



**Assinado
Digitalmente**

REPÚBLICA FEDERATIVA DO BRASIL
MINISTÉRIO DA ECONOMIA
INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL

CARTA PATENTE Nº PI 0924275-9

O INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL concede a presente PATENTE DE INVENÇÃO, que outorga ao seu titular a propriedade da invenção caracterizada neste título, em todo o território nacional, garantindo os direitos dela decorrentes, previstos na legislação em vigor.

(21) Número do Depósito: PI 0924275-9

(22) Data do Depósito: 06/02/2009

(43) Data da Publicação Nacional: 26/01/2016

(51) Classificação Internacional: G01S 13/90; G01S 13/02; G01S 13/28.

(52) Classificação CPC: G01S 13/90; G01S 13/0209; G01S 13/28; G01S 13/9041.

(54) Título: SISTEMA DE RADAR E MÉTODO PARA UM RADAR DE ABERTURA SINTÉTICA

(73) Titular: SAAB AB. Endereço: S - 581 88 Linköping, SUÉCIA(SE), Sueca

(72) Inventor: HANS HELLSTEN; LARS-GUNNAR ANDERSSON.

(87) Publicação PCT: WO 2010/090564 de 12/08/2010

Prazo de Validade: 10 (dez) anos contados a partir de 23/02/2021, observadas as condições legais

Expedida em: 23/02/2021

Assinado digitalmente por:

Liane Elizabeth Caldeira Lage

Diretora de Patentes, Programas de Computador e Topografias de Circuitos Integrados



Relatório Descritivo da Patente de Invenção para **"SISTEMA DE RADAR E MÉTODO PARA UM RADAR DE ABERTURA SINTÉTICA"**.

CAMPO DA TÉCNICA

A presente invenção refere-se ao campo de sistemas de radar e antenas para Radar de Abertura Sintética (SAR).

ANTECEDENTES DA TÉCNICA

O SAR como tal é uma técnica conhecida, pela qual é possível com um sistema de radar montado sobre uma plataforma móvel, normalmente um avião ou um satélite, obter imagens de alta resolução do solo. As respostas de radar do solo são armazenadas durante algum intervalo do voo da plataforma. A imagem de SAR é obtida por processamento de sinal em modos similares à tomografia computadorizada. A resolução de imagem é determinada pela expansão angular de ângulos de visualização do solo de imagem formada, assim como o comprimento de onda utilizado e a distância entre o radar e o solo. Isto significa que a resolução real da antena de radar não tem importância para a resolução da imagem obtida.

Em SAR não existe nenhum requisito fundamental sobre a resolução da antena de radar, a qual conseqüentemente não é requerida ser direcional. Assim é possível utilizar frequências de radar não convencionais, como ondas de metro, para o SAR. Para as aplicações de radar, as quais requerem uma antena direcional, e a utilização de frequências de micro-ondas, um prato de antena de aproximadamente um metro é típico. Por analogia, utilizando as ondas de metro, um prato de antena de aproximadamente 100 metros seria requerido. Uma antena de onda de metro pequena invariavelmente produziria uma radiação dipolo não direcional. Para o SAR de onda de metro tal antena é factível já que a resolução de antena não tem importância.

Existem sistemas de radar SAR que operam sobre a banda de frequência 27,5-82,5 MHz, que correspondem a comprimentos de onda entre 11 m a 3,5 m, utilizando este tipo de antena dipolo. Tal radar SAR pode obter imagens do solo com uma resolução de aproximadamente 2,5 metros e operar através de uma banda de frequência de mais de uma oitava. Uma

alta eficiência de radiação é conseguida permitindo que a antena dipolo seja de um comprimento de aproximadamente metade do comprimento de onda médio da banda de frequência e também possuindo uma espessura significativa para prover uma largura de banda suficiente da antena. As dimensões adequadas para tal antena são um diâmetro de 0,2 m e um comprimento de 4 m. As antenas destas dimensões são bastante factíveis em aviões de tamanho médio e maiores.

Diversas aplicações de SAR importantes, no entanto, requerem pequenas plataformas tais como os pequenos aviões tripulados, de asa fixa ou asa rotativa ou Veículos Aéreos Não Tripulados (UAVs) táticos, para os quais as antenas com o tipo de dimensões apresentado são muito grandes.

A US 5900843 B descreve uma antena de VHF para um SAR aerotransportado. A antena é formada cortando uma linha de fenda no meio da parede superior de uma guia de onda muito fina ao longo de seu eixo geométrico. A antena é dita produzir um feixe descendente e de observação lateral com polarização horizontal. As dimensões de antena requeridas para esta solução na faixa de frequência de VHF são, no entanto, da ordem de diversos metros e não factíveis para utilização em pequenas plataformas.

Existe assim uma necessidade de conseguir antenas de SAR menores adequadas para pequenos veículos tripulados e UAVs sem comprometer a qualidade de imagem de SAR.

SUMÁRIO

O objeto da invenção é reduzir pelo menos algumas das deficiências mencionadas com as soluções da técnica anterior e prover:

- um sistema de radar e
- um método

para resolver o problema de conseguir antenas de SAR menores adequadas para pequenos veículos tripulados e UAVs sem comprometer a qualidade de imagem de SAR.

O objeto é conseguido pela provisão de um sistema de radar para um Radar de Abertura Sintética, SAR, que compreende uma disposição de pelo menos um transmissor, dois receptores, duas antenas e um meio de

processamento de sinal localizados sobre uma plataforma. A plataforma está disposta para mover sobre o solo e disposta para transmitir uma forma de sinal conhecida e receber os sinais refletidos do solo. Os sinais recebidos são utilizados para produzir uma imagem de SAR do solo. A imagem de SAR compreende um número de células de resolução. O sistema de radar está ainda disposto para operar em uma banda de frequência com uma frequência central f_c e com uma largura de banda larga B de pelo menos uma oitava em que o sistema de radar compreende uma primeira e uma segunda antenas que têm um comprimento menor do que a metade do comprimento de onda da frequência central f_c . O sistema de radar está adicionalmente disposto para:

- uma função de transferência de sistema de radar F_f para ser plana sobre a banda de frequência B dispondo uma equalização de sinal e uma compressão de pulso dos sinais recebidos pelo meio de processamento de sinal e

- uma formação de feixe unilateral com um ganho de antena de banda larga, pela utilização de um primeiro e um segundo canais receptores onde o primeiro canal receptor recebe um sinal da primeira antena e o segundo canal receptor recebe um sinal da segunda antena e ainda dispondo para casar uma separação de antena d , com uma diferença de fase de 2α graus entre os sinais de transmissão alimentados em cada antena, 2α estando na vizinhança de 90 graus.

O objeto é adicionalmente conseguido provendo um método para dispor um sistema de radar para um Radar de Abertura Sintética, SAR, que compreende uma disposição de pelo menos um transmissor, dois receptores, duas antenas e um meio de processamento de sinal localizados sobre uma plataforma. A plataforma é móvel sobre o solo e transmite uma forma de sinal conhecida e recebe os sinais refletidos do solo. Os sinais recebidos são utilizados para produzir uma imagem de SAR do solo. A imagem de SAR compreende um número de células de resolução. O sistema de radar está operando em uma banda de frequência com uma frequência central f_c e com uma largura de banda larga B de pelo menos uma oitava em que o sis-

tema de radar compreende uma primeira e uma segunda antenas que têm um comprimento menor do que a metade do comprimento de onda da frequência central f_c . O sistema de radar está adicionalmente disposto para:

- uma função de transferência de sistema de radar F_f para ser plana sobre a banda de frequência B equalizando e comprimindo o pulso dos sinais recebidos pelo meio de processamento de sinal e
- uma formação de feixe unilateral com um ganho de antena de banda larga, pela utilização de um primeiro e um segundo canais receptores onde o primeiro canal receptor recebe um sinal da primeira antena e o segundo canal receptor recebe um sinal da segunda antena e ainda casando uma separação de antena d , com uma diferença de fase de 2α graus entre os sinais de transmissão alimentados em cada antena, 2α estando na vizinhança de 90 graus.

Uma vantagem adicional é conseguida se a Razão de Onda I-móvel de Voltagem (VSWR) do sistema de radar estiver disposta para ser reduzida pela inserção de meio de redução de VSWR no sistema de radar entre o transmissor e as antenas, implementando as reivindicações dependentes 2 e 13.

Se reivindicações dependentes vantajosas adicionais forem implementadas pode ser conseguido que, pelo dispositivo de 4 portas recíproco sendo um híbrido de 90 graus tanto o meio de redução de VSWR é realizado quanto a diferença de fase de 2α está disposta para ser substancialmente 90°.

Vantagens adicionais são conseguidas implementando uma ou diversas das características das reivindicações dependentes, não mencionadas acima, as quais serão abaixo explicadas.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

Figura 1a mostra esquematicamente os ângulos que definem uma janela angular.

Figura 1b mostra esquematicamente a janela angular.

Figura 2 mostra esquematicamente um diagrama de blocos de parte da invenção que inclui a função de planicidade espectral.

Figura 3a mostra esquematicamente o sinal recebido antes da equalização.

Figura 3b mostra esquematicamente o sinal recebido após a equalização.

5 Figura 4 mostra esquematicamente o sinal recebido de uma célula de SAR comparado com o ruído externo e interno total recebido.

Figura 5 mostra esquematicamente um diagrama de blocos da invenção que inclui as funções de planicidade espectral e de formação de feixe unilateral.

10 Figura 6 mostra esquematicamente um modelo de antena.

Figura 7 mostra esquematicamente um diagrama de blocos da invenção que inclui as funções de planicidade espectral, formação de feixe unilateral e redução de VSWR.

15 Figura 8a mostra esquematicamente o comportamento de um híbrido de 90° durante a transmissão de sinais de radar.

Figura 8b mostra esquematicamente o comportamento de um híbrido de 90° durante a recepção de sinais de radar.

DESCRIÇÃO DETALHADA

20 A invenção será agora descrita em detalhes com referência aos desenhos.

A invenção trata de um novo sistema de radar e método para formação de imagem de radar de uma superfície de solo circundante de uma plataforma móvel, de preferência um avião de asa fixa ou de asa rotativa ou um UAV. O sistema de formação de imagem é tipicamente um Radar de Abertura Sintética (SAR) que executará a sua tarefa por um sistema de radar que compreende uma disposição de pelo menos um transmissor, dois receptores, duas antenas e um meio de processamento de sinal localizados sobre a plataforma, cuja plataforma está movendo sobre o solo e disposta para transmitir uma forma de sinal conhecida e receber os sinais refletidos do solo. As duas antenas incluídas no sistema de radar serão daqui em diante referidas como a disposição de antena. Os sinais recebidos são utilizados para produzir a imagem de SAR do solo. Uma nova tecnologia foi desenvol-

25
30

vida na qual o sistema de radar executa a tarefa de formação de imagem em comprimentos de onda de metro ao invés de (como é o caso normal) em frequências de micro-ondas. A escolha de comprimento de onda afeta o projeto de radar em diversos modos, e especificamente com referência a uma disposição de antena adequada. A invenção descreve um novo sistema de radar para SAR disposto para operar em uma banda de frequência com uma frequência central f_c e com uma largura de banda larga B de pelo menos uma oitava. Em um exemplo este operará na banda de frequência de 27,5-82,5 MHz, e assim cobrirá aproximadamente 1,6 oitavas, e ainda atenderá os requisitos de antena pequena. Neste caso, a largura de banda B é de 55 MHz o que é igual à frequência mais alta da banda de frequência, denominada uma frequência superior, menos a frequência mais baixa na banda de frequência denominada uma frequência inferior. O número de oitavas é calculado como o segundo logaritmo da relação entre a frequência mais alta e mais baixa da banda de frequência. Uma largura de banda 1,6 oitavas corresponde à frequência superior sendo três vezes a frequência inferior. Apesar de pequena, a antena proposta não compromete a qualidade de imagem de SAR atingida. Outras bandas de frequência de operação são, é claro, possíveis dentro do escopo da invenção desde que o comprimento de onda seja abaixo das frequências de micro-ondas, quer dizer na faixa de frequência de 20-500 MHz. Este campo de aplicação pode ser dividido em VHF SAR e UHF SAR, compreendendo as bandas de frequência abaixo de 100 MHz e as frequências na banda de 100 a 500 MHz, respectivamente. O sistema de radar está assim disposto para operar em uma sub-banda dentro da faixa de frequência de 20-500 MHz.

