se deduzir de a, por:

$$25 \quad B_{3dB} = \frac{\sqrt{2 \ln(2)}}{\pi \sqrt{-10 \frac{\log_{10}(e)}{a f_{ech}^2}}} \quad [47]$$

na qual f_{ech} designa a freqüência de amostragem.

O valor B_{3dB} da faixa a 3dB assim obtido na saída da etapa 111 é utilizado, quando da etapa 18, para o cálculo
30 de $n_{ssechdist}$.

Tem-se interesse, agora, pela figura 8 que ilustra o princípio de funcionamento da etapa 112 de purificação doppler-distância, de acordo com a invenção.

Essa etapa tem por objeto eliminar os contatos
5 parasitas correspondentes aos lobos secundários em distância/doppler de alvos de elevado nível.

Com efeito, o sinal de referência de natureza FM apresenta em distância e em doppler dos lobos secundários de nível elevado e relativamente afastados do lobo
10 principal. Esses lobos secundários podem criar, quando da etapa 17 de Normalização e de Pesquisa de Detecções, das presenças eco (PE) que não são eliminadas pela etapa 18 de extração doppler-distância que analisa cada PE através de seu ambiente próximo.

15 Para realizar essa operação de purificação doppler-distância, o processo, de acordo com a invenção, utiliza o sinal de auto-ambigüidade distância-doppler do sinal regenerado.

De acordo com a invenção, os contatos extraídos são
20 classificados por ordem de nível decrescente. O tratamento consiste então em transladar a função de auto-ambigüidade do sinal de referência em distância e em doppler, de forma que sua origem 81 coincida com caso distância-doppler do contato 82 considerado. O nível da função de auto-
25 ambigüidade é, então, ajustado a partir do nível do contato tratado, de forma a ultrapassar esse nível de um valor denominado limite de superelevação. A função assim realizada constitui o gabarito de purificação 83 utilizado.

Por conseguinte, todos os contatos 84 - com exceção do
30 contato comum 82 e contatos situados em sua proximidade -

cuja amplitude é inferior ao gabarito de purificação, são considerados como provenientes de lobos secundários em doppler ou em distância e são suprimidos. Os contatos, tais como o contato 85, cuja amplitude é superior ao gabarito de purificação, são conservados.

Deve ser observado que a ilustração da figura 8 constitui uma representação simplificada a duas dimensões, na qual todos os contatos tratados ficam situados no mesmo caso distância. Essa representação simplificada por razões de clareza permite, todavia, ilustrar de maneira clara o princípio de funcionamento da etapa de purificação.

No final dessa etapa de purificação os contatos restantes são utilizados pelas etapas posteriores de tratamento.

REIVINDICAÇÕES

1. Processo de tratamentos do sinal recebido por um radar passivo FM, comportando uma pluralidade de vias de recebimento ($V_1, \dots, V_N$), o processo comportando uma fase de tratamento coerente (11) realizando um recondicionamento dos sinais recebidos, depois uma fase de tratamento não coerente (12), realizando a constituição de contatos a partir dos sinais recondicionados, depois a determinação dos atributos associados aos contatos constituídos, caracterizado pelo fato do tratamento coerente comportar:

- uma etapa (13) de formação de vias de recebimento despoluídas;
- uma etapa (15) de regeneração de um sinal de referência;
- uma etapa (14) de cálculo das ambigüidades cruzadas entre vias alvos despoluídas e sinal de referência regenerado;
- uma etapa (19) de cálculo de auto-ambigüidade do sinal de referência regenerado.

2. Processo, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato do tratamento não coerente comportar ainda:

- uma etapa (18) de extração distância-doppler aplicada aos cabos constituídos, antes da determinação dos atributos associados a esses contatos;
- uma etapa (112) de purificação doppler-distância aplicada aos contatos constituídos após extração distância-doppler e realizada por meio do sinal resultante da etapa (19) de cálculo da auto-ambigüidade do sinal de referência regenerado;

a determinação dos atributos dos contatos sendo realizada a partir dos contatos obtidos após a etapa (112) de purificação doppler-distância.

