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

(21) **PI0607700-5 A2**

* B R P I 0 6 0 7 7 0 0 A 2 *

(22) Data de Depósito: 24/02/2006
(43) Data da Publicação: 16/03/2010
(RPI 2045)

(51) Int.Cl.:
H01Q 17/00 (2010.01)
H01Q 1/28 (2010.01)

(54) Título: **ESTRUTURA DE ANTENA, E, MÉTODO PARA MELHORAR AS PROPRIEDADES DE ESPALHAMENTO DE UMA ANTENA**

(30) Prioridade Unionista: 28/02/2005 US 60/656395

(73) Titular(es): TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (publ)

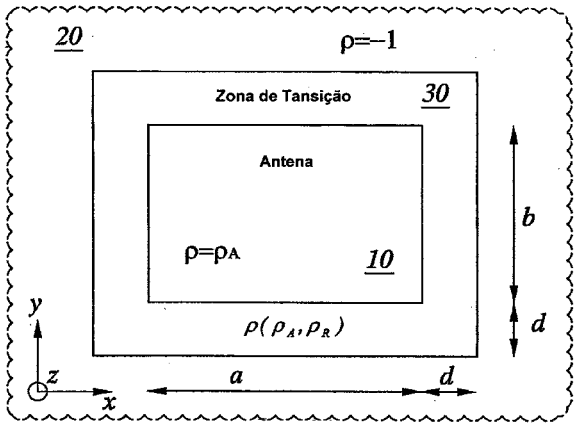
(72) Inventor(es): Mats Gustafsson

(74) Procurador(es): Momsen, Leonardos & CIA.

(86) Pedido Internacional: PCT SE2006000250 de 24/02/2006

(87) Publicação Internacional: WO 2006/091162de 31/08/2006

(57) Resumo: ESTRUTURA DE ANTENA, E, METODO PARA MELHORAR AS PROPRIEDADES DE ESPALHAMENTO DE UMA ANTENA Uma estrutura de antena incluindo uma antena 10 com uma superficie principal exterior 11, onde dita antena 10 é integrada em uma superficie de um material circundante 20. Ademais incluindo uma zona de transição 30 arranjada ao longo do perímetro da superficie principal 11 e sobrepondo a superficie principal, onde a zona de transição 30 inclui uma camada de um material resistivo com um resistividade que varia com a distância de um perímetro exterior da zona de transição 30 para habilitar uma transição suave das propriedades de espalhamento entre a antena 10 e o material circundante 20.



"ESTRUTURA DE ANTENA, E, MÉTODO PARA MELHORAR AS PROPRIEDADES DE ESPALHAMENTO DE UMA ANTENA"

CAMPO TÉCNICO

A presente invenção relaciona-se a antenas integradas em geral, especificamente a métodos e arranjos para a redução da seção transversal de radar de tais antenas.

FUNDAMENTO

Durante os últimos anos, o conceito de tecnologia de invisibilidade foi explorado com sucesso, especialmente para aeronaves. Em sua definição mais básica, invisibilidade é a arte de passar despercebido por um ambiente. A meta é portanto fazer crescentemente difícil detectar um objeto por meio de por exemplo radar ou outra técnica de detecção eletromagnética. Uma pluralidade de projetos, materiais, e dispositivos eletrônicos foi portanto desenvolvida para este propósito.

Fontes potenciais principais de alta visibilidade de radar em objetos de invisibilidade são antenas associadas com o objeto. Desde que uma antena é tipicamente projetada para absorver energia em sua banda operacional, a difração em banda é significante se a antena estiver integrada em um ambiente não absorvente. A difração fora de banda também pode contribuir para a denominada seção transversal de radar (RCS) se houver uma diferença de fase entre a reflexão da antena e a reflexão das cercanias. Vários fenômenos foram identificados como contribuições para a visibilidade de radar como representada pela seção transversal de radar (RCS) de antenas de arranjo. Estes contribuintes podem ser divididos de acordo com: i) RCS estrutural; ii) RCS de modo de antena, isto é, reflexões de dentro da antena; e iii) lóbulos de grade isto é, acima de picos de banda de radiofreqüência (RF). Exemplos das várias "classes" de contribuintes são por exemplo lóbulos de grade, difração de borda, e ondas de superfície.

Os lóbulos de grade podem ocorrer se o espaçamento inter-

elemento for maior então que meio comprimento de onda [1], [2], [3].

Difração de borda pode ser interpretada como difração causada pela mudança rápida nas propriedades de espalhamento entre a antena e suas cercanias [4]. A difração fora de banda também pode contribuir para a RCS se houver uma diferença de fase entre reflexões da antena e reflexões da cercania de antena.

Portanto, há uma necessidade por métodos e arranjos para reduzirem a RCS de antenas.

SUMÁRIO

Um objetivo básico da presente invenção é reduzir a visibilidade a radar de antenas em objeto de invisibilidade.

Um objetivo adicional da presente invenção é habilitar redução da seção transversal de radar de um arranjo de antena integrado em uma superfície circundante.

Um objetivo adicional é habilitar uma transição suave das propriedades de espalhamento entre um arranjo de antena integrado e uma superfície circundante.

Um objetivo adicional é habilitar transformação das propriedades de espalhamento de um arranjo de antena integrado às propriedades de espalhamento de um condutor perfeitamente elétrico.

Estes e outros objetivos são alcançados de acordo com o conjunto anexo de reivindicações.

Brevemente, a presente invenção inclui prover uma folha resistiva fina de um material resistivo ao longo do perímetro de uma superfície exterior de uma antena de arranjo integrada em um material circundante. A folha resistiva tem uma distribuição de resistividade afilada para prover uma transição suave das propriedades de espalhamento entre a antena e seu material circundante.

Vantagens da presente invenção incluem:

Transição suave de propriedades de espalhamento entre uma antena integrada e seu material circundante;

Um arranjo de antena integrado com uma seção transversal de radar mono-estática reduzida;

Seção transversal de radar reduzida de uma antena integrada.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

A invenção, junto com objetivos e vantagens adicionais dela, pode ser melhor entendida se referindo à descrição seguinte tomada junto com os desenhos acompanhantes, em que:

Figura 1 é uma ilustração esquemática de uma concretização de um arranjo de acordo com a invenção;

Figura 2 é uma seção transversal da concretização anterior;

Figura 3 é uma ilustração esquemática de um modelo de circuito da concretização na Figura 1;

Figura 4 ilustra a transformação do coeficiente de reflexão de acordo com concretizações da presente invenção;

Figura 5a ilustra a transição do coeficiente de reflexão de acordo com a invenção;

Figura 5b ilustra as transformadas de Fourier em dB da transição da Figura 5a;

Figura 6a ilustra o coeficiente de reflexão calculado (expresso em dB) como uma função de freqüência de uma concretização da invenção;

Figura 6b ilustra o coeficiente de reflexão calculado (expresso em um mapa de Smith) como uma função de freqüência de uma concretização da invenção;

Figuras 7a-b ilustram a RCS bi-estática calculada de um arranjo de trecho auto-complementar de acordo com uma concretização da presente invenção;

Figuras 8a e b ilustram a mesma informação como Figuras 7a

e b;

Figura 9 ilustra uma vista de seção transversal de uma concretização da presente invenção;

Figuras 10a-d ilustram a RCS bi-estática de concretizações de acordo com a invenção;

Figuras 11a-d ilustram uma comparação entre a RCS bi-estática de concretizações da invenção, calculada com FDTD e com a abordagem de PO;

Figura 12 ilustra uma vista de seção transversal de uma concretização adicional da invenção;

Figuras 13a-b ilustram o efeito da concretização da Figura 10.