Relativo ao fato de que o SAR é um sistema de formação de imagem e não meramente um detector de alvos pontuais, como é o que a teoria de detecção de radar básica presume, existe um número de requisitos sobre um sistema de radar de onda de metro para o SAR os quais devem ser satisfeitos:

1. A função de transferência de sistema de radar deve ser plana através da banda de frequência de operação.

2. A função de transferência de sistema de radar deve ser plana dentro de uma janela angular. A figura 1a ilustra a geometria 3D de um sistema de radar para o SAR com a plataforma móvel a bordo de um avião 101. O avião está movendo ao longo de um eixo geométrico z , 102 sendo substancialmente paralelo ao solo. Um eixo geométrico x 103 é perpendicular ao solo e um eixo geométrico y perpendicular aos eixos geométricos x e z . Uma seta mostra uma direção de visualização 105 do sistema de radar para o SAR para um certo ponto no solo, que corresponde à direção do lobo principal da disposição de antena do sistema de radar para o SAR. Um ângulo de Doppler ψ , 106, é o ângulo entre o eixo geométrico z e a direção de visualização 105. A direção de visualização 105 está localizada em um plano 107 ilustrado com um padrão de grade. Um ângulo de elevação Θ , 108, é o ângulo entre o eixo geométrico x e o plano 107. A janela angular 109 está descrita na figura 1b como um eixo geométrico ψ 110 e um eixo geométrico Θ 111. A janela angular é definida como $\psi_1 \leq \psi \leq \psi_2$ e $\Theta_1 \leq \Theta \leq \Theta_2$. Tipicamente, $\psi_1 = 55^\circ$, $\psi_2 = 125^\circ$, $\Theta_1 = 100^\circ$ e $\Theta_2 = 150^\circ$. A maior parte da energia recebida deve ser recebida dentro da janela angular 109 para todas as frequências dentro da largura de banda B .

3. O sistema de radar deve prover uma resposta de radar zero em uma janela de espelho 112 definida por $\psi_1 \leq \psi \leq \psi_2$ e $\Theta_3 \leq \Theta \leq \Theta_4$ onde $\Theta_3 = 360^\circ - \Theta_2$ e $\Theta_4 = 360^\circ - \Theta_1$, isto é, a imagem espelhada da janela angular 109 acima.

O requisito 1 é necessário para obter uma resolução de alcance que corresponde à largura de banda utilizada. O requisito 2 é necessário para uma variação angular suficiente da resposta do solo durante o voo da plataforma, de modo que a resolução angular requerida possa ser atingida pelo processo de SAR. O requisito 3 é devido à incapacidade do processo de SAR discriminar entre os retornos direito e esquerdo. Esta discriminação deve assim ocorrer na disposição de antena.

Além disso, é preferido que a Razão de Onda Imóvel de Voltagem (VSWR) seja pequena - de preferência menor do que 2:1.

Não é óbvio como combinar o requisito 1 com um requisito de

- antenas sendo pequenas, isto é, tendo um comprimento menor do que a metade do comprimento de onda da frequência central na banda de frequência assim tendo uma eficiência de radiação significativamente menor do que a unidade para uma grande parte da banda. Um comprimento típico de uma antena de acordo com a invenção é de aproximadamente 1 metro e um diâmetro de aproximadamente 0,1 metro para operar em uma banda de frequência de aproximadamente 25-90 MHz, por exemplo, 27,5-82,5 MHz. De acordo com a teoria e simulações de computador, a eficiência de antena η_{ae} para tal antena variará linearmente com a frequência à potência de quatro.
- 10 Geralmente:

$$\eta_{ae} = K \left(\frac{f}{f_c} \right)^4 \quad (1)$$

onde K é uma constante sem dimensão, f é a frequência e f_c uma frequência central na banda de frequência.

- Como um exemplo real, considere um sistema de VHF SAR na banda de frequência de 27,5-82,5 MHz com a frequência central f_c e a largura de banda B ambas iguais a 55 MHz, e assuma que η_{ae} na frequência superior $f = 3 f_c/2$ é a unidade. Então:

$$1 = K \left(\frac{3f_c/2}{f_c} \right)^4 \Rightarrow K = \frac{16}{81} \quad (2)$$

- Descobre-se que $\eta_{ae} = -19$ dB para a frequência inferior. Como uma antena pequena é não direcional e próxima de omnidirecional, o ganho de radar (isto é, 2 vias) G é a eficiência de antena ao quadrado. Assim $G = -38$ dB para a frequência inferior. Uma antena de comprimento L terá uma eficiência unitária próxima a $f = c/2L$. Neste caso:

$$1 = K \left(\frac{c/2L}{f_c} \right)^4 \Rightarrow K = \left(\frac{f_c}{c/2L} \right)^4 \quad (3)$$

onde c é a velocidade da luz.

O efeito de variação de frequência de ganho de antena torna-se evidente na equação de radar, relativa às densidades de potência de recep-

ção e de transmissão p_s e p_{tx} :

$$p_s = \frac{G}{f^2} \frac{c^2 \sigma}{4\pi(4\pi R^2)^2} p_{tx} \quad (4)$$

Aqui, R é o alcance, isto é, a distância da plataforma para o solo na direção de visualização 105 e σ é a seção transversal alvo de uma célula de resolução de SAR. A seção transversal alvo é uma relação entre a energia dispersada de fundo do alvo e recebida pela antena de radar, e a energia interceptada pelo alvo.

Combinando (1) e (3):

$$p_s = \left(\frac{2L}{c}\right)^8 f^6 \frac{c^2 \sigma}{4\pi(4\pi R^2)^2} p_{tx} \quad (5)$$

A seção transversal de radar de qualquer objeto exibe um comportamento oscilatório com relação à frequência e ao ângulo de aspecto. O comportamento oscilatório da seção transversal da célula da resolução de SAR não pode ser resolvido pela medição de SAR. Assim em (4) e (5) σ deve ser considerado um valor médio da seção transversal sobre a frequência e o ângulo de aspecto, e como tal um valor fixo. Segue que o desvio de planicidade espectral depende da frequência à potência de seis.

Será agora analisado - em um número de etapas - quais obstáculos a fórmula (1) faz para os requisitos 1-3, e como um projeto é ainda possível no qual estes podem ser satisfeitos.

De acordo com a fórmula (5), com pequenas antenas não de outro modo compensadas, o sistema de radar tem as características de um filtro de passagem alta com uma função de transferência:

$$F_f = 2 \frac{L^4}{c^3} f^3 \frac{1}{\pi R^2} \sqrt{\frac{\sigma}{\pi}} \quad (6)$$

Esta função de transferência de sistema de radar atua por multiplicação $\alpha_f \rightarrow F_f \alpha_f$ sobre a amplitude espectral α_f do sinal transmitido. α_f é aqui transformada de Fourier do sinal transmitido e $F_f \alpha_f$ é a transformada de Fourier do sinal recebido. Quando de uma transformada de Fourier inver-

sa de $F_f \propto f$ sobre a largura de banda de radar, a função de resposta de impulso de radar (2 vias) - IRF - da antena é obtida.

Denote por IRF^{-1} a função dependente de tempo obtida por uma transformada de Fourier inversa de $\varepsilon_f \propto f$, ε_f sendo um fator de equalização provido pela recíproca do comportamento de frequência da função de transferência F_f , quer dizer.

$$\varepsilon_f = \frac{C}{f^3} \quad (7)$$

(onde C é uma constante arbitrariamente escolhida) sobre a largura de banda de radar. A planicidade de transferência de sistema de radar é reobtida pelo sistema de radar, apresentado na figura 2, utilizando as etapas de processamento de sinal:

1. Uma forma de onda de radar é utilizada caracterizada por transmitir uma forma de sinal conhecida (por exemplo, um trinado linear ou frequência de passo) sobre a largura de banda B por alguma quantidade de tempo τ prescrita, por causa disto denominado o tempo de registro de radar.

2. O sinal recebido é convolvido com a função IRF^{-1} . Esta operação será referida como equalização de sinal e produz um sinal equalizado.

3. Uma compressão de pulso é aplicada convolvendo o sinal equalizado com a conjugada da forma de onda de sinal de transmissão.

Por estas etapas de processamento a função de transferência de sistema de radar F_f está disposta para ser plana sobre a banda de frequência B dispondo a equalização de sinal e a compressão de pulso dos sinais recebidos pelo meio de processamento de sinal quando transmitindo uma forma de sinal conhecida.

Na figura 2, um projeto de sistema de radar que incorpora estas três etapas está apresentado em uma forma esquemática. A figura 2 mostra um sistema de radar que compreende uma antena 201 conectada a uma Chave de Transmissão/Recepção (TRS) 202. Quando a TRS está na posição de recepção o sinal recebido pela antena é alimentado para um receptor Rx, 203. A seta 212 ilustra que as propriedades de transferência de antena que forma externamente calculadas são alimentadas para uma unidade de

IRF 204. Estas propriedades de transferência de antena são então armazenadas na unidade de IRF 204 na forma de função dependente de tempo IRF¹. O receptor e as unidades de IRF alimentam as suas saídas para uma unidade de convolução 205. A unidade de convolução executa a convolução dos dois sinais e produz um sinal de saída 206 sendo o sinal equalizado. O sinal equalizado é alimentado para uma unidade de compressão 207. Um gerador de forma de onda 208 gera um sinal de transmissão o qual é alimentado para um transmissor Tx, 209. O sinal de transmissão é alimentado para a antena 201 quando a TRS está em uma posição de transmissão. As disposições detalhadas de transmissor/receptor/TRS são bem conhecidas da pessoa versada na técnica e portanto não adicionalmente aqui explicadas. O gerador de forma de onda também alimenta o sinal de transmissão para uma unidade conjugada 210 que produz a conjugada do sinal de transmissão a qual é alimentada para a unidade de compressão 207. Alternativamente a conjugada da forma de onda de sinal de transmissão pode ser calculada externamente e alimentada para a unidade de compressão. A unidade de compressão convolve o sinal equalizado 206 com a conjugada da forma de onda de sinal de transmissão e produz um sinal equalizado e comprimido 211 com uma característica de fase linear. O gerador de forma de onda, 208, a TRS, 202, a unidade de IRF, 204, a unidade de convolução, 205, a unidade de compressão, 207 e a unidade conjugada, 210 são todas definidas como um meio de processamento de sinal.

E_s pode ser a energia de sinal recebido de uma única dispersão de ponto, assim E_s é a energia de sinal para uma única célula de resolução na imagem de SAR. Mais ainda, E_n pode ser a energia de ruído interno e externo total que entra no processamento de sinal de SAR. Esta energia de ruído é pela natureza deste processo igualmente distribuída sobre todas as células de resolução. O número de células de resolução independentes na imagem de SAR é apenas o número de medições independentes a qual é o produto de tempo - largura de banda τB do sinal de radar recebido, τ sendo o tempo de registro de radar. Assim a potência de transmissão requerida para uma certa razão de sinal para ruído - SNR - é obtida igualando:

$$SNR = \tau B \frac{E_s}{E_n} \quad (8)$$

Esta expressão será adicionalmente esclarecida em associação com as figuras 4 e 3 abaixo.

A figura 4 mostra esquematicamente uma imagem de SAR 401 dividida em usas células de resolução 404. O número de células de resolu-
 5 ção pode ser na ordem de 65 milhões de células por segundo, que corres-
 ponde à largura de banda de radar de um sistema de 25-90 MHz, enquanto
 que o tempo de integração será de muitas dezenas de segundos. A energia
 de ruído interno e externo está ilustrada com um plano de ruído externo 402
 e um plano de ruído interno 403. A área de cada plano de ruído corresponde
 10 à área da imagem de SAR. Isto significa que o ruído externo e interno distri-
 bui sobre a imagem de SAR total e a energia de ruído por célula de resolu-
 ção é drasticamente reduzida e corresponde às áreas 405 e 406. A situação
 descrita na figura 4 está também expressa na fórmula $E_s = E_n / \tau B$ quando
 SNR = 1, determinando a potência de transmissão de seção transversal e-
 15 quivalente de ruído. Quando SNR > 1 então $E_s > E_n / \tau B$, τ sendo o tempo de
 registro de radar.