3. Processo, de acordo com a reivindicação 2, caracterizado pelo fato da etapa (18) de extração distância-doppler utilizar o cálculo da faixa a -3dB do sinal de referência regenerado.

4. Processo, de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo fato da faixa a -3dB do sinal de referência regenerado ser estimada a partir do sinal resultante da etapa (19) de cálculo da auto-ambigüidade do sinal de referência regenerado.

5. Processo, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1, 2, 3 ou 4, caracterizado pelo fato do tratamento não coerente comportar ainda:

- uma etapa (113) de medidas de desviometria em distância;

- uma etapa (114) de medidas de desviometria em azimute,

essas duas etapas sendo aplicadas aos contatos constituídos no final da etapa (112) de purificação doppler-distância.

6. Processo, de acordo com a reivindicação 5, caracterizado pelo fato de comportar ainda uma etapa (115) de purificação em azimute e uma etapa (116) de limitação do número de contatos transmitidos.

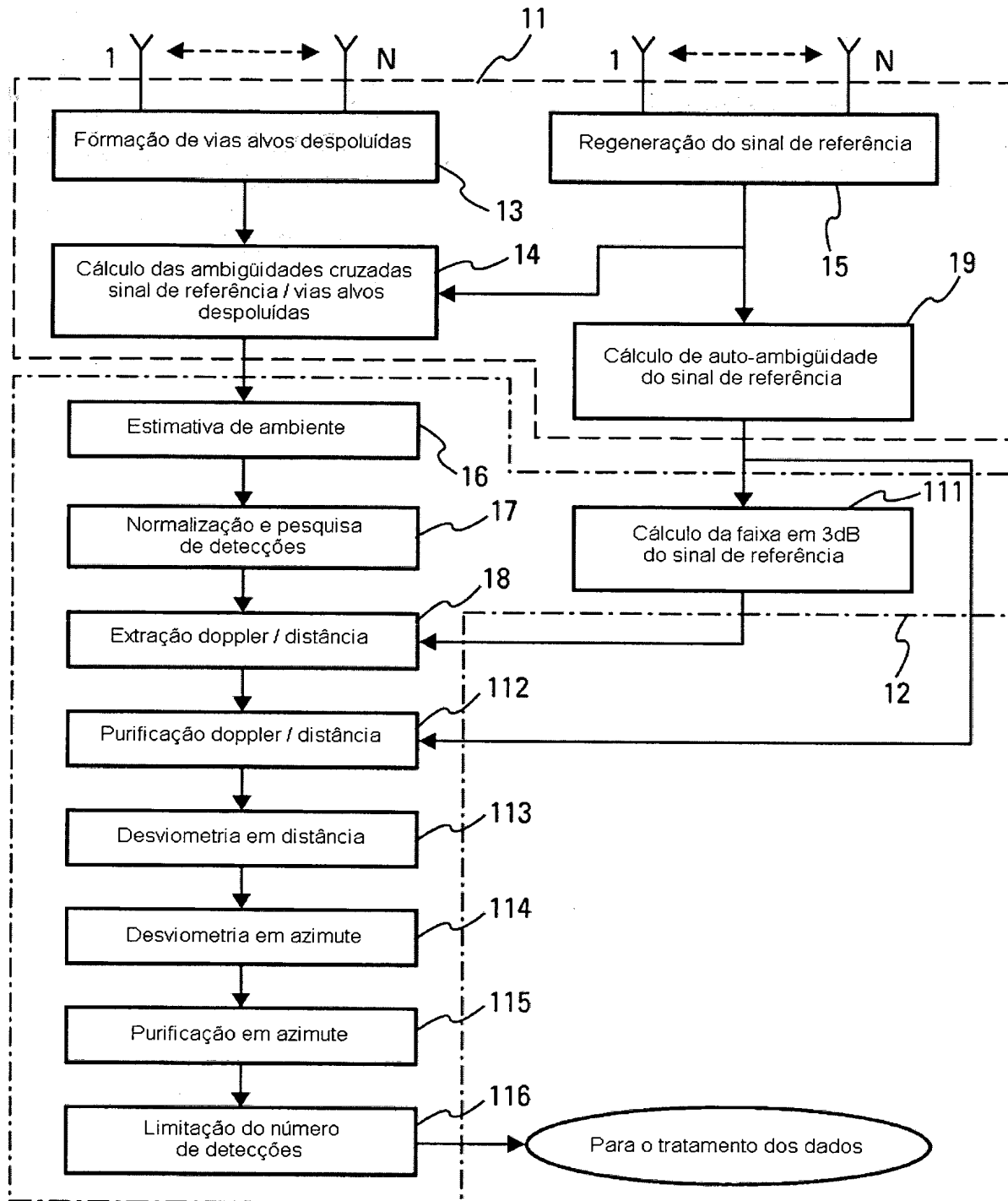


Fig. 1

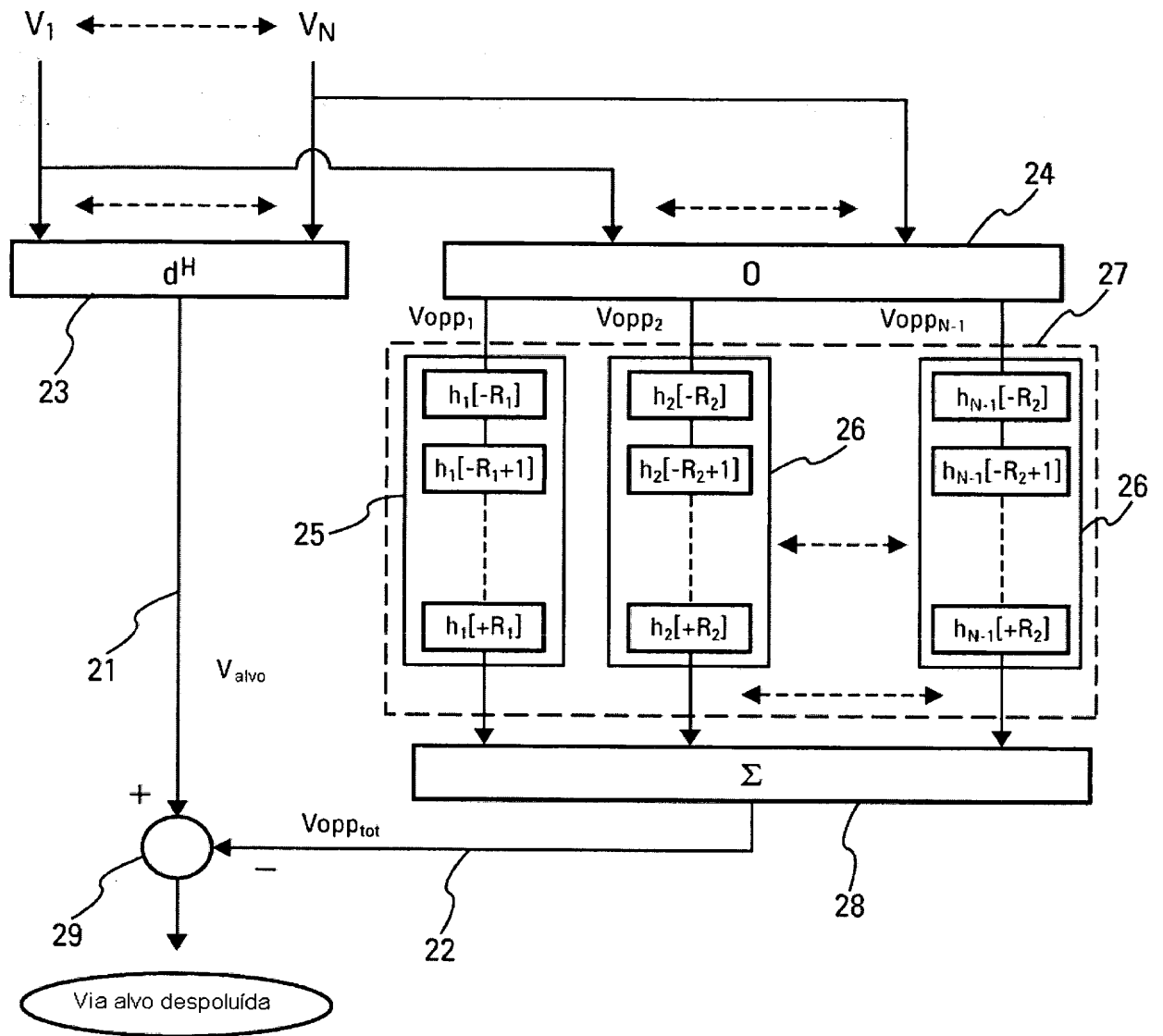


Fig. 2

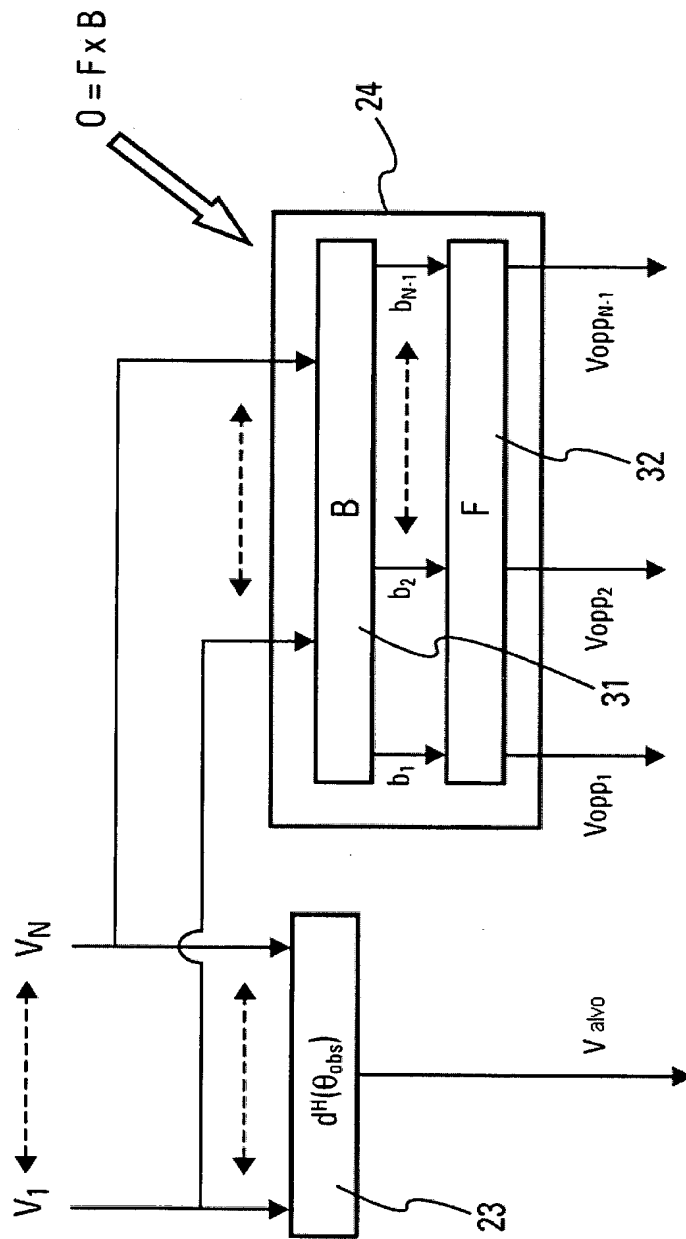


Fig. 3

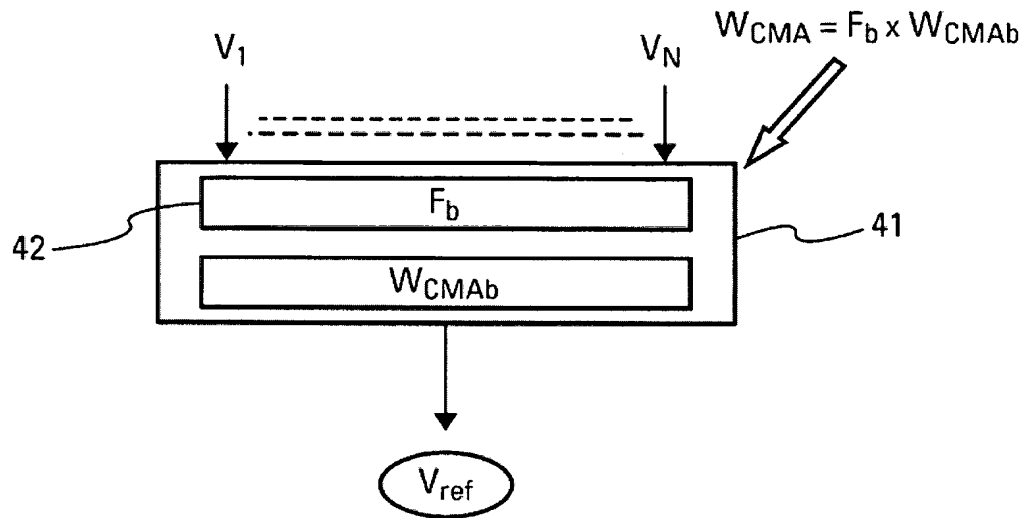


Fig. 4

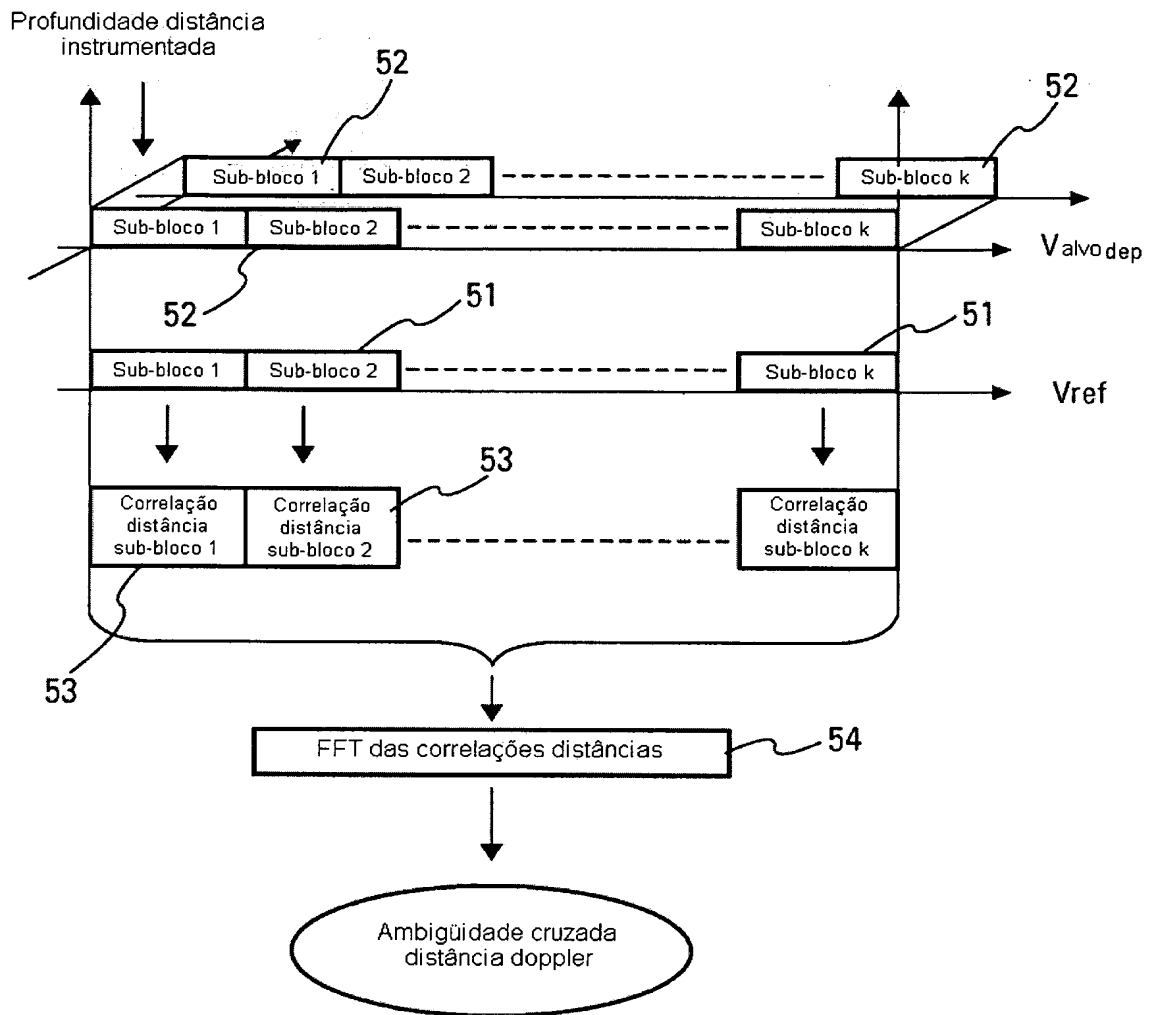