ABREVIAÇÕES

RCS	Seção Transversal de Radar
PO	Ótica Física (abordagem)
RAM	Material Absorvente a Radar
TE	Transversa Elétrica (polarização)
TM	Transversa Magnética (polarização)
FDTD	Método de Domínio de Tempo de Diferença Finita
MoM	Método de Momentos
FEM	Método de Elemento Finito

DESCRIÇÃO DETALHADA

A presente invenção será descrita no contexto, mas não limitada a uma antena de arranjo integrada em uma superfície de um material circundante, por exemplo uma superfície de condutor perfeitamente elétrico. Porém, as mesmas considerações são possíveis para outros materiais circundantes e para antenas com estruturas de envoltório dielétrico de antena.

A fim de compreender completamente as implicações e vários aspectos da presente invenção, algumas considerações matemáticas e teóricas precisam ser explicadas.

RCS e Abordagem Ótica Física

A definição básica da Seção Transversal de Radar (RCS) ou σ de um objeto é a relação da amplitude da potência espalhada para a potência incidente na direção de um observador no infinito. Em outras palavras, sua área equivalente que se espalhada isotropicamente resultaria na mesma densidade de potência espalhada [5]. A RCS de um objeto pode por esse meio ser determinada como o quociente entre as amplitudes da onda espalhada e da onda incidente, isto é:

$$\sigma(\hat{r},\hat{k}) = \lim_{r\to\infty} 4\pi r^2 \frac{|E_s(r,\hat{r})|^2}{|E_i(\hat{k})|^2} = \frac{4\pi}{k^2}\frac{|F_s(\hat{r})|^2}{|E_i(\hat{k})|^2} \qquad (1)$$

onde r é a posição, k é o número de onda circular, E_s é a onda espalhada e a onda incidente E_i é uma onda plana de acordo com:

$$E_i(x;\hat{k}) = E_i(\hat{k})e^{-ik\hat{k}\cdot x} \qquad (2)$$

Em geral, a RCS de um objeto depende da polarização e freqüência da onda incidente. Para objetos bidimensionais, por exemplo, arranjos infinitos de tempos finitos, a RCS é o comprimento equivalente de um objeto e dada por:

$$\sigma(\hat{r},\hat{k}) = \lim_{\rho\to\infty} 2\pi\rho \frac{|E_s(\rho,\hat{r})|}{|E_i(\hat{k})|} \qquad (3)$$

onde ρ é o coeficiente de reflexão do objeto.

É freqüentemente conveniente usar a escala logarítmica para a RCS. Como a RCS é dada normalmente em metros quadrados ou metros, isto dá as unidades dBsm e dBm.

Para o caso de espalhamento de uma antena integrada na superfície de por exemplo um objeto de PEC, é natural considerar o espalhamento da antena como o espalhamento do objeto com a antena menos o espalhamento do objeto quando a antena é substituída com PEC. O campo espalhado pode ser determinado por integração das correntes na superfície do objeto. Assuma que o arranjo de antena considerado é planar e que está

integrado em uma superfície de PEC planar infinita. A corrente da superfície de PEC infinita é dada por $J_{PEC} = -2\hat{n} \times H_i$ ou equivalentemente por um coeficiente de reflexão $\rho_{PEC} = -1$.

O campo espalhado total é obtido por integração da corrente elétrica J e corrente magnética M na superfície.

Para o campo espalhado da antena é necessário subtrair a corrente J_{PEC} através da área de superfície inteira. Isto dá o campo espalhado como uma integral de Fourier através da abertura de antena, isto é:

$$F_s(\hat{r}) = \frac{ik^2}{4\pi}\hat{r} \times \iint_A (M(x) - \eta_0 \hat{r} \times J(x) - J_i(x)) e^{ik\hat{r}\cdot x} dS = -i\frac{k^2\eta_0}{2\pi}\hat{r} \times \hat{r} \times \iint_A (J(x) - J_i(x)) e^{ik\hat{r}\cdot x} dS \quad (4)$$

onde um modelo equivalente para uma abertura em um plano infinito é usado. A denominada abordagem Ótica Física (PO) dá uma compreensão básica dos fenômenos de espalhamento devido à geometria da abertura de antena. A corrente elétrica é aproximada de acordo com:

$$J_{PO}(x) = 2\rho(x)\hat{n} \times H_i = \frac{2\rho(x)}{\eta_0}\hat{n} \times (\hat{k} \times E_i) e^{-ik\hat{k}\cdot x} \quad (5)$$

onde $\rho(x)$ é o coeficiente de reflexão da superfície de antena. Embora o coeficiente de reflexão seja binário em geral, é suficiente considerar coeficientes de reflexão escalares para a análise presente. O coeficiente de reflexão depende da coordenada espacial x, da freqüência f, da direção $\hat{k}$ e da polarização da onda incidente E_i. Isto dá a abordagem de PO do campo espalhado como:

$$F_{PO}(\hat{r}, \hat{k}) = \frac{ipk^2|E_i|}{2\pi} \iint_A (\rho(x) + 1) e^{-ik(\hat{k} - \hat{r})\cdot x} dS \quad (6)$$

onde $p = \hat{r} \times (\hat{n} \times E_i)$. A abordagem de ótica física da RCS então produz:

$$\sigma(\hat{r}, \hat{k}) \approx \frac{k^2|p|^2}{\pi} \left| \iint_A (\rho(x) + 1) e^{-ik(\hat{k} - \hat{r})\cdot x} dS \right|^2 \quad (7)$$

Conseqüentemente, a RCS mono-estática se reduz a:

$$\sigma(\hat{k}) = \frac{k^2 \cos^2\theta}{\pi} \left| \iint_A (\rho(x)+1) e^{-2ik\hat{k}\cdot x} dS \right|^2 \quad (8)$$

Reflexão Especular e Difração de Borda

Considere a RCS de uma antena na forma de uma placa quadrada com lado α e um coeficiente de reflexão ρ na abordagem de PO. Deixe a direção de uma onda incidente ser dada por $\hat{k}$ = senθ cosϕ $\hat{x}$ + senθ senϕ $\hat{x}$ + cosθ $\hat{z}$. A RCS mono-estática da antena é então calculada de acordo com:

$$\sigma(\hat{k}) = \cos^2\theta \frac{|\rho+1|^2}{\pi} \left| \iint_A e^{-2ik(\operatorname{sen}\theta\cos\phi x + \operatorname{sen}\theta\operatorname{sen}\phi y)} dxdy \right|^2 =$$
$$\cos^2\theta \frac{|\rho+1|^2 \, sen^2(ka\,sen\theta\cos\phi)\, sen^2(ka\,sen\theta\,sen\phi)}{\pi \quad k^2a^2 sen^2\theta\cos^2\phi \quad k^2a^2 sen^2\theta\, sen^2\phi} \quad (9)$$