Considere primeiro uma situação na qual a etapa de equalização
 2 teria sido excluída. Para um sistema de VHF SAR, como descrito em as-
 sociação com a fórmula (2), com uma antena de ganho unitário e onde a
 20 frequência central f_c e a largura de banda B ambas são iguais a f_c :

$$E_s = \int_0^\tau \int_{f_c/2}^{3f_c/2} \frac{1}{f^2} \frac{c^2 \sigma}{4\pi (4\pi R^2)^2} p_{tx} df dt \quad (9)$$

$$= \frac{4}{3f_c} \frac{c^2 \sigma \tau}{4\pi (4\pi R^2)^2} p_{tx}$$

Aqui, a densidade de potência de transmissão p_{tx} na saída do
 transmissor de radar é assumida constante. Também, para o SAR, o alcance
 R mudará a um certo grau com o tempo, mas este efeito é ignorado.

A energia de ruído E_n está composta da energia de ruído produ-
 25 zida pelo próprio radar, dada pela temperatura de ruído interno T_i , e a ener-

gia de ruído ambiental, quer dizer externo, dada pela temperatura de ruído externo T_e . E_n torna-se no caso de uma antena de ganho unitário:

$$E_n = \int_0^{\tau} \int_{f_c/2}^{3f_c/2} (\eta_{ae} k T_e + k T_i) df dt = k \tau f_c (T_e + T_i) \quad (10)$$

onde k é o número de onda e é igual a $2\pi/\lambda$, sendo o comprimento de onda na frequência f .

- 5 Agora fazendo a mesma análise, mas considerando o efeito de incluir a etapa 2. Com a equalização, a energia de sinal recebido é aumentada pelo fator de equalização ε_f (conforme (7)) ao quadrado, o fator de equalização atuando sobre o espectro de potência de sinal recebido. Obtém-se ao invés de (9):

$$\begin{aligned} E_s &= \int_0^{\tau} \int_{f_c/2}^{3f_c/2} \varepsilon_f^2 p_s^2 df dt \\ &= C^2 \frac{K^2}{f_c^7} \frac{c^2 \sigma}{4\pi (4\pi R^2)^2} p_{tx} \tau \end{aligned} \quad (11)$$

- 10 Esta equação determina a potência de transmissão requerida para $\text{SNR} = 1$ ou equivalentemente a seção transversal, alvo equivalente de ruído para uma dada potência de transmissão.

O ruído é aumentado pelo fator de equalização ε_f ao quadrado atuando sobre o espectro de potência de ruído recebido:

$$\begin{aligned} E_n &= \tau \int_{f_c/2}^{3f_c/2} \varepsilon_f^2 (\eta_{ae} k T_e + k T_i) df \\ &\approx C^2 \frac{\tau}{f_c^5} \left(\frac{4}{3} K k T_e + \frac{32}{5} k T_i \right) \end{aligned} \quad (12)$$

- 15 A potência de transmissão requerida para $\text{SNR} = 1$ é obtida igualando $E_s = E_n / \tau B$. Esta equação provê a seção transversal, alvo equivalente de ruído dada a densidade de potência de transmissão. No caso de antenas de ganho unitário e ignorando a etapa 2, combinando (9) e (10);

$$\sigma = \frac{4\pi (4\pi R^2)^2}{c^2} \frac{1}{E} f_c^2 \frac{3}{4} (k T_e + k T_i) \quad (13)$$

Aqui, $E = \tau B p_{tx}$ é a energia total fornecida pelo transmissor durante o tempo de registro de radar τ . No caso de incluir a etapa 2, igualar $E_s = E_r/\tau B$ através de (11) e (12):

$$\sigma = \frac{4\pi(4\pi R^2)^2}{c^2} \frac{1}{B} f_c^2 \left(\frac{4}{3K} kT_e + \frac{32}{5K^2} kT_i \right) \quad (14)$$

Como visto em (14) o valor da constante de equalização C em (7) não tem importância para a sensibilidade de radar. Somente a diferença no peso de diferentes frequências de importância.

A fórmula (13) provê a seção transversal, alvo equivalente de ruído σ no caso convencional, isto é, quando as antenas de comprimento total são utilizadas, as quais aproximadamente tem um ganho unitário, e quando a assim denominada filtragem casada para compressão de pulso, isto é, quando a etapa de equalização é excluída. A fórmula (14) provê a seção transversal, alvo equivalente de ruído σ no caso da invenção, isto é, quando as antenas de curtas são utilizadas, com uma eficiência de antena de acordo com a fórmula 1, e quando a eficiência de antena faltante é compensada pela etapa de equalização. Comparando os dois casos para as antenas curtas e de tamanho total, implementadas em um sistema de VHF SAR descrito em associação com a fórmula (2), e utilizando a fórmula (2) para inserir um valor K na fórmula (14) e pela comparação das fórmulas (13) e (14), é visto que existe um aumento de sensibilidade com relação ao ruído externo por um fator ≈ 9 e um aumento de sensibilidade com relação ao ruído externo por um fator ≈ 219 para antena curta comparada com a antena de tamanho total, isto é, uma antena com uma eficiência de radiação próxima da unitária.

Para um dispositivo de micro-ondas a temperatura de ruído externo pode ser assumida menor do que a temperatura de ruído interno. Se as condições para um sistema VHF SAR como acima descrito fossem as mesmas para as antenas curtas e de tamanho total, a utilização de antenas curtas e a equalização para compensá-las requereria um aumento de potência de transmissão de 219 vezes, o que não é prático para o regime de micro-ondas. No entanto, no regime de frequência de onda de metro o ruído externo terrestre é muito forte devido às fontes feitas pelo homem e naturais.

Temperaturas de ruído $T_e = 300\ 000^\circ\text{K}$ ou mais são esperadas. Comparado com estas temperaturas o ruído interno do radar pode ser ignorado. Então de acordo com as fórmulas (13) e (14), a utilização de pequenas antenas somente requer um aumento de potência de transmissão de 9 vezes para
5 atingir a sensibilidade de um sistema convencional.

Outro fator de relevância na comparação de um projeto de SAR de baixa frequência versus micro-ondas, é que em SAR de baixa frequência, a resolução é muito mais próxima dos comprimentos de onda utilizados. Por meio de que o tempo de integração, ou o tempo de registro de radar τ , é
10 muito longo e a potência de transmissão requerida para atingir um certo nível de energia de sinal correspondentemente mais baixo. Portanto, apesar das temperaturas de ruído serem muito altas, a potência de transmissão requerida é relativamente independente de frequência. Esta conclusão não somente é válida para o VHF SAR mas também para o UHF SAR, que opera
15 em frequências mais altas do que o sistema de VHF, mas ainda mais baixas do que 500 MHz. Para o UHF SAR a temperatura de ruído externo é significativamente mais baixa do que em VHF, enquanto que o tempo de integração é intermediário entre aquele do VHF e do SAR de micro-ondas.

Será visto que a sobrecarga extra sobre a potência de transmissão implicada pelas antenas curtas pode ser adicionalmente reduzida por
20 um modo específico de combinar duas antenas curtas, de modo que um projeto compacto total seja conseguido, o que satisfaz todos os requisitos 1-3.

A figura 3a mostra a energia recebida no receptor como uma função de frequência sobre a largura de banda B , com a energia recebida
25 sobre um eixo geométrico y 301 e a frequência sobre um eixo geométrico x 302. O sinal recebido, ilustrado com a curva de sinal 303, é muito fraco em baixas frequências devido à forte dependência de frequência da função de transferência como descrito, por exemplo, na fórmula (6). O nível de ruído interno é assumido constante sobre a frequência e relativamente baixo e
30 está ilustrado como a curva de ruído interno 304 a qual assim torna-se uma linha reta. O ruído externo é dominante na frequência de VHF como acima mencionado e está ilustrado com a curva de ruído externo 305. O ruído ex-

terno também tem uma dependência de frequência como tem o sinal recebido. A figura 3b ilustra a situação quando o fator de equalização ε_f foi aplicado no sinal de energia recebido. O sinal recebido agora tornou-se constante sobre a largura de banda, e está apresentado como a curva de sinal 303'.

5 Devido à equalização, o ruído interno e o ruído externo foram amplificados em frequências mais baixas, como apresentado pela curva de ruído interno 304' e o ruído externo foi reduzido em frequências mais altas como apresentado pela curva de ruído externo 305'. A energia total recebida sobre a largura de banda é a área entre o eixo geométrico x 302 e as curvas. Isto significa, por exemplo, que a energia de sinal recebido sobre a largura de banda total antes da equalização é a área entre a curva de sinal 303 e o eixo geométrico x. Após a equalização a energia de sinal total é a área entre a curva de sinal 303' e o eixo geométrico x. Esta área é igual à área entre a curva 303 e o eixo geométrico x.

15 O sistema de radar de baixa frequência é requerido prover uma diretividade unilateral de acordo com os requisitos 2 e 3 acima. Esta unilateralidade é obtida utilizando dois canais receptores como mostrado na figura 5, onde cada canal recebe o sinal de sua própria antena separada. Cada antena pode compreender um ou mais elementos de antena. Daqui em diante na descrição a invenção está exemplificada com antenas que têm um elemento de antena cada. A figura 5 mostra um exemplo da invenção com um primeiro receptor com uma primeira antena 501 em um primeiro canal receptor e um segundo receptor com uma segunda antena 502 em um segundo canal receptor, as antenas tendo um comprimento menor do que a metade do comprimento de onda da frequência central f_c . Cada canal está funcionando como descrito para a configuração de acordo com a figura 2. A diferença comparada com a figura 2 é que o sinal de transmissão para a primeira antena está deslocado em fase com um ângulo $+\alpha$ em uma primeira unidade de deslocamento de fase 503 e o sinal de transmissão para a segunda antena está deslocado em fase com um ângulo $-\alpha$ em uma segunda unidade de deslocamento de fase 504.

O receptores, Rx, e as unidades de IRF alimentam as suas saí-

das para as unidades de convolução 505a e 505b. As unidades de convolução executam a convolução entre a entrada da unidade de IRF e cada um dos sinais dos dois receptores e produz os sinais de saída 506a e 506b sendo os sinais equalizados do primeiro e do segundo canais receptores. Os

5 sinais equalizados são alimentados para uma primeira unidade de compressão 507a para o primeiro canal receptor e uma segunda unidade de compressão 507b para o segundo canal receptor. As unidades de compressão envolvem os sinais equalizados com a forma de onda de sinal de transmissão conjugada da unidade conjugada 210 e produz um primeiro sinal equali-

10 zado e comprimido 508a do primeiro canal receptor e um segundo sinal equalizado e comprimido 508b do segundo canal receptor. O primeiro e o segundo sinais equalizados e comprimidos 508a e 508b são então utilizados no sistema de radar para o SAR para formar a forma de feixe de antena unilateral como será explicado em associação com a fórmula (16). O sinal

15 transmitido, devido ao deslocamento de fase, será formado em feixe como será descrito em mais detalhes em associação com a figura 6. As unidades de deslocamento de fase estão também incluídas no meio de processamento de sinal.

Independentemente de qualquer disposição de antena específica,

20 ca, é possível obter uma formação de feixe de antena unilateral por processamento digital dos dados dos dois canais receptores. Tal processo de formação de feixe envolve no caso geral a solução do sistema de equações lineares apresentado por dois sinais que chegam de duas direções distintas e independentemente combinados em dois canais receptores distintos como

25 está esquematicamente ilustrado na figura 6. Esta solução no caso geral envolverá uma subtração coerente dos sinais dos dois canais de receptor. Assim, a menos que uma solução adequada para a disposição de antena seja encontrada com referência aos deslocamentos de fase de transmissão impostos sobre os sinais de transmissão alimentados em cada antena e co-

30 mo as duas antenas estão dispostas uma em relação à outra, a formação de feixe causará uma perda de potência na cadeia de recepção e pode, em projetos desfavoráveis, requerer uma quantidade excessiva de potência de

transmissão. As disposições adequadas para o problema relativo de criar nulos de feixe de banda estreita foram extensamente estudadas e são bem conhecidas. No presente caso de criar um feixe unilateral de banda larga, o feixe requerido pode ser obtido casando uma separação de antena apropriadamente escolhida com uma separação de fase imposta sobre os sinais de transmissão alimentados para cada antena, como será demonstrado. Esta disposição é altamente favorável já que esta realmente gera um ganho em razão de sinal para ruído reduzindo o requisito para potência de transmissão, contrário à criação de uma perda de potência devido a uma subtração coerente entre os sinais dos dois canais receptores.