Fig. 5

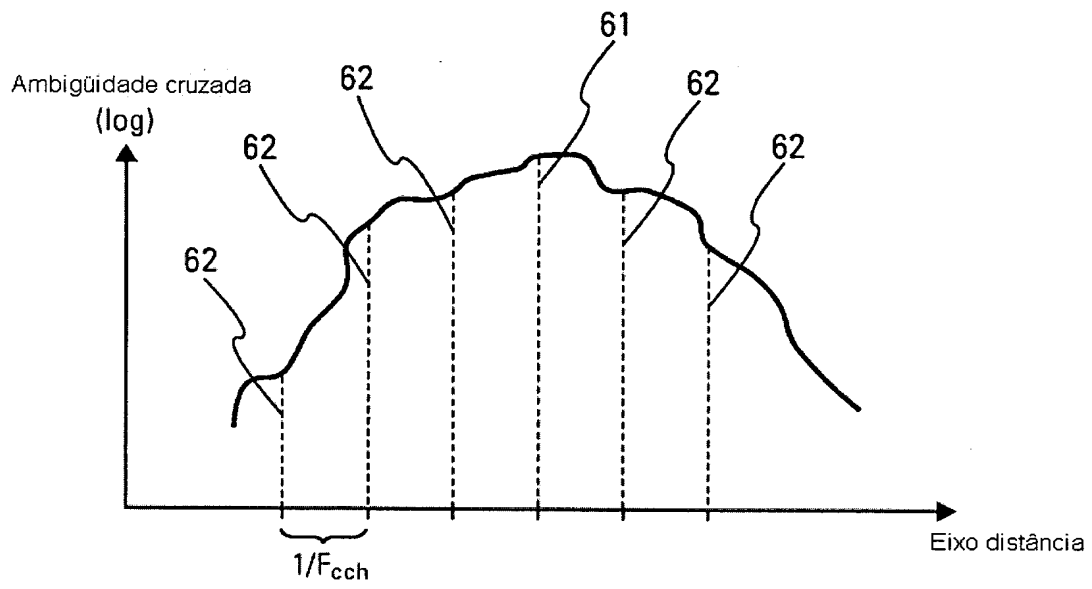


Fig. 6

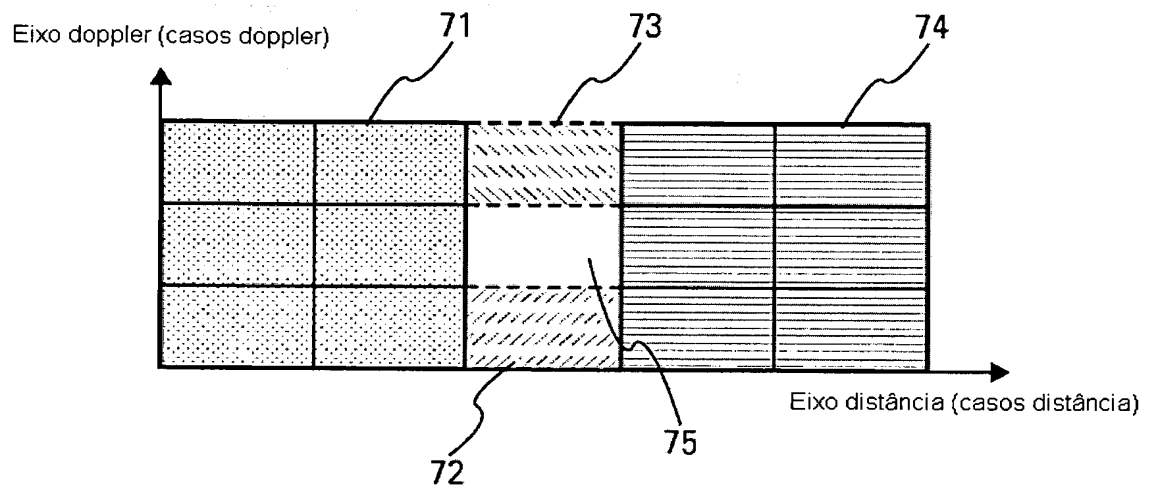


Fig. 7

Módulo da ambigüidade cruzada

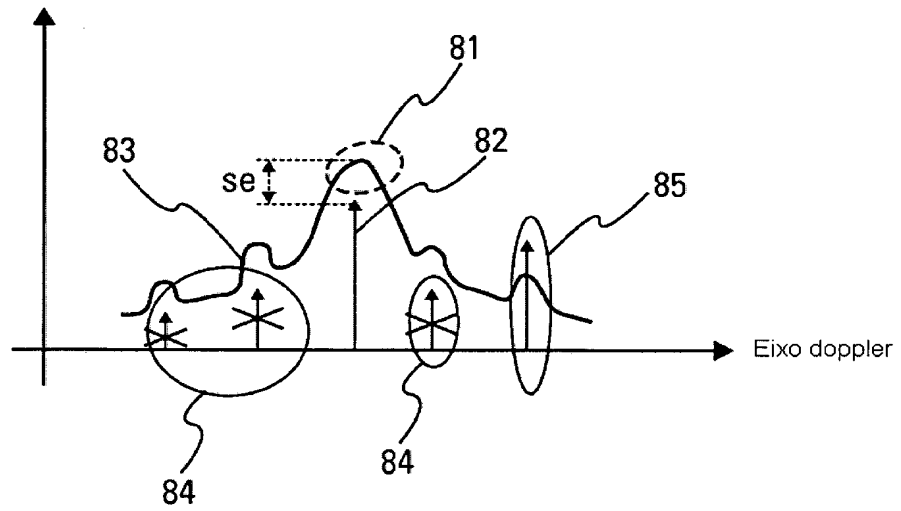


Fig. 8

RESUMO**PROCESSO DE TRATAMENTO RADAR PASSIVO MULTIVIAS DE UM SINAL
DE OPORTUNIDADE EM FM**

A presente invenção se refere ao domínio dos radares passivos, e mais particularmente ao domínio do tratamento dos sinais explorados por esses radares. O processo de tratamento do sinal recebido, de acordo com a invenção, realiza operações de tratamento coerente, permitindo notadamente purificar os sinais parasitas (em particular, o sinal de referência e seus reflexos múltiplos), regenerar o sinal de emissão e efetuar uma integração coerente do sinal recebido, calculando a ambigüidade cruzada entre o sinal recebido e o sinal de emissão regenerado. Ele faz também operações de tratamento não coerente, permitindo, em particular, realizar operações de extração e de purificação doppler-distância, permitindo formar contatos e eliminar os contatos parasitas presentes dentre os contatos formados. A invenção se aplica notadamente aos radares passivos que funcionam sobre emissões de oportunidade não cooperantes, tais como as emissões FM destinadas ao público.