Aqui, é observado que a RCS é proporcional ao contraste entre o coeficiente de reflexão na abertura de antena e o material circundante isto é, PEC. Além disso, o valor da RCS oscila rapidamente se ka >> 1 e toma seu valor maior na direção especular θ = 0. Conseqüentemente, o campo difratado de borda é mais forte ao longo dos eixos x e y, isto é, ϕ = 0, 90°, 180°, 270°. Observe que PO não é muito precisa para este campo difratado. A denominada Teoria Física de Difração (PTD) poderia ser usada para melhorar a precisão. Porém, PO ilustra os fenômenos básicos e é suficiente para esta análise. A RCS é menor ao longo do ϕ = ±45°, ±135°. Isto ilustra a importância para alinhar objetos tal que as ondas incidentes sejam refletidas em outras direções que não para trás, isto é, longe do observador.

Embora este exemplo seja muito simples, ele ilustra o fenômeno básico que tem que ser considerado ao projetar um arranjo de antena para prover uma baixa RCS (mono-estática). Em primeiro lugar, é necessário orientar o arranjo de antena tal que a reflexão especular seja dirigida em direções seguras, isto é, longe da antena de radar. Segundo, é importante reduzir a amplitude das ondas difratadas tanto quanto possível. O alinhamento das bordas da antena também pode ser usado para dirigir as

ondas difratadas longe da antena de radar.

A reflexão especular em geral não é nenhum problema para uma antena integrada como está dirigida na mesma direção como a reflexão especular do corpo do objeto, isto é, em uma direção segura em um objeto de invisibilidade. Embora o alinhamento possa reduzir efeito degradante das ondas difratadas, é importante reduzir sua amplitude como é difícil evitar ondas espalhadas para trás como também múltiplas ondas espalhadas na direção mono-estática.

De acordo com um aspecto geral da presente invenção, é necessário eliminar a descontinuidade no coeficiente de reflexão na borda da antena, a fim de reduzir a amplitude das ondas difratadas.

Tratamento de borda resistiva afilada é conhecido reduzir difração de borda e difração de descontinuidades de impedância [6], [4]. A folha resistiva é altamente condutiva $\sigma\approx\infty$ e muito fina $d\approx 0$, e é tal que $\sigma d\approx R^{-1}$, veja por exemplo [4], [7], [8]. Tais folhas são usadas em materiais absorventes de radar (RAM) tais como telas de Salisbury e absorventes de Jaunmann [4]. Elas também foram usadas para afilar as bordas de antenas para espaço livre [1], [9]. Suas propriedades de espalhamento são analisadas a fundo em [10], [11].

Uma concretização básica da presente invenção inclui prover uma zona de transição com uma resistividade afilada ao longo do perímetro de um arranjo de antena integrado em um material circundante para prover uma transição suave das propriedades de espalhamento entre a antena e o material circundante.

Figuras 1 e 2 ilustram duas vistas diferentes de uma concretização de um arranjo de acordo com a invenção. O arranjo inclui uma estrutura de antena substancialmente plana 10 integrada em uma superfície de um material circundante 20. A estrutura de antena 10 é mostrada, mas não limitada a uma forma retangular. A invenção é igualmente aplicável a uma

antena formada arbitrariamente.

Ademais, o arranjo inclui uma zona de transição 30 provida na forma de uma folha resistiva fina. Esta zona 30 é arranjada ao longo do perímetro exterior da antena 10 e se estende ou sobrepõe uma superfície exterior principal 11 da antena 10, deixando uma seção central da antena 10 descoberta.

Simplesmente posto, a zona de transição 30 circunda a superfície de antena muito parecido com um quadro cercando uma pintura. Na ilustração da Figura 1, a zona de transição 30 se estende uma distância d através da superfície de antena de um perímetro exterior da zona de transição 30.

Na Figura 2, a estrutura de antena acima descrita é mostrada em uma vista de seção transversal, indicando a superfície exterior principal 11 previamente mencionada da antena 10 e a maneira na qual a zona de transição 30 sobrepõe a superfície de antena 11.

Também indicados nas Figuras 1 e 2 são os coeficientes de reflexão dos vários componentes. Porém, os valores atuais dos coeficientes respectivos não estão limitados ao que está indicado nas Figuras 1 e 2, mas podem ser variados dentro do conceito inventivo.

A fim de prover a transição suave pedida nas propriedades de espalhamento pela interface entre a superfície do material circundante 20 e a superfície exterior principal da antena 10, a zona de transição 30 tem um perfil de resistividade afilada. A resistividade da zona de transição varia com a distância d do perímetro exterior da zona de transição para dentro através da superfície da antena. De acordo com uma concretização específica, a resistividade da zona de transição é dependente da resistividade do material circundante e da resistividade da superfície exterior principal de antena 11.

Embora as ilustrações anteriores mostrem o perímetro exterior da zona de transição 30 como coincidindo com o perímetro exterior da

superfície principal 11 da antena, está implicado que a zona de transição 30 pode sobrepor o material circundante 20 igualmente. Para esse caso, as propriedades de espalhamento da zona de transição sobrepondo o material circundante casam com as propriedades de espalhamento do material circundante.

Preferivelmente, a zona de transição se estende continuamente ao longo do perímetro inteiro da superfície principal 11. Porém, para algumas aplicações, poderia ser benéfico ou necessário permitir aberturas ou outras irregularidades na zona de transição. Além disso, a zona de transição 30 é ilustrada como sendo de largura igual d ao longo da superfície principal inteira 11. Está implicado que também a largura pode variar dependendo da aplicação.

A folha resistiva acima mencionada é preferivelmente altamente condutiva $\sigma \approx \infty$ e muito fina $d \approx 0$ tal que $\sigma d = R^{-1}$. Especialmente, materiais adequados para a folha são selecionados de um grupo usado geralmente em materiais absorventes de radar (RAM) tais como telas de Salisbury, tinta condutiva e filmes condutivos. Os materiais também são achados em revestimento metálico em denominadas janelas de baixa emitância.

As considerações teóricas para as provisões das zonas de transição 30 na forma de uma folha resistiva fina são descritas em mais detalhes abaixo.

Folha Condutora Fina

Como previamente declarado, a fim de reduzir o campo difratado de um arranjo de antena é necessário prover uma transição suave das propriedades de espalhamento isto é, RCS através da interface entre o arranjo de antena e o material circundante, por exemplo PEC.

De acordo com uma concretização da invenção, a zona de transição 30 está na forma de uma folha resistiva fina (preferivelmente

metálica) com alta condutividade, isto é, espessura d → 0 e condutividade ρ → ∞ tal que σd = R^{-1} seja finito, arranjado na superfície principal exterior 11 da antena 10.