A figura 6 mostra uma antena Esquerda 601, que corresponde à primeira antena 501 da figura 5, conectada no primeiro canal receptor e alimentada com um sinal de transmissão complexo, deslocado em fase por $-\alpha$ e denotado $e^{-i\alpha}$ na figura 6 (o sinal TL). Uma antena Direita 602, que corresponde à segunda antena 502 da figura 5, conectada no segundo canal receptor e alimentada com um sinal de transmissão complexo, deslocado em fase por $+\alpha$ e denotado $e^{i\alpha}$ na figura 6 (o sinal TR). As antenas estão posicionadas substancialmente paralelas uma à outra e um plano de simetria esquerda/direita 603 alinhado com a direção de movimento da plataforma. A antena esquerda sendo a antena para a esquerda do plano de simetria e a antena direita sendo a antena para a direita do plano de simetria quando olhando na direção de movimento. As antenas estão separadas por uma distância d , 604. A seta 605 representa um sinal transmitido para a esquerda da antena esquerda, o sinal TLL e a seta 606 representa um sinal transmitido para a direita da antena direita, o sinal TRR. A seta 607 representa o sinal transmitido para a esquerda da antena direita, o sinal TLR. O sinal TLR torna-se deslocado em fase com uma quantidade kd , onde k é o número de onda sendo igual a $2\pi/\lambda$, quando combinando com o sinal TLL. O deslocamento de fase entre os dois sinais transmitidos para a esquerda devido à separação geométrica, é assim kd e o sinal TLR pode ser escrito e^{ikd} já que o acoplamento entre as antenas aqui é assumido ser insignificante. Isto significa que, como as antenas são curtas e distantes de ressonância o sinal

TLR passará pela antena esquerda sem nenhuma absorção significativa do sinal TLR na antena esquerda. Esta suposição é feita para todos os sinais que passam por uma antena e então chegam na outra antena. A seta 608 representa o sinal Transmitido para a Direita da antena Esquerda, o sinal

5 TRL. O sinal TRL está deslocado em fase comparado com o sinal TRR como uma quantidade kd . O deslocamento de fase entre os dois sinais transmitidos para a direita é assim kd e o sinal TRL pode ser escrito e^{ikd} . A seta 609 representa um sinal recebido do lado esquerdo para a antena esquerda, o sinal RLL e a seta 610 representa o sinal recebido da direita para a antena

10 direita, o sinal RRR. A seta 611 representa um sinal recebido do lado direito para a antena esquerda, o sinal RRL. O sinal RRL está deslocado em fase com uma quantidade kd comparado com o sinal RLL e pode assim ser escrito e^{ikd} . A seta 612 representa o sinal recebido do lado esquerdo para a antena

15 direita, o sinal RLR. O sinal RLR está deslocado em fase com uma quantidade kd comparado com o sinal RRR e pode assim ser escrito e^{ikd} . Assim a figura 6 ilustra as diferentes contribuições para a função de transferência das antenas esquerda e direita com relação aos sinais que vêm do lado esquerdo e do lado direito do plano de simetria 603. Estas contribuições consistem nos deslocamentos de fase $\pm\alpha$ dos sinais de transmissão TR e TL e os deslocamentos de fase, kd , devido à separação geométrica entre as antenas.

20 Casando a separação de antena d , com a diferença de fase de 2α graus entre os sinais de transmissão alimentados em cada antena, uma modelagem do feixe de radar é executada. Seleccionando valores adequados para d e α uma formação de feixe unilateral pode ser conseguida, assim não recebendo

25 nenhum sinal da janela em espelho 112.

O ganho em razão de sinal para ruído em formação de feixe é determinado com relação ao ruído externo, já que este é a forma de ruído dominante. No entanto, a disposição deve ser verificada quanto ao crescimento de ruído interno, já que o ruído interno não pode ser permitido crescer

30 incontrolavelmente ou este pode resultar ser a forma de ruído dominante após a formação de feixe.

No presente caso, como as antenas são curtas, estas radiarão

como dipolos, isto é, em um padrão omnidirecional exceto para os nodos ao longo de sua extensão de comprimento. O desempenho direito/esquerdo combinado das duas antenas pode ser bem caracterizado por um modelo unidimensional de transmissão direita e esquerda ao longo do eixo geométrico através do centro das duas antenas. A radiação nas outras direções segue uma transição suave entre a radiação direita e esquerda. Assim as características de transferência de antena podem ser modeladas por uma transformada linear 2x2 entre a Função de Resposta de Impulso (IRF) unitária da direita, s_R , e esquerda, s_L , e o sinal emitido de qualquer um do primeiro ou do segundo canal receptor, denotados r_R e r_L para indicar se este é o sinal emitido da antena para a direita ou a esquerda do plano de simetria 603. s_R é assim a IRF da primeira antena, neste caso a antena para a direita do plano de simetria da plataforma como definido na figura 6, quando esta antena é a única antena. s_L é a IRF da segunda antena, neste caso a antena para a esquerda do plano de simetria da plataforma como definido na figura 6, quando esta antena é a única antena. Assumindo que a diferença de fase imposta sobre os sinais de transmissão que alimentam as duas antenas é 2α , uma antena sendo alimentada com um sinal que tem um deslocamento de fase $+\alpha$ e a outra antena sendo alimentada com um sinal que tem um deslocamento de fase $-\alpha$. Como as antenas são curtas o acoplamento entre as duas antenas pode ser ignorado e a transformada lê:

$$\begin{pmatrix} r_R \\ r_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{i\alpha} + e^{-i\alpha} e^{ikd} & e^{i\alpha} e^{i2kd} + e^{-i\alpha} e^{ikd} \\ e^{-i\alpha} e^{i2kd} + e^{i\alpha} e^{ikd} & e^{-i\alpha} + e^{i\alpha} e^{ikd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_R \\ s_L \end{pmatrix} \quad (15)$$

Aqui d é a separação entre as antenas e k é o número de onda igual a $2\pi/\lambda$.

O sistema pode ser invertido para gerar:

$$\begin{aligned} s_R &= \frac{1}{1 - e^{i2kd}} \frac{r_R - e^{ikd} r_L}{e^{i\alpha} + e^{-i\alpha} e^{ikd}} \\ s_L &= \frac{1}{1 - e^{i2kd}} \frac{r_L - e^{ikd} r_R}{e^{-i\alpha} + e^{i\alpha} e^{ikd}} \end{aligned} \quad (16)$$

A fórmula (16) compreende duas subfórmulas a primeira sub-

fórmula será utilizada para obter o sinal de radar que vem somente do lado direito, s_R e a segunda subfórmula será utilizada para obter o sinal de radar que vem somente do lado esquerdo, s_L . As entradas para a fórmula (16) são os sinais de radar equalizados e comprimidos r_R e r_L que correspondem aos

5 sinais representados pelas setas 508a e 508b na figura 5 e 708a e 708b na figura 7. Após uma seleção real do deslocamento de fase α somente uma das subfórmulas - diga-se a subfórmula para s_R - que tem uma baixa influência de ruído deve ser utilizada. A outra subfórmula para s_L corresponderá a uma alta influência de ruído. Quando a seleção oposta do deslocamento de

10 fase α é feita, isto é, escolhendo $-\alpha$ ao invés $+\alpha$, a subfórmula para s_L é aquela a ser utilizada.

O cálculo real de s_R e s_L de acordo com a fórmula (16) é executado em um modo convencional, bem conhecido da pessoa versada na técnica, pelo menos de processamento de sinal de SAR não mostrado nas figuras.

15 Este meio de processamento de sinal de SAR está também incluído no meio de processamento de sinal. Quando um deslocamento de fase de $+\alpha$ foi selecionado para uma antena (e assim $-\alpha$ para a outra antena) o meio de processamento de sinal de SAR será disposto para selecionar o sinal com baixa influência de ruído que corresponde ao sinal que vem do lado direito,

20 isto é, s_R ou o sinal que vem do lado esquerdo, isto é, s_L . Quando um deslocamento de fase de $-\alpha$ foi selecionado para aquela antena (e assim $+\alpha$ para a outra antena) o meio de processamento de sinal de SAR será disposto para selecionar o sinal oposto à seleção de $+\alpha$. Selecionando o deslocamento de fase para uma antena ser $+\alpha$ ou $-\alpha$ e assim $-\alpha$ ou $+\alpha$ para a outra antena,

25 como a diferença de fase entre os sinais de antena será 2α , será assim possível selecionar se os sinais que vêm do lado direito ou do esquerdo devem ser utilizados. O sistema de radar pode ser ajustado para utilizar permanentemente um deslocamento de fase de $+\alpha$ para aquela antena e assim sempre receber os sinais de um lado, diga-se o lado direito. Alternati-

30 vamente o sistema de radar pode compreender um meio de comutação onde será possível selecionar um deslocamento de fase de $+\alpha$ ou $-\alpha$ para aquela antena e por meio disto selecionar se os sinais devem ser recebidos do lado

direito ou do esquerdo. As definições de lado esquerdo e direito estão explicadas em associação com a figura 6.

Deste modo uma formação de feixe unilateral com um ganho de antena de banda larga é conseguida utilizando o primeiro e o segundo canais receptores onde o primeiro canal receptor recebe um sinal da primeira antena e o segundo canal receptor recebe um sinal da segunda antena e ainda dispondo para casamento a separação de antena d , com uma diferença de fase de 2α graus entre os sinais de transmissão alimentados em cada antena.

O ruído externo, n_{ext} , será coerente nos canais receptores esquerdo e direito enquanto que o ruído interno, n_{int} , é incoerente entre os canais receptores. O ruído externo tem um componente de Fourier de lado esquerdo e direito $n_{ext,R}$, $n_{ext,L}$, impingente sobre as antenas de cada lado. Os próprios componentes são incoerentes, mas com uma variância igual. Denote por $n_{int,R}$, $n_{int,L}$ os componentes de ruído interno esquerdo e direito incoerentes (de variância igual). No caso de nenhum sinal de radar transmitido o sinal recebido no domínio espectral torna-se:

$$\begin{aligned} r_R &= n_{ext,R} + e^{ikd} n_{ext,L} + n_{int,R} \\ r_L &= n_{ext,L} + e^{ikd} n_{ext,R} + n_{int,L} \end{aligned} \quad (17)$$

O ruído é esperado variar randomicamente em tempo lento. Pela inserção na equação (16) e calculando a média ao longo do tempo:

$$\langle |s_R|^2 \rangle = \frac{\langle |n_{ext}|^2 \rangle}{2[1 + \cos(2\alpha - kd)]} + \frac{\langle |n_{int}|^2 \rangle}{2[1 + \cos(2\alpha - kd)][1 - \cos(2kd)]} \quad (18)$$

Os parênteses angulares $\langle \rangle$ significam que a média ao longo do tempo deverá ser calculada para a expressão dentro dos parênteses. As linhas verticais $| |$ significam que o valor absoluto deverá ser calculado para a expressão dentro das linhas verticais.

As contribuições de fator de ruído externo e interno para a energia de sinal recebido devido à formação de feixe são identificadas como:

$$\begin{aligned}\Gamma_{ext,bf} &= \frac{1}{2[1 + \cos(2\alpha - kd)]} \\ \Gamma_{int,bf} &= \frac{1}{2[1 + \cos(2\alpha - kd)][1 - \cos(2kd)]}\end{aligned}\quad (19)$$

Idealmente, ambos os fatores devem ser tão pequenos quanto possível, o qual é o caso se:

$$\begin{aligned}\cos(2\alpha - kd) &= 1 \\ \cos(2kd) &= -1\end{aligned}\quad (20)$$

Estes requisitos são satisfeitos se

$$2\alpha = kd = \pi/2 \quad (21)$$

Como estes são valores mínimos para $\Gamma_{ext,bf}$ e $\Gamma_{int,bf}$ estes variarão lentamente com as variações de parâmetro, implicando que estes permanecerão pequenos sobre uma largura de banda. No entanto, a dependência de frequência é vista ser mais pronunciada para $\Gamma_{int,bf}$ do que para $\Gamma_{ext,bf}$. Isto está de acordo já que, como destacado, existe uma maior tolerância para o ruído interno do que para o externo.