O coeficiente de reflexão da folha é, de acordo com a invenção, determinado por (a derivação da expressão é mostrada no Apêndice I):

$$\rho_R = \frac{-\eta_T}{2R+\eta_T} \qquad (10)$$

onde R é a resistividade da folha e η_T é a impedância de onda transversal, isto é, $\eta_T = \eta_0/\cos\theta$ e $\eta_{TM} = \eta_0\cos\theta$, onde θ é o ângulo incidente. É visto facilmente que o ρ_R é valor real e $-1 \leq \rho_R \leq 0$. O coeficiente de transmissão correspondente é semelhantemente dado por $\tau_R = 1 + \rho_R$.

O modelo de circuito correspondente para a antena e a zona de transição é ilustrado por Figura 3.

Para a concretização específica de uma antena integrada na superfície de um PEC, deixe a resistência ser zero isto é, igual à resistência do material circundante, por exemplo PEC no perímetro exterior da zona de transição e aumentar para infinito isto é, ar a distância d da borda. O coeficiente de reflexão da folha combinada e antena é dado por:

$$\rho' = \frac{\rho_R + \rho + 2\rho_R\rho}{1-\rho_R\rho} \qquad (11)$$

Isto representa um mapeamento de mapa de conformação -1 a 1. O círculo unitário está mapeado em um círculo centrado em:

$$2\rho_R \Big/ (1-\rho_R) = \frac{-\eta_T}{R+\eta_T} \qquad (12)$$

com raio:

$$\frac{1+\rho_R}{1-\rho_R} = \frac{R}{R+\eta_T} \qquad (13)$$

Um coeficiente de reflexão segue os círculos reativos "invertidos" para ρ' = -1 como R → 0. Veja Figura 4.

A RCS mono-estática para o arranjo é dada por:

$$\sigma(\theta,k)=\cos^2\theta\frac{k^2}{\pi}\left|\int(1+\rho'(x))e^{-2ikx\,sen\,\theta}dx\right|^2 \qquad (14)$$

Esta expressão é avaliada facilmente para qualquer p de zona de transição arbitrária (.). A RCS também pode ser aproximada como:

$$\rho' = \rho'' + \rho' - \rho'' \qquad (15)$$

onde ρ" é dado por ρ+1 convoluto com uma função suave tendo área unitária, isto é:

$$\rho'' = \psi * (\rho + 1) - 1 \qquad (16)$$

O coeficiente de reflexão convoluto segue uma linha reta de ρ para -1, veja novamente a Figura 4. As duas partes da RCS são avaliadas como:

$$\sigma_{\rho''} = \hat{\psi}(2k\,sen\,\theta)\sigma_0 \qquad (17)$$

A primeira parte pode ser feita pequena arbitrária para uma zona de transição suficientemente grande. A segunda parte é dada pela transformada de Fourier da diferença entre os círculos reativos "invertidos" e as linhas retas. O pior caso é dado por $\rho = \pm i$.

Para ilustrar a efetividade da folha condutora, considere um exemplo com uma constante em partes, uma interpolação linear, e cúbica do coeficiente de reflexão, veja Figura 5a e a transformada de Fourier correspondente na Figura 5b. Aqui é visto que o afilamento resistivo reduz a RCS. Não há nenhuma diferença importante entre os três casos para baixas freqüências isto é, $\lambda > \lambda_0 \approx 0{,}25$*comprimento da zona de transição. Para freqüências mais altas, a melhoria é notável para a transição suave.

Exemplos numéricos

Simulações numéricas são usadas para ilustrar a redução da RCS em duas antenas de arranjo diferentes. Considere os arranjos finitos de tempos infinitos. O arranjo de antena infinito pode ser simulado de uma maneira conhecida usando qualquer um do método de Domínio de Tempo de

Diferença Finita (FDTD), Método de Momentos (MoM), ou Método de Elemento Finito (FEM) contanto que o código possa operar condições de limite periódico [2], [12], [13]. Aqui, o método de Domínio de Tempo de Diferença Finita de Limite Periódico de código (PB-FDTD) desenvolvido por H. Holter [13] é usado.

Arranjo de trecho auto-complementar

De acordo com uma concretização da presente invenção, considere um arranjo de antena infinita incluindo uma pluralidade de trechos de PEC. Os trechos são alimentados nos cantos de cada trecho dando um campo polarizado linear nas direções de ±45° dependendo dos pontos de alimentação usados. O arranjo de trecho é quase auto-complementar, isto é, a estrutura de PEC é quase idêntica a seu complemento.

Zonas de transformação de acordo com a invenção são providas nas superfícies principais exteriores do arranjo de antena. O coeficiente de reflexão do arranjo de antena varia de acordo com a Figura 6a e Figura 6b. As folhas dielétricas de acordo com a invenção atuam como um filtro casando a antena a uma gama de freqüências f_i . f . f_u. A freqüência superior f_u está limitada pelo começo de lóbulos de grade e pela interferência destrutiva de um plano de terra à meia distância de comprimento de onda. Conseqüentemente, a distância de plano de terra e o espaçamento inter-elemento são muito menores que o comprimento de onda na freqüência mais baixa f_i. Em analogia com transformadores de quarto de onda em casamento de banda larga, a distância de plano de terra e as folhas são escolhidas para serem de espessura óptica igual, isto é, uma espessura de folha de $d/\sqrt{\varepsilon_i}$ é usada [2], [3], [14]. O caso com uma única folha dielétrica é analisado facilmente com um estudo paramétrico.

Aqui, nós consideramos um arranjo de trecho com dimensões α = 9,6 mm, b = 0,8 mm e h = 13,6 mm dando o comprimento de célula unitária l_0= 20,8 mm. Isto dá uma freqüência de ressonância ao redor de 5,5

GHz e o começo de lóbulos de grade a 7,5 GHz. Folhas dielétricas com permissividade ε_1=7 e ε_2=3 são usadas. Nós consideramos um arranjo consistindo em 20 células unitárias na direção y, dando $l = 20l_0 = 416$ mm, e uma quantidade infinita de células unitárias na direção x, isto é, condições de limite periódico na direção x. Como uma onda plana no plano yz incide no arranjo, é conveniente usar os ângulos polares na gama de $-\pi \leq \theta \leq \pi/2$.

A RCS bi-estática de um arranjo de trecho auto-complementar com uma única folha dielétrica de acordo com o anterior é ilustrada graficamente na Figura 7a e Figura 7b. Neste caso, a folha dielétrica pode ser projetada para dar uma única volta no centro do mapa de Smith. Outro modo para desenhar a mesma informação é ilustrado na Figura 8a e 8b, onde a RCS é desenhada como uma função do ângulo refletido. Ambos os resultados para uma estrutura com a zona de transição afilada de acordo com a invenção e sem a zona de transição, são mostrados.

Como esperado, a reflexão especular em -60° domina a RCS bi-estática. As oscilações da RCS longe da direção especular são devido à interferência construtiva e destrutiva das ondas difratadas de borda. As oscilações são mais rápidas para grandes arranjos. O envelope da RCS está realçado para enfatizar a dependência do tamanho do arranjo. A RCS mono-estática é aproximadamente -20 dBm a 3 GHz e -25 dBm a 5 GHz para o arranjo integrado sem afilamento. Com um afilamento linear através de duas células unitárias, isto é, $d = 2l_0 \approx 42$ mm, a RCS mono-estática se reduz com aproximadamente 20 dBm.

O afilamento resistivo reduz a RCS alisando fora a descontinuidade entre a antena e seu material circundante. Porém, a RCS de um arranjo pode ser significante se a arranjo suportar lóbulos de grade. Estes lóbulos de grade podem ocorrer se o espaçamento inter-elemento no arranjo for maior que meio comprimento de onda. O arranjo de caminho suporta lóbulos de grade para freqüências acima de 7,5 GHz. A RCS do arranjo 24 x

∞ auto-complementar com um afilamento resistivo linear através dos 2 elementos de borda para uma iluminação de θ=60° a 2, 4, 6, 8, 10 GHz é mostrado na Figura 6b. Como visto na figura, a RCS mono-estática é muito pequena para freqüências até o começo de lóbulos de grade a 7,5 GHz. A largura de feixe dos lóbulos de grade como também o lóbulo especular depende do tamanho do arranjo. A largura de feixe diminui para arranjos maiores.

Também é possível, se não mostrado, que a invenção pode ser ademais emendada para incluir um arranjo de dipolo de banda larga com duas folhas dielétricas.

Envoltório dielétrico de antena Seletivo em Freqüência (FSS)

Também considere a RCS de um envoltório dielétrico de antena de FFS infinito de tempos finitos provido em cima da estrutura de antena da invenção, veja Figura 9. Considere um envoltório dielétrico de antena híbrido simétrico com elemento de volta de quatro pernas.

Os elementos são arranjados em uma grade quadrada com comprimento lateral de l_0 = 6,6 mm e eles têm uma largura de abertura de 0,17 mm. Os elementos de volta estão colocados em uma folha de dielétrica de 3 mm de espessura com permissividade ε_r = 1,6. Isto dá uma estrutura de passa-banda com banda passante de 8,5 GHz a 9 GHz, veja Figura 10a. O envoltório dielétrico de antena é integrado em uma estrutura de PEC e uma antena está colocada debaixo do envoltório dielétrico de antena. A folha dielétrica superior está colocada a 5 mm do lado interno do envoltório dielétrico de antena.

Para propósitos de ilustração, considere os três casos: sem afilamento, com um afilamento linear de 26 mm, e com um afilamento linear de 53 mm. O tamanho de envoltório dielétrico de antena excluindo o afilamento é 332 mm x 1. O comprimento finito corresponde a 50 células

unitárias. A RCS bi-estática é mostrada nas Figuras 10b, 10c e 10d para uma onda TE a 45° e nas freqüências de 6, 8,5, 11 GHz, respectivamente. O envelope da RCS está realçado para enfatizar a amplitude da parte difratada de borda. Como esperado, a reflexão especular é maior na banda passante, isto é, a 8,5 GHz, onde a descontinuidade de envoltório dielétrico de antena entre o envoltório dielétrico de antena e PEC é grande. Para freqüências fora da banda passante, o envoltório dielétrico de antena é altamente refletor e a descontinuidade menor. O efeito do afilamento é desprezível na reflexão especular.

A RCS mono-estática também é maior na banda passante. Aqui, o efeito do afilamento é considerável. Como visto na Figura 10c, o afilamento reduz a RCS mono-estática com 15 dBm a 20 dBm. A RCS mono-estática também é reduzida fora do banda passante com o afilamento; porém, a melhoria não é tão grande como a RCS original é muito menor. Nas Figuras 11a-d, uma comparação entre a RCS bi-estática calculada com FDTD e com a abordagem de PO é mostrada. O envelope dos resultados de FDTD e PO são dados pelas curvas sólida e tracejada, respectivamente. É visto que a abordagem de PO dá uma estimativa aproximada da RCS para o caso de TE, como ilustrado por Figura 11a.

Ondas de superfície

Com referência à Figura 12, a fim de melhorar a RCS de um arranjo de antena de acordo com a invenção até mesmo ademais, é possível reduzir o efeito degradante de ondas de superfície. Isto pode ser feito pelo uso de uma estrutura de arranjo de antena que não suporta ondas de superfície. De acordo com uma concretização específica, é possível incluir uma RAM na estrutura de antena para reduzir o efeito degradante de ondas de superfície. Isto é ilustrado na Figura 12 por uma estrutura de antena com uma zona de transição aplicada 30 e uma estrutura de RAM separando a antena 10 do material de PEC circundante 20 na interface da antena e no PEC circundante.

A zona de transição 20 é preferivelmente adaptada para se estender através da seção de RAM igualmente. Simulação numérica indica que a adição da seção de RAM de acordo com a invenção absorve parte das ondas de superfície e reduz a RCS a ângulos rasos como visto nas Figuras 13a e 13b.

Esta invenção habilita reduzir a seção transversal de radar mono-estática de um arranjo de antena provendo uma folha resistiva adjacente à interface do arranjo de antena e o material eletricamente condutor circundante por exemplo condutor perfeitamente elétrico (PEC).

Especificamente, a presente invenção mostra que uma folha resistiva afilada pode transformar as propriedades de espalhamento de um arranjo de antena às propriedades de espalhamento de condutor perfeitamente elétrico circundante ou PEC de um modo controlado. A folha resistiva afilada transforma o coeficiente de reflexão da antena infinita ao longo dos círculos reativos invertidos para o ponto -1 quando a resistividade diminui a zero.

Especificamente, aplicando a RCS na abordagem de óptica física (PO) mostra que a RCS mono-estática se reduz uniformemente através de uma banda de freqüência grande, um amplo espalhamento angular. Resultados numéricos usando FDTD da RCS de arranjo de dipolo, um arranjo auto-complementar e um envoltório dielétrico de antena de FSS também são apresentados para ilustrar a redução de RCS.

Vantagens da presente invenção incluem:

RCS mono-estática reduzida de arranjos de antena.

Transformação do coeficiente de reflexão da antena para aquele do condutor perfeitamente elétrico circundante.

Será entendido por aqueles qualificados na arte que várias modificações e mudanças podem ser feitas à presente invenção sem partir da extensão dela, que está definida pelas reivindicações anexas.

REFERÊNCIAS

[1] J. David Lynch, "Introduction to RF Stealth", SciTech

Publishing Inc., 5601 N. Hawthorne Way, Raleigh, NC 27613, 2004.

[2] B. Munk, "Finite Antenna Arrays and FSS", John Wiley & Sons, Nova Iorque, 2003.

[3] S. J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas", 2002. www.ece.rutgers.edu/~ orfanidi/ewa, data de revisão 21 de junho de 2004.

[4] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, e M. T. Tuley, "Radar cross section", SciTech Publishing Inc., 5601 N. Hawthorne Way, Raleigh, NC 27613, 2004.

[5] J. D. Kraus e R. J. Marhefka, "Antennas", 3ª ed. Nova Iorque: McGraw-Hill, 2002.

[6] E. F. Knott, "Suppression of edge scattering with impedance strings", IEEE Trans. Antennas Propagat., 45(12), 1768-1773, 1997.