Dentro da banda de frequência considerada de 25 - 90 MHz e escolhendo $d = 1,3$ m

$$39^\circ \leq kd \leq 140^\circ ; 78^\circ \leq 2kd \leq 280^\circ \quad (22)$$

As variações têm um impacto bastante pequeno sobre $\Gamma_{ext,bf}$ e um impacto tolerável sobre $\Gamma_{int,bf}$. Realmente sobre a largura de banda:

$$\begin{aligned}\frac{1}{4} &\leq \Gamma_{ext,bf} \leq \frac{1}{3} \\ \frac{1}{8} &\leq \Gamma_{int,bf} \leq \frac{3}{8}\end{aligned}\quad (23)$$

Note que desta análise, que o sistema de radar proposto provê o caráter unilateral requerido para a antena de radar, segue também que o deslocamento de fase 2α , também denotado como a diferença de fase 2α , na alimentação das antenas pode diferir de 90 graus para um grau significativo sem interromper o desempenho da antena. Por exemplo, um afastamento de 90 graus diga-se ± 10 -20 graus, tornará os fatores de ruído $\Gamma_{ext,bf}$, $\Gamma_{int,bf}$

menos favoráveis, mas somente a um grau o qual pode ser aceitável com relação a qual desempenho é requerido do sistema de radar e qual potência o transmissor proverá. Pelo mesmo argumento o afastamento de 90 graus pode ser ainda maior. Realmente as fórmulas (19) decidirão em uma base de caso a caso se um certo grau de afastamento de 90 graus é aceitável para um projeto de radar específico em uma aplicação específica. Esta observação é o fundamento matemático para declarar que o deslocamento de fase 2α somente é requerido estar na vizinhança de 90 graus.

De preferência o deslocamento de fase 2α deve ser selecionado para ser 90 graus ou substancialmente 90 graus.

A variação de fator de ruído com a frequência foi demonstrada menos plana para o ruído interno do que para o externo. Apesar de tudo, ambos os fatores de ruído permanecem menores do que a unidade implicando em um aumento de ganho pelo processo de separação esquerdo - direito.

O ruído externo determina a potência de transmissão requerida sob a condição que o ruído interno possa ser ignorado. Como o fator de ruído interno é menor do que a unidade, a influência de ruído interno será adicionalmente suprimida pelo projeto de antena.

Em resumo, um projeto de radar é factível no qual somente o ruído externo determina a potência de transmissão requerida. Como o fator de ruído externo é menor do que $1/3$, o aumento de potência requerido comparado com uma situação de tamanho de comprimento de onda, ou tamanho total, e assim as antenas sem perda são 3 vezes (dado que era 9 vezes sem levar em conta o fator de ruído de disposição de antena). O aumento de potência transmitida requerida ser capaz de coincidir com a SNR de um sistema convencional que utiliza antena de tamanho total, e assim aproximadamente 3 vezes, isto é, é moderado. Esta conclusão é devido ao fato que o ruído interno do radar pode ser ignorado como explicado em associação com as fórmulas (13) e (14). Deste modo, a potência transmitida está disposta de tal modo que após a equalização, a compressão de pulso e a formação de feixe unilateral, acima descritas, a energia de sinal recebido E_s de uma

célula de resolução durante o tempo de registro de radar τ será pelo menos igual à soma de energia de ruído externo e interno E_n , dividido por um produto de tempo/largura de banda τB o que significa que $E_s \geq E_n/\tau B$ e assim $SNR \geq 1$.

5 Que o aumento de ganho vale para uma largura de banda relativamente grande é devido ao curto retardo de tempo verdadeiro entre as antenas (obtido por sua separação relativamente pequena) e a inclinação de fase entre os sinais alimentados para as antenas. O aumento de ganho pode também ser visto como uma interferência construtiva através da banda de
10 frequência conseguida em (16), por esta seleção de parâmetros.

 Um projeto foi provido o qual combina uma pequenez e uma eficiência de potência suficiente com os requisitos 1 - 3. Além disso, é preferido que a VSWR do sistema de radar seja disposta para ser reduzida e seja baixa o bastante para adequar às soluções padrão para a geração de potência
15 de transmissão. Isto pode ser conseguido com um meio de redução de VSWR sendo inserido no sistema de radar entre o transmissor e as antenas.

 O meio de redução VSWR pode ser executado com meios convencionais como os circuitos de casamento e os deslocamentos de fase podem ser executados por deslocadores de fase convencionais. Uma solução
20 preferida é no entanto, utilizar um dispositivo de 4 portas recíproco como tanto um meio de redução de VSWR quanto um meio para realizar a diferença de fase 2α de substancialmente 90 graus entre os sinais de transmissão alimentados nas antenas. Resulta que a inserção do dispositivo de 4 portas recíproco, de preferência um híbrido de 90°, no sistema de radar entre o
25 transmissor e as antenas pode atender ambos estes objetivos. Isto é uma vantagem já que ambos os objetivos podem ser atendidos com um único componente. Uma realização de um sistema de radar que inclui o dispositivo de 4 portas recíproco, assim reduzindo a VSWR, está mostrado na figura 7. A figura 7 mostra um exemplo da invenção com um sistema de radar que
30 corresponde à figura 5, mas com a primeira 503 e a segunda 504 unidades de deslocamento de fase trocadas por uma unidade híbrida de 90°, 701, e uma carga, 702. As antenas têm, como no exemplo da figura 5, um compri-

mento menor do que a metade do comprimento de onda de frequência central f_c . A unidade híbrida tem 4 portas, uma terceira porta P11 conectada no transmissor, uma primeira porta P12 conectada na primeira antena através de uma TRS e uma segunda porta 22 conectada na segunda antena através da outra TRS. Uma quarta porta P21 está conectada na carga 702. A unidade híbrida de 90° 701 gera um sinal de entrada na terceira porta P11, sinais de saída deslocados em fase na primeira porta P12 e na segunda porta P22, com um deslocamento de fase entre estes sendo substancialmente de 90 graus, como está descrito em associação com a figura 8. O híbrido de 90 graus assim atinge uma diferença de fase de 90° entre os sinais de transmissão alimentados nas antenas, correspondendo a $2\alpha = 90^\circ$. A unidade híbrida, 701 e a carga 702 estão também incluídas no meio de processamento de sinal. Os sinais equalizados e comprimidos do sistema de radar de acordo com a figura 7 são denotados 708a e 708b correspondendo aos sinais 508a e 508b na figura 5.

A configuração do sistema de radar para o SAR assim compreende:

- a primeira 501, 601 e a segunda 502, 602 antenas,
- uma Chave de Transmissão/Recepção conectada a cada antena
- o dispositivo de 4 portas recíproco 701 que tem a primeira porta P12 conectada na primeira antena através de uma das Chaves de Transmissão/Recepção e a segunda porta P22 conectada na segunda antena através da outra Chave de Transmissão/Recepção,
- o gerador de forma de onda 208 estando conectado na terceira porta P11 do dispositivo de 4 portas recíproco 701 através do transmissor 209,
- a carga 702 está conectada na quarta porta P21 do dispositivo de 4 portas recíproco,
- o primeiro receptor estando conectado na primeira antena através de uma das Chaves de Transmissão/Recepção no primeiro canal receptor e o segundo receptor está conectado na segunda antena através da ou-

tra Chave de Transmissão/Recepção no segundo canal,

- os receptores e a unidade de IRF 204 estando conectados na primeira 505a e na segunda 505b unidades de convolução e a primeira unidade de convolução 505a está conectada na primeira unidade de compressão 507a no primeiro canal e a segunda unidade de convolução 505b está conectada na segunda unidade de compressão 507b no segundo canal, o segundo canal estando em paralelo com o primeiro canal, as unidades de compressão ambas estando conectadas na unidade conjugada 210 e cada unidade de compressão está disposta para produzir o sinal equalizado e comprimido para os seus respectivos canais.

A figura 8a mostra o híbrido de 90° , 701, o qual é um dispositivo de 4 portas recíproco no sentido em que este tem o mesmo desempenho se as portas de entrada e de saída forem substituídas de acordo com $P11 \leftrightarrow P22$ e $P21 \leftrightarrow P12$. No presente pedido, as antenas A1 e A2 estão conectadas na primeira porta P12 e na segunda porta P22 e o transmissor Tx na terceira porta P11. Um primeiro sinal 801, mostrado com uma linha contínua, está deslocado em fase de 90° no seu caminho da terceira porta P11 para a primeira porta P12. A parte do sinal a qual é refletida na primeira porta P12 (a qual será grande já que a antena conectada na primeira porta P12 é curta) está deslocado em fase com 90° adicionais no seu caminho de volta para a terceira porta P11, assim um deslocamento de fase total de 180° é experimentado pelo sinal refletido. Isto é devido às propriedades inerentes no híbrido. Um segundo sinal 802, mostrado com uma linha tracejada, não será sujeito a nenhum deslocamento de fase no seu caminho da terceira porta P11 para a segunda porta P22. Similarmente o sinal refletido da segunda porta P22 de volta para a terceira porta P11 não será sujeito a nenhum deslocamento de fase devido às propriedades inerentes do híbrido. Assim o primeiro e o segundo sinais terão uma diferença de fase de 180° e assim cancelarão na terceira porta P11. Em uma quarta porta P21 os componentes de sinal, no entanto, somarão construtivamente. No pedido, este sinal refletido combinado na quarta porta P21 é cancelado por uma carga L, 702, conectada na quarta porta P21. A energia refletida das duas antenas será por

meio disto na sua totalidade alimentada para esta carga. No todo, os componentes de sinal de transmissão os quais são refletidos pela antena devido à baixa eficiência de radiação, não causarão nenhum sinal refletido impingente sobre o próprio transmissor.

5 Enquanto os sinais refletidos cancelam, os sinais que acoplam sem retardo ou deslocamento de fase entre a primeira porta P12 e a segunda porta P22 somam construtivamente na terceira porta P11. O percurso de sinal tracejado na figura 8b corresponde ao acoplamento entre a segunda porta P22 e a primeira porta P12 e o percurso de sinal contínuo corresponde
10 ao acoplamento entre a primeira porta P12 e a segunda porta P22. A energia recebida na terceira porta P11 devido ao acoplamento entre as antenas é refletida para a primeira porta P12 em um terceiro sinal 803 e para a segunda porta P22 em um quarto sinal 804. O terceiro sinal está deslocado em fase de 90° devido à propriedade inerente do híbrido. O terceiro sinal está
15 acoplado na segunda porta P22 através do ar sem deslocamento de fase e então adicionalmente na terceira porta P11 sem deslocamento de fase devido a propriedades inerentes do híbrido. Quando o terceiro sinal chega na terceira porta P11 este está assim deslocado em fase de 90° . O quarto sinal está acoplado na primeira porta P12 através do ar sem deslocamento de
20 fase e então de volta a primeira porta P11 com um deslocamento de fase de 90° devido às propriedades inerentes do híbrido. O terceiro e o quarto sinais assim somam construtivamente na terceira porta P11. Assim o acoplamento entre as antenas dará origem a um sinal impingente sobre o transmissor. Para as frequências mais baixas, a eficiência de baixa radiação tornará o
25 efeito de acoplamento pequeno. No entanto, devido ao caráter geralmente omnidirecional de radiação dipolo, mesmo nas frequências mais altas, onde as antenas têm uma alta eficiência de radiação, a parte da radiação absorvida pela antena vizinha será suficientemente pequena para o efeito de acoplamento ser toleravelmente pequeno. Em resumo, o projeto proposto por-
30 tanto resolve o problema de conectar as antenas a um projeto de geração de energia de transmissão padrão.

A invenção não está limitada às modalidades e aos exemplos a-

cima descritos, mas pode variar livremente dentro do escopo das reivindicações anexas.

REIVINDICAÇÕES

1. Sistema de radar para um Radar de Abertura Sintética, SAR, que compreende uma disposição de pelo menos um transmissor (209), dois receptores (Rx), duas antenas (501, 502, 601, 602) e um meio de processamento de sinal (208, 202, 204, 210, 503, 504, 505a, 505b, 507a, 507b, 701, 702) localizados sobre uma plataforma disposta para mover sobre o solo e disposta para transmitir uma forma de sinal conhecida e receber os sinais refletidos do solo, sinais recebidos sendo utilizados para produzir uma imagem de SAR (401) do solo, a imagem de SAR compreendendo um número de células de resolução (404), e o sistema de radar ainda estando disposto para operar em uma banda de frequência com uma frequência central f_c e com uma largura de banda larga B de pelo menos uma oitava, caracterizado pelo sistema de radar compreender uma primeira (501, 601) e uma segunda (502, 602) antenas que têm um comprimento menor do que a metade do comprimento de onda da frequência central f_c e ainda dispondo:

- uma função de transferência de sistema de radar F_f para ser plana sobre a banda de frequência B dispondo uma equalização de sinal e uma compressão de pulso dos sinais recebidos pelo meio de processamento de sinal e
- uma formação de feixe unilateral com um ganho de antena de banda larga, pela utilização de um primeiro e um segundo canais receptores onde o primeiro canal receptor recebe um sinal da primeira antena (501, 601) e o segundo canal receptor recebe um sinal da segunda antena (502, 602) e ainda dispondo para casar uma separação de antena d , com uma diferença de fase de 2α graus entre os sinais de transmissão alimentados em cada antena, 2α estando na vizinhança de 90 graus.