[7] J. R. Natzke e J. I. Volakis, "Characterization of a resistive half plane over a resistive sheet", IEEE Trans. Antennas Propagat., 41(8), 1063-1068, 1993.

[8] T. B. A Senior, "Backscattering resistive strips", IEEE Trans. Antennas Propagat., 32(7), 7474-751, 1984.

[9] J. L. Volakis, A. Alexanian e J. M. Lin, "Broadband RCS reduction of rectangular patch by using distributed loading", "Electronics Letters", 28(25), 2322-2323. 1992.

[10] R. L. Haupt e V. V. Liepa, "Synthesis of tapered resistive strips", IEEE Trans. Antennas. Propagat., 35(11), 1217-1225, 1987.

[11] T. B. A. Senior e V. V. Liepa, "Backscattering from tapered resistive strips", IEEE Trans. Antennas Propagat., 32(7), 747-751, 1984.

[12] A. F. Peterson, S. L. Ray, e R. Mittra, "Computational Methods for Electromagnetics", Nova Iorque: IEEE Press, 1998.

[13] H. Holter e H. Steyskal, "Infinite phased-array analysis using FDTD periodic boundary conditions-pulse scanning in oblique directions", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 47, nº 10, pp. 1508-1514, 1999.

[14] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Nova Iorque: John Wiley & Sons, 1998.

APÊNDICE I

Folha condutiva fina

Considere as propriedades de espalhamento de uma folha com condutividade $\sigma \to \infty$ e espessura $d \to 0$ tal que $\sigma d = R^{-1}$ seja finito. A permissividade relativa complexa é escrita:

$$\varepsilon = \varepsilon' + \frac{\sigma}{i\omega\varepsilon_0} = \varepsilon' + \frac{\sigma\eta_0}{ik_0} \tag{18}$$

onde k_0 é o número de onda espacial livre. A parte vertical do vetor de onda é:

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_t^2}, k_{zz} = \sqrt{\varepsilon k_0^2 - k_t^2} \tag{19}$$

aqui é visto que $kz' \to \infty$. O coeficiente de reflexão é:

$$r_T = r_{0T} \frac{1 - e^{-2ik_{zz}d}}{1 - r_{0T}^2 e^{-2ik_{zz}d}} \tag{20}$$

onde coeficiente de reflexão de camada única, r_{0T}, é:

$$r_{0T} = \frac{1 - p_T}{1 + p_T} \tag{21}$$

e

$$p_{TE} = \frac{k_{zz}}{k_z}, p_{TM} = \frac{\varepsilon k_z}{k_{zz}} \tag{22}$$

O coeficiente de reflexão de camada única tem a expansão de Taylor:

$$r_{0T} \approx -1 + \frac{2}{p_T} \tag{23}$$

Expanda o coeficiente de reflexão da folha condutiva:

$$r_T \approx \frac{-2ik_z d}{\frac{4}{p_T} + 2ik_z d} \approx \frac{-\eta_T}{2R + \eta_T} \qquad (24)$$

O coeficiente de transmissão é semelhantemente dado por:

$$t_T \approx \frac{2R}{2R + \eta_T} \qquad (25)$$

APÊNDICE II

Normalização de coeficientes de reflexão

Assuma que o coeficiente de reflexão:

$$r = \frac{Z - R}{Z + R}, \frac{Z}{R} = \frac{1 - r}{1 + r} \qquad (26)$$

é dado. O coeficiente de reflexão normalizado a R_1 é então dado por:

$$r_1 = \frac{Z - R_1}{Z + R_1}, \frac{Z}{R_1} = \frac{1 - r_1}{1 + r_1} \qquad (27)$$

Com o coeficiente de reflexão da impedância de normalização:

$$r_0 = \frac{R_1 - R}{R_1 + R}, \frac{R_1}{R} = \frac{1 - r_0}{1 + r_0} \qquad (28)$$

nós temos:

$$r_1 = \frac{\frac{1-r}{1+r} - \frac{1-r_0}{1+r_0}}{\frac{1-r}{1+r} + \frac{1-r_0}{1+r_0}} = \frac{(1-r)(1+r_0) - (1-r_0)(1+r)}{(1-r)(1+r_0) + (1-r_0)(1+r)} = \frac{r_0 - r}{1 - rr_0} \qquad (29)$$

Esta é uma transformação de Möbius.

REIVINDICAÇÕES

1. Estrutura de antena, caracterizada pelo fato de incluir:

uma antena (10) com pelo menos uma superfície principal exterior (11), dita antena (10) está integrada em uma superfície de um material circundante (20),

uma zona de transição (30) arranjada ao longo do perímetro de dita superfície principal e sobrepondo dita superfície principal,

dita zona de transição (30) incluindo uma camada de um material resistivo configurado com uma resistividade que varia com a distância de um perímetro exterior de dita zona de transição para habilitar uma transição suave das propriedades de espalhamento entre a antena (10) e o material circundante (20).

2. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que um perímetro exterior de dita zona de transição (30) coincide com o perímetro de dita superfície principal (11).

3. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que dita zona de transição (30) é arranjada sobrepondo dito material circundante (20).

4. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que a resistividade de dita camada é igual a zero em dito perímetro exterior de dita zona de transição (30) e chega a infinito em um perímetro interno de dita zona de transição (30).

5. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que a resistividade de dita camada é igual àquela de dito material circundante (20) no perímetro exterior de dita zona de transição (30).

6. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que dito material circundante (20) inclui um condutor elétrico perfeito.

7. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que a resistividade varia pelo menos parcialmente linearmente com a distância do perímetro exterior da zona de transição.

8. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que a resistividade varia pelo menos parcialmente gradualmente com a distância.

9. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que a resistividade varia pelo menos parcialmente como uma estria cúbica da distância.

10. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de incluir um material absorvente a radar (40) arranjado sob a camada resistiva e entre a antena (10) e o material circundante (20) ao longo do perímetro de dita superfície principal (11) para reduzir o efeito degradante de ondas de superfície.

11. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de que dito material circundante (20) inclui um material condutivo.

12. Estrutura de antena de acordo com reivindicação 1, caracterizada pelo fato de incluir um envoltório dielétrico de antena (50) arranjado entre dita superfície principal e dita zona de transição.

13. Estrutura de antena para integração em uma superfície de um material circundante, caracterizada pelo fato de incluir:

uma antena (10) com pelo menos uma superfície principal (11);

uma zona de transição (30) arranjada ao longo do perímetro de dita superfície principal (11) e sobrepondo dita superfície principal (11);

dito zona de transição (30) incluindo uma camada de um material resistivo adaptado para ter um resistividade que varia com a distância de uma borda exterior da zona de transição para habilitar uma transição suave

das propriedades de espalhamento entre a antena (10) e o material circundante (20).

14. Método para melhorar as propriedades de espalhamento de uma antena (10) com pelo menos uma superfície principal exterior (11), onde dita antena (10) é integrada em uma superfície de um material circundante (20), caracterizado pelo fato de incluir:

prover uma zona de transição (30) ao longo do perímetro de dita superfície principal (11) e sobrepor dita superfície principal (11),

dita zona de transição (30) incluindo uma camada de um material resistivo configurado com uma resistividade que varia com a distância de um perímetro exterior de dita zona de transição para habilitar uma transição suave das propriedades de espalhamento entre a antena (10) e o material circundante (20).

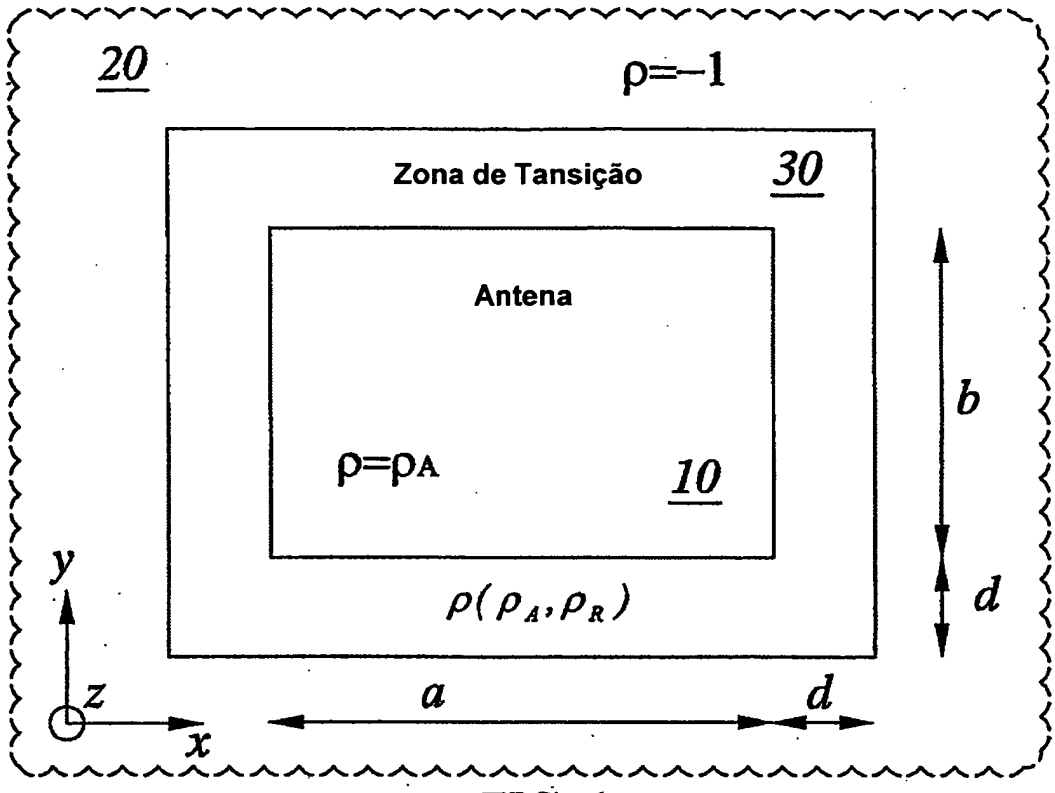

20
ρ=–1
Zona de Tansição
30
Antena
ρ=ρA
10
ρ(ρA,ρR)
b
d
a
d
y
z
x

FIG. 1

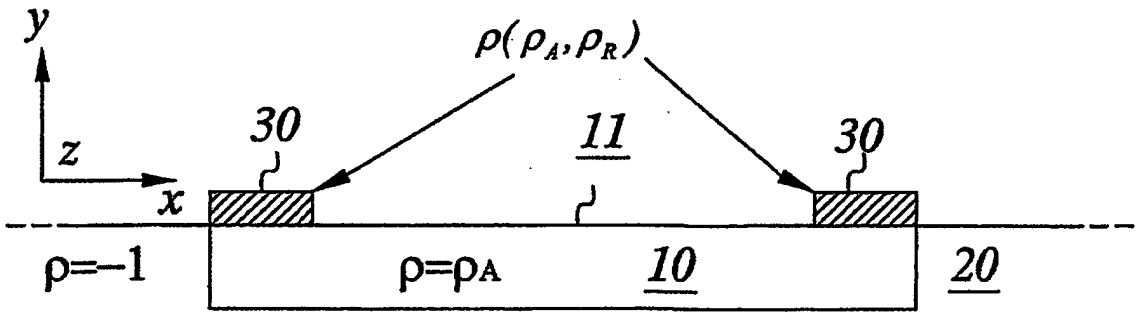

y
z
x
ρ(ρA,ρR)
30
11
30
ρ=–1
ρ=ρA
10
20

FIG. 2

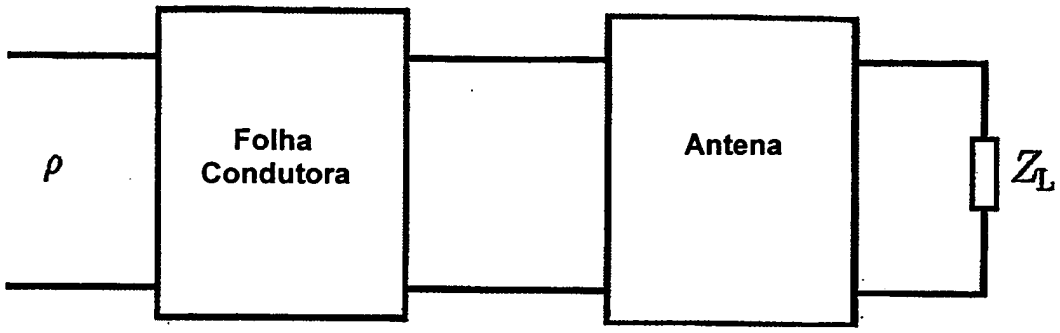

ρ
Folha
Condutora
Antena
Z_L

FIG. 3