2. Sistema de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que a Razão de Onda Imóvel de Voltagem, VSWR, do sistema de radar está disposta para ser reduzida pela inserção de um meio de redução VSWR no sistema de radar entre o transmissor e as ditas antenas.

3. Sistema de acordo com a reivindicação 1 ou 2, caracterizado pelo fato de que a potência transmitida está disposta de tal modo que após a

equalização, a compressão de pulso e a formação de feixe unilateral a energia de sinal recebido E_s de uma célula de resolução durante o tempo de registro de radar τ é pelo menos igual à soma de energia de ruído externo e interno E_n , dividido pelo produto de tempo/largura de banda τB .

5 4. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações precedentes, caracterizado pelo fato de que a planicidade da função de transferência de sistema de radar F_f está disposta pela transmissão da forma de sinal conhecida sobre a largura de banda B , dispondo que os sinais recebidos para cada canal sejam convolvidos com uma Função de Resposta de Impulso Inverso, IRF^{-1} , assim obtendo uma equalização de sinal para cada canal, e dispondo uma compressão de pulso envolvendo o sinal equalizado para cada canal com uma forma de onda de sinal de transmissão de conjugada assim obtendo um primeiro sinal equalizado e comprimido (508a, 708a) do primeiro canal receptor e um segundo sinal equalizado e comprimido
10 (508b, 708b) do segundo canal receptor.

5. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações precedentes, caracterizado pelo fato de que um dispositivo de 4 portas recíproco (701) está disposto para ser inserido entre o transmissor e as ditas antenas em uma configuração com:

20 - o dispositivo de 4 portas recíproco (701) que tem a primeira porta (P12) conectada na primeira antena (501, 601) através de uma das Chaves de Transmissão/Recepção e a segunda porta (P22) conectada na segunda antena (502, 602) através da outra Chave de Transmissão/Recepção,

25 - um gerador de forma de onda (208) estando conectado a uma terceira porta (P11) do dispositivo de 4 portas recíproco (701) através do transmissor (209),

 - uma carga (702) está conectada a uma quarta porta (P21) do dispositivo de 4 portas recíproco.

30 6. Sistema de acordo com a reivindicação 5, caracterizado pelo fato de que o sistema de radar tem uma configuração de:

 - a primeira (501, 601) e a segunda (502, 602) antenas,

- uma Chave de Transmissão/Recepção conectada a cada antena
- o dispositivo de 4 portas recíproco (701)
- o primeiro receptor estando conectado na primeira antena através de uma das Chaves de Transmissão/Recepção no primeiro canal receptor e o segundo receptor estando conectado na segunda antena através da outra Chave de Transmissão/Recepção no segundo canal receptor,
- os receptores e uma unidade de IRF (204) estão conectados a uma primeira (505a) e uma segunda (505b) unidades de convolução e a primeira unidade de convolução (505a) está conectada a uma primeira unidade de compressão (507a) no primeiro canal receptor e a segunda unidade de convolução (505b) está conectada a uma segunda unidade de compressão (507b) no segundo canal receptor, o segundo canal receptor estando em paralelo com o primeiro canal receptor, as unidades de compressão ambas estando conectadas a uma unidade conjugada (210), e cada unidade de compressão está disposta para produzir o sinal equalizado e comprimido para os seus respectivos canais.

7. Sistema de acordo com as reivindicações 5 e 6, caracterizado pelo fato de que, pelo dispositivo de 4 portas recíproco sendo um híbrido de 90 graus tanto o meio de redução de VSWR é realizado quanto a diferença de fase 2α é disposta para ser substancialmente 90° .

8. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações precedentes, caracterizado pelo fato de que o sistema de radar está disposto para operar em uma sub-banda dentro da faixa de frequência 20-500 MHz.

9. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações precedentes, caracterizado pelo fato de que a largura de banda larga B da banda de frequência está disposta para cobrir 1,6 oitavas que correspondem à frequência mais alta na banda de frequência sendo três vezes a frequência mais baixa na banda de frequência.

10. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações precedentes, caracterizado pelo fato de que as ditas antenas (501, 502, 601, 602) têm um comprimento de aproximadamente 1 m quando o sistema de

radar está disposto para operar em uma banda de frequência de 27,5 MHz - 82,5 MHz.

11. Sistema de acordo com qualquer uma das reivindicações precedentes, caracterizado pelo fato de que as Chaves de Transmissão/Recepção (202), o dispositivo de 4 portas recíproco (701) o gerador de forma de onda (208) a unidade conjugada (210), a unidade de IRF (204), as unidades de convolução (505a, 505b), os deslocadores de fase (503, 504), as unidades de compressão (507a, 507b) e o meio de processamento de sinal de SAR todos são meios de processamento de sinal.

12. Método para dispor um sistema de radar para um Radar de Abertura Sintética, SAR, que compreende uma disposição de pelo menos um transmissor (209), dois receptores (Rx), duas antenas (501, 502, 601, 602) e um meio de processamento de sinal (208, 202, 204, 210, 503, 504, 505a, 505b, 507a, 507b, 701, 702) localizados sobre uma plataforma que move sobre o solo e transmite uma forma de sinal conhecida e recebe os sinais refletidos do solo, os sinais recebidos sendo utilizados para produzir uma imagem de SAR (401) do solo, a imagem de SAR compreendendo um número de células de resolução (404), e o sistema de radar operando em uma banda de frequência com uma frequência central f_c e com uma largura de banda larga B de pelo menos uma oitava, caracterizado pelo sistema de radar compreender uma primeira (501, 601) e uma segunda (502, 602) antenas que têm um comprimento menor do que a metade do comprimento de onda da frequência central f_c e ainda dispondo:

- uma função de transferência de sistema de radar F_f para ser plana sobre a banda de frequência B equalizando e comprimindo o pulso dos sinais recebidos pelo meio de processamento de sinal e

- uma formação de feixe unilateral com um ganho de antena de banda larga, pela utilização de um primeiro e um segundo canais receptores onde o primeiro canal receptor recebe um sinal da primeira antena (501, 601) e o segundo canal receptor recebe um sinal da segunda antena (502, 602) e ainda casando uma separação de antena d , com uma diferença de fase de 2α graus entre os sinais de transmissão alimentados em cada ante-

na, 2α estando na vizinhança de 90 graus.

13. Método de acordo com a reivindicação 12, caracterizado pelo fato de que a Razão de Onda Imóvel de Voltagem, VSWR, do sistema de radar é reduzida pela inserção do meio de redução VSWR no sistema de radar entre o transmissor e as ditas antenas.

14. Método de acordo com a reivindicação 12 ou 13, caracterizado pelo fato de que a potência transmitida está disposta de tal modo que após a equalização, a compressão de pulso e a formação de feixe unilateral a energia de sinal recebido E_s de uma célula de resolução durante o tempo de registro de radar τ é pelo menos igual à soma de energia de ruído externo e interno E_n , dividido pelo produto de tempo/largura de banda τB .

15. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 12 a 14, caracterizado pelo fato de que a planicidade da função de transferência de sistema de radar F_f está disposta pela transmissão da forma de sinal conhecida sobre a largura de banda B , convolvendo os sinais recebidos para cada canal com uma Função de Resposta de Impulso Inverso, IRF^{-1} , assim obtendo uma equalização de sinal para cada canal, e comprimindo o pulso convolvendo o sinal equalizado para cada canal com uma forma de onda de sinal de transmissão conjugada assim obtendo um primeiro sinal equalizado e comprimido (508a, 708a) do primeiro canal receptor e um segundo sinal equalizado e comprimido (508b, 708b) do segundo canal receptor.

16. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 12 a 15, caracterizado pelo fato de que um dispositivo de 4 portas recíproco (701) está inserido entre o transmissor e as ditas antenas em uma configuração com:

- o dispositivo de 4 portas recíproco (701) tendo uma primeira porta (P12) conectada na primeira antena (501, 601) através de uma das Chaves de Transmissão/Recepção e uma segunda porta (P22) conectada na segunda antena (502, 602) através da outra Chave de Transmissão/Recepção,

- um gerador de forma de onda (208) estando conectado a uma terceira porta (P11) do dispositivo de 4 portas recíproco (701) através do

transmissor (209),

- uma carga (702) está conectada a uma quarta porta (P21) do dispositivo de 4 portas recíproco.

17. Método de acordo com a reivindicação 16, caracterizado pelo fato de que o sistema de radar tem uma configuração de:

- a primeira (501, 601) e a segunda (502, 602) antenas,
- uma Chave de Transmissão/Recepção conectada a cada antena

- o dispositivo de 4 portas recíproco (701)
- o primeiro receptor estando conectado na primeira antena através de uma das Chaves de Transmissão/Recepção no primeiro canal receptor e o segundo receptor estando conectado na segunda antena através da outra Chave de Transmissão/Recepção no segundo canal receptor,

- os receptores e uma unidade de IRF (204) estão conectados a uma primeira (505a) e uma segunda (505b) unidades de convolução e a primeira unidade de convolução (505a) está conectada a uma primeira unidade de compressão (507a) no primeiro canal receptor e a segunda unidade de convolução (505b) está conectada a uma segunda unidade de compressão (507b) no segundo canal receptor, o segundo canal receptor estando em paralelo com o primeiro canal receptor, as unidades de compressão ambas estando conectadas a uma unidade conjugada (210), e cada unidade de compressão está produzindo o sinal equalizado e comprimido para os seus respectivos canais.

18. Método de acordo com as reivindicações 16 e 17, caracterizado pelo fato de que, pelo dispositivo de 4 portas recíproco sendo um híbrido de 90 graus tanto o meio de redução de VSWR é realizado quanto a diferença de fase 2α é disposta para ser substancialmente 90° .

19. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 12 a 18, caracterizado pelo fato de que o sistema de radar opera em uma sub-banda dentro da faixa de frequência 20-500 MHz.

20. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 12 a 19, caracterizado pelo fato de que a largura de banda larga B da banda de

frequência cobre 1,6 oitavas que correspondem à frequência mais alta na banda de frequência sendo três vezes a frequência mais baixa na banda de frequência.

21. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 12 a20, caracterizado pelo fato de que as ditas antenas (501, 502, 601, 602) têm um comprimento de aproximadamente 1 m quando o sistema de radar está operando em uma banda de frequência de 27,5 MHz - 82,5 MHz.

22. Método de acordo com qualquer uma das reivindicações 12 a21, caracterizado pelo fato de que as Chaves de Transmissão/Recepção (202), o dispositivo de 4 portas recíproco (701) o gerador de forma de onda (208) a unidade conjugada (210), a unidade de IRF (204), as unidades de convolução (505a, 505b), os deslocadores de fase (503, 504), as unidades de compressão (507a, 507b) e o meio de processamento de sinal de SAR todos sendo meios de processamento de sinal.

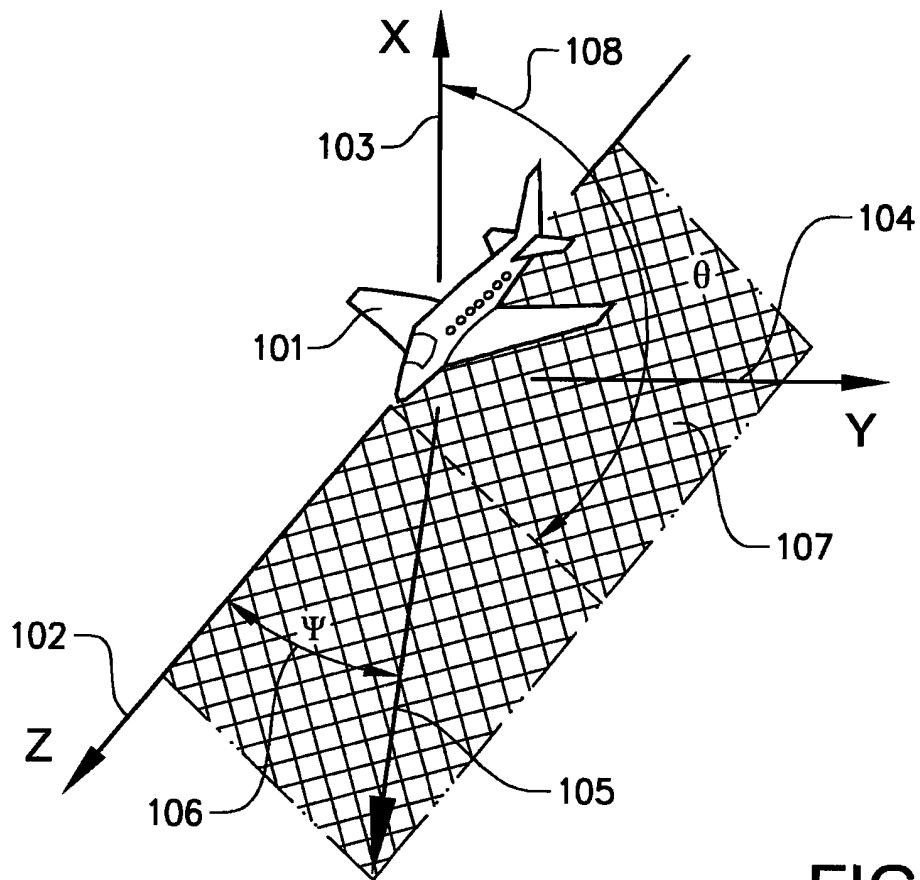


FIG. 1a

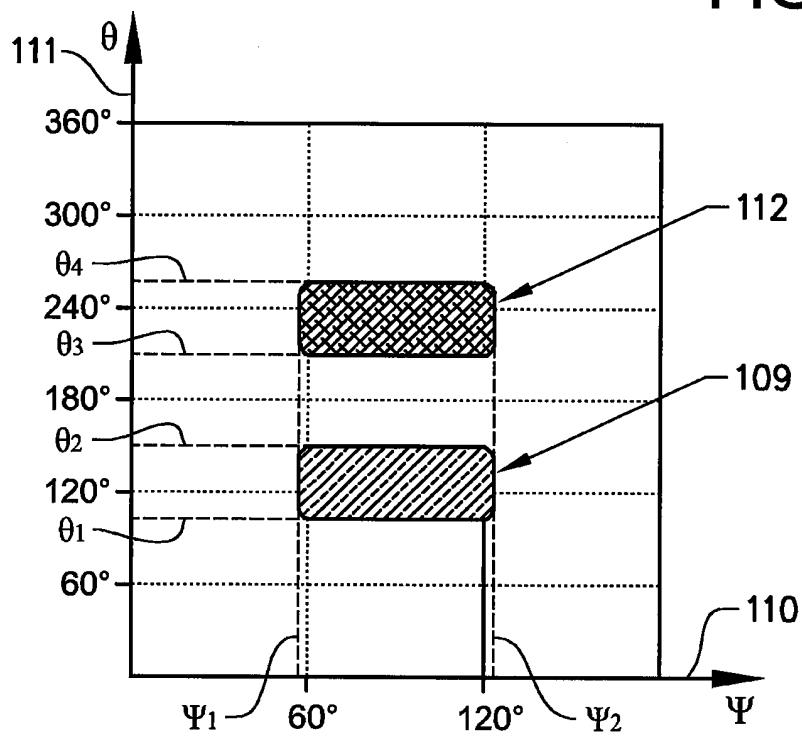


FIG. 1b

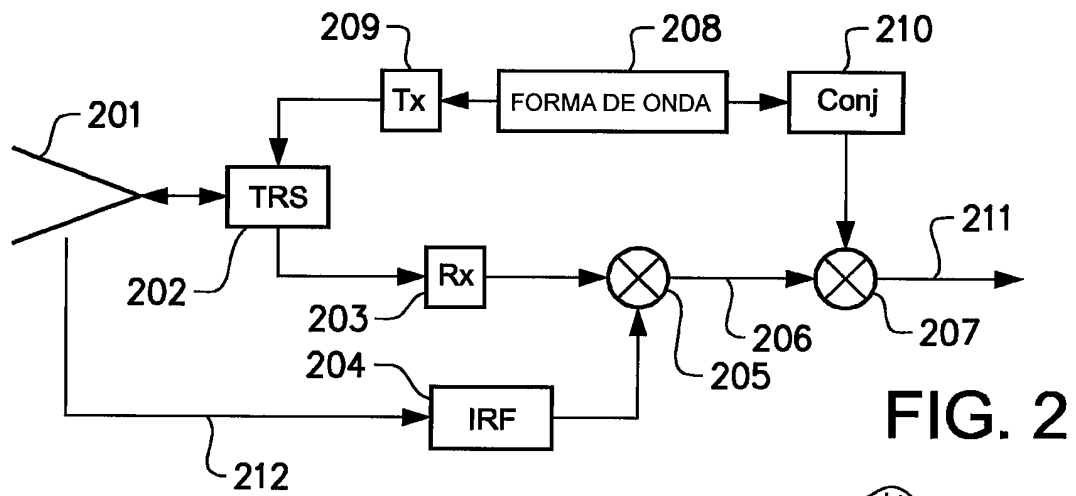


FIG. 2

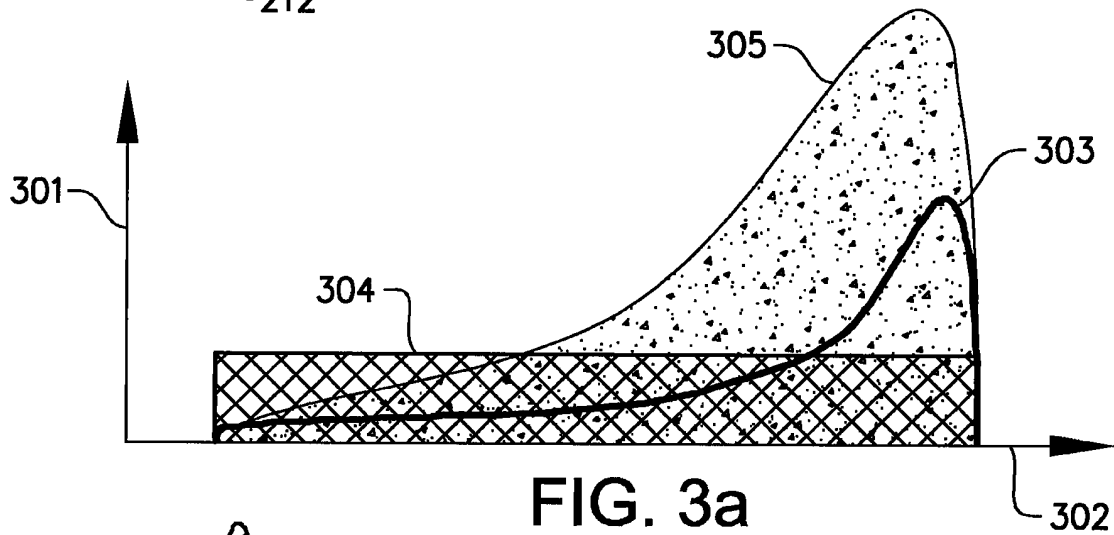


FIG. 3a

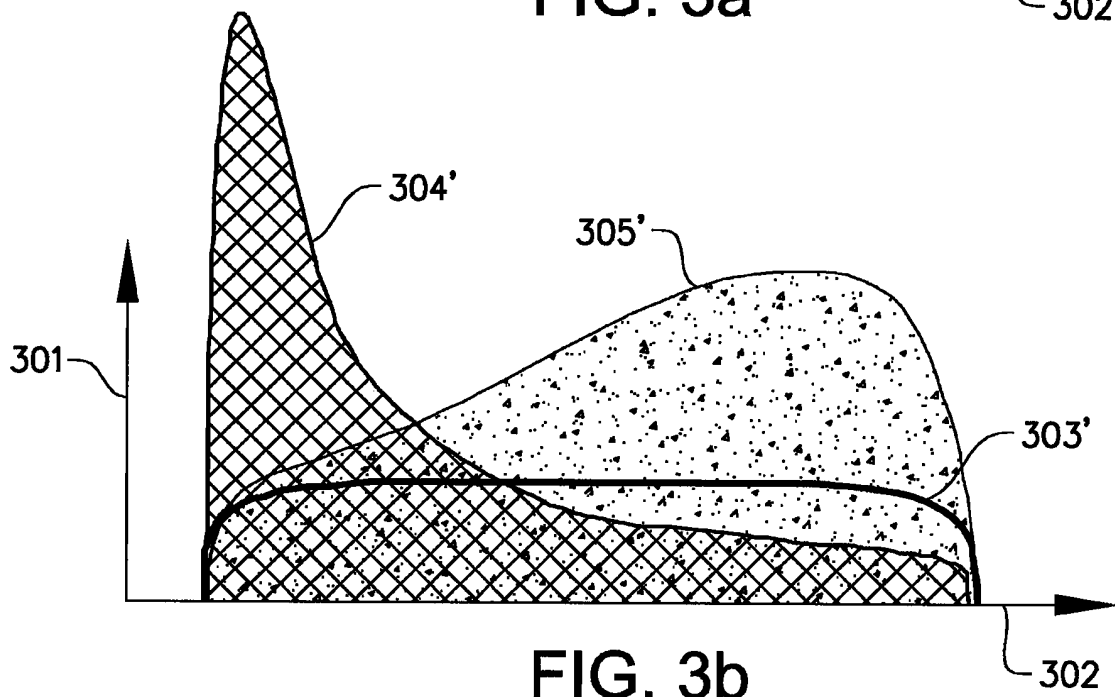


FIG. 3b

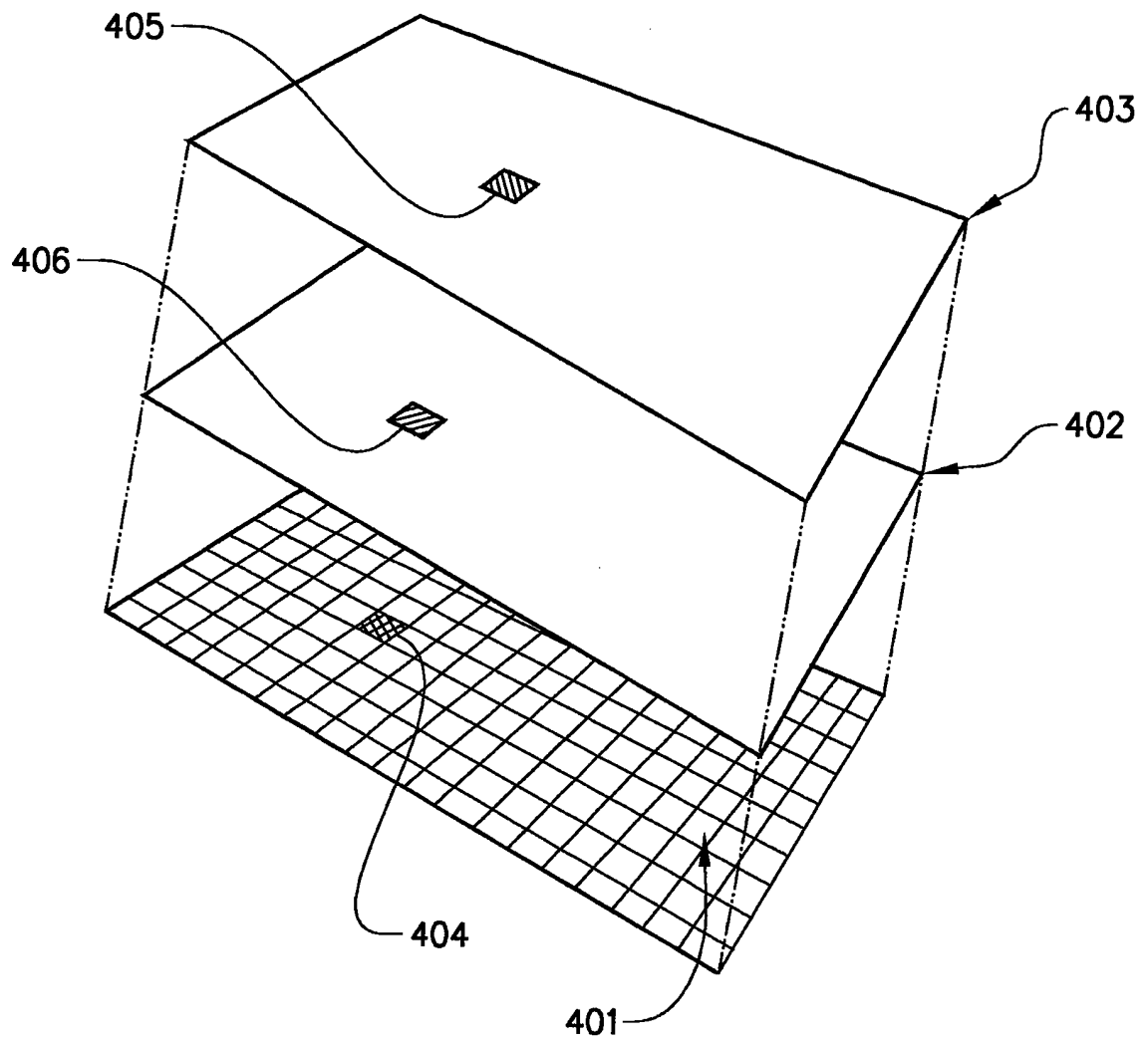
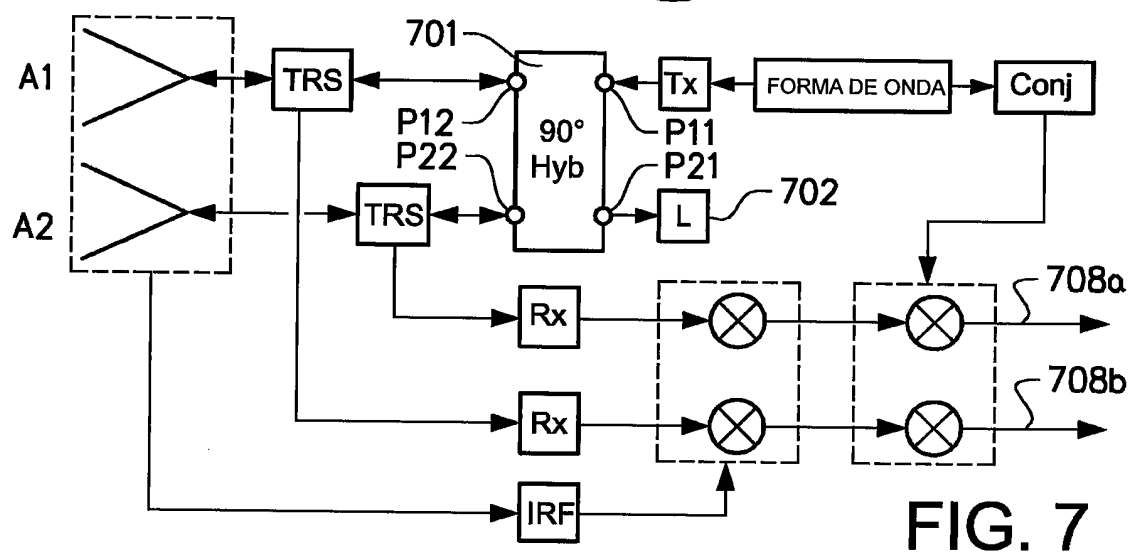
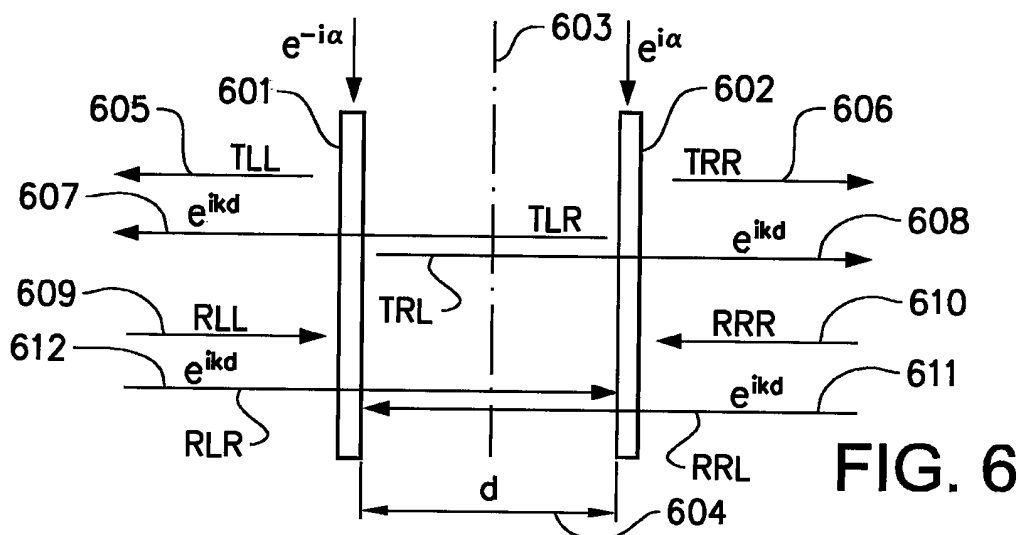
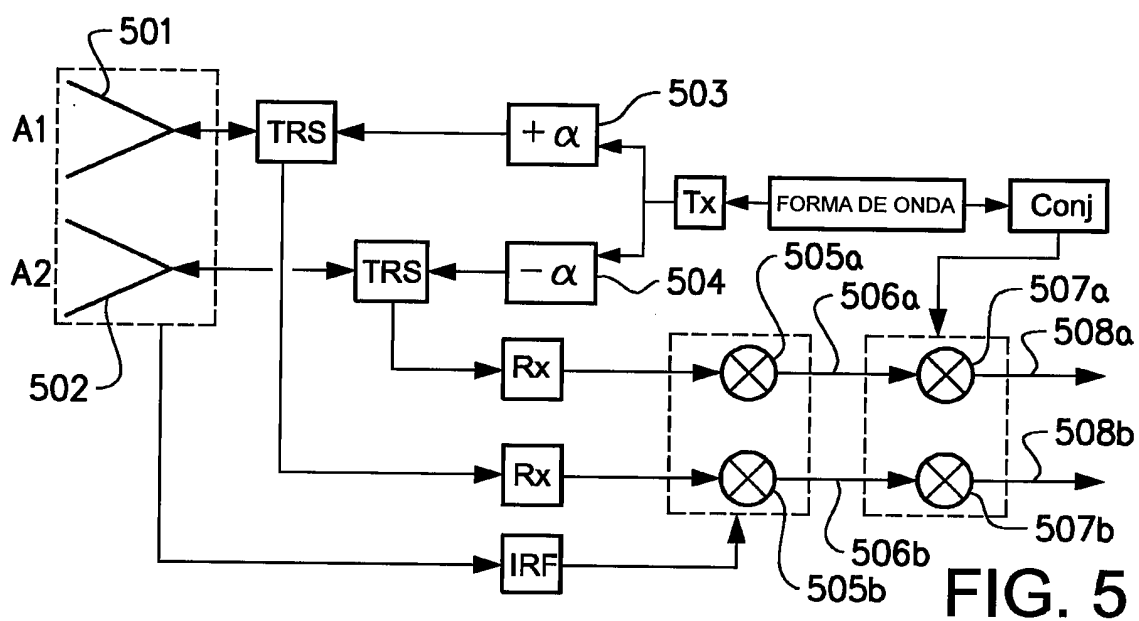


FIG. 4



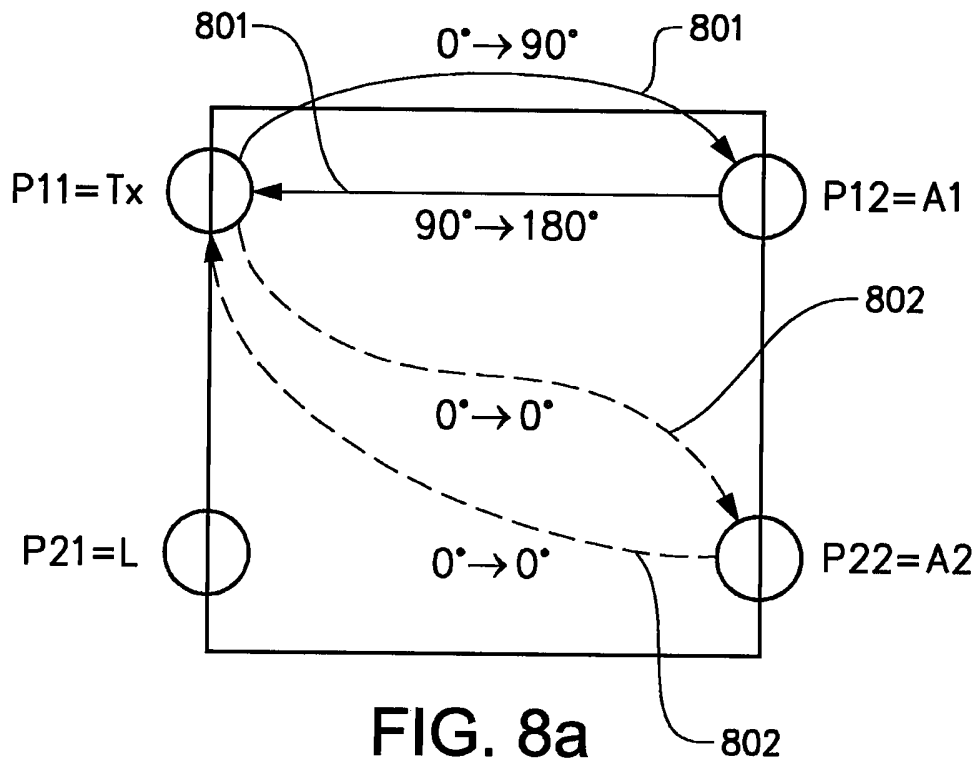


FIG. 8a

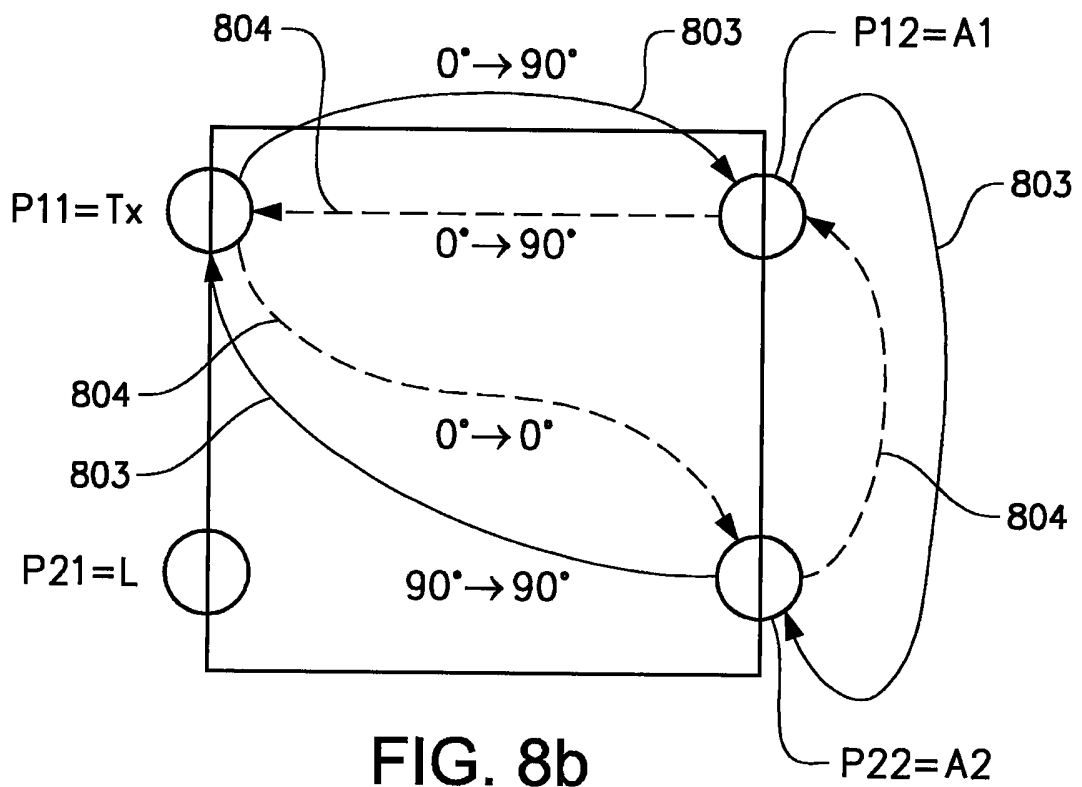


FIG. 8b