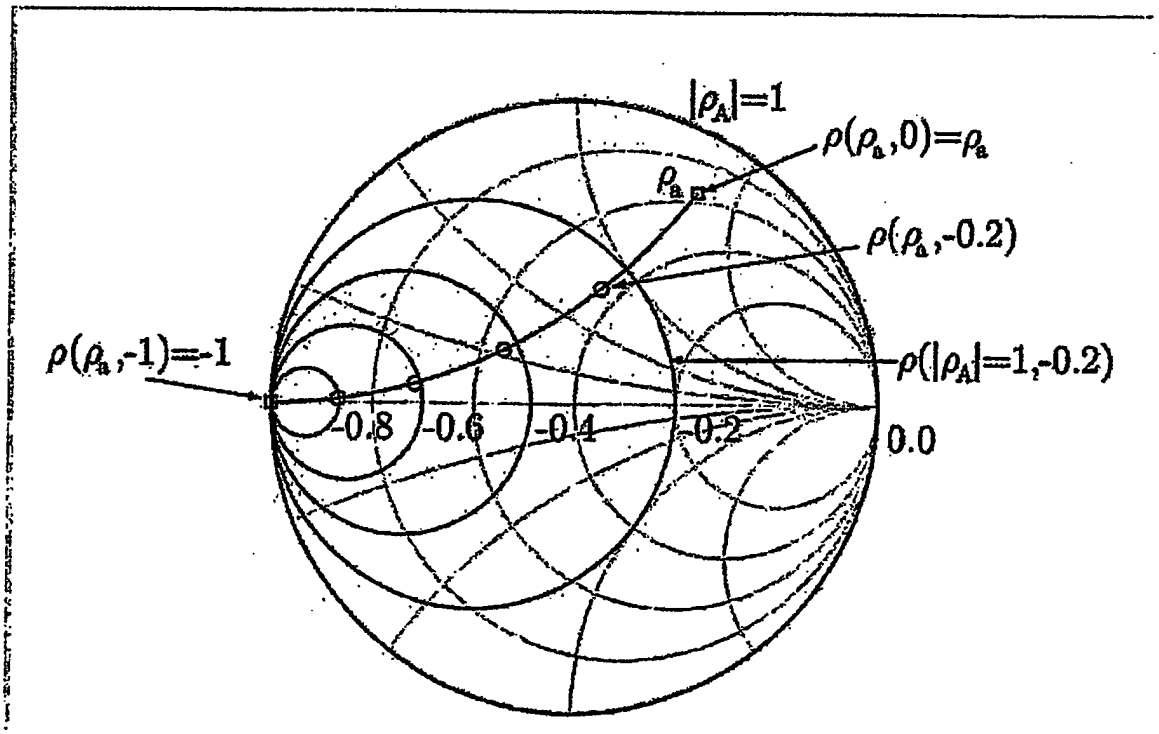

$|\rho_A|=1$
$\rho(\rho_a,0)=\rho_a$
$\rho_{a\,D}$
$\rho(\rho_a,-0.2)$
$\rho(\rho_a,-1)=-1$
$\rho(|\rho_A|=1,-0.2)$
-0.8
-0.6
-0.4
-0.2
0.0

FIG. 4

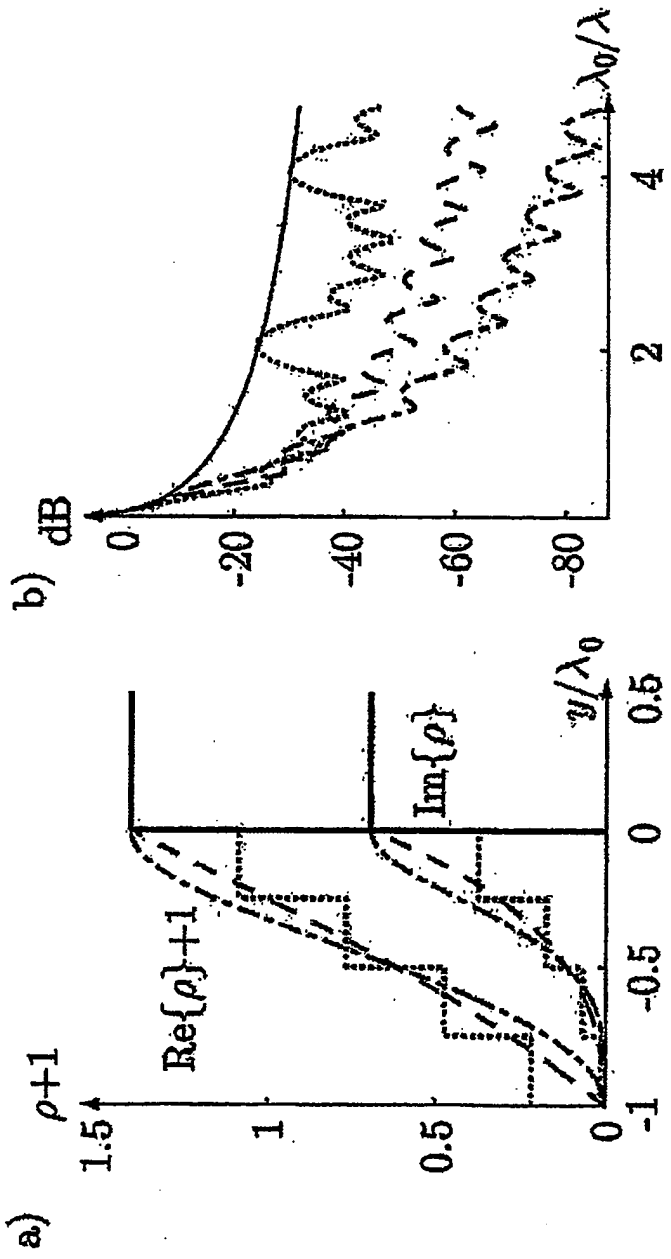


FIG. 5

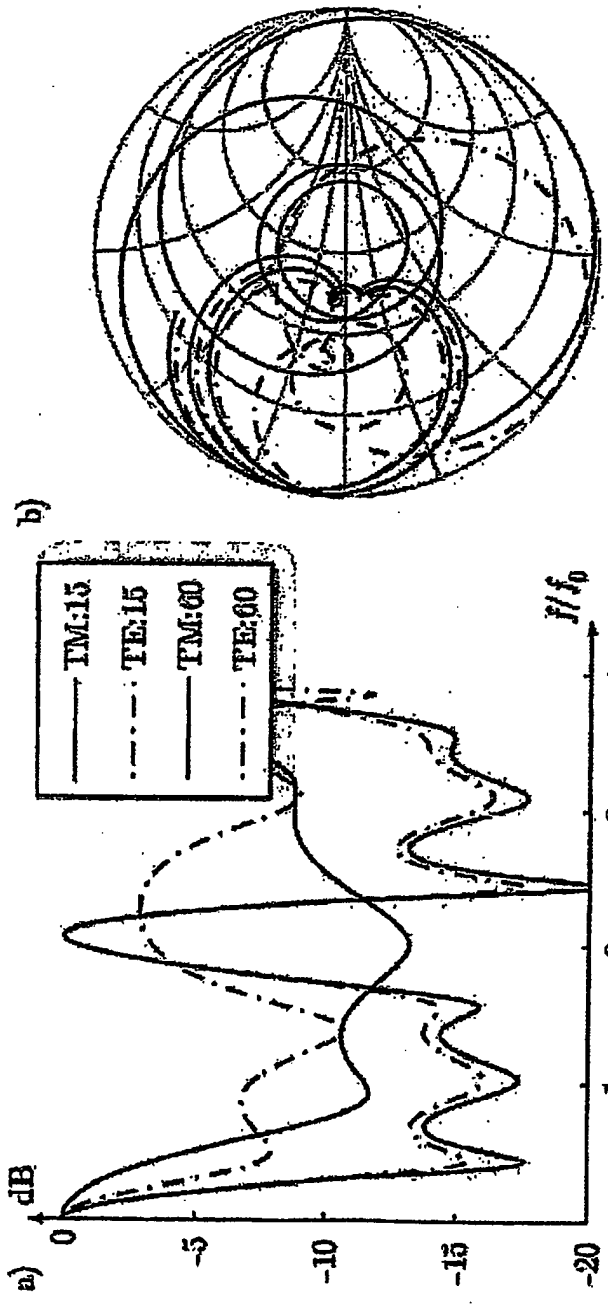


FIG. 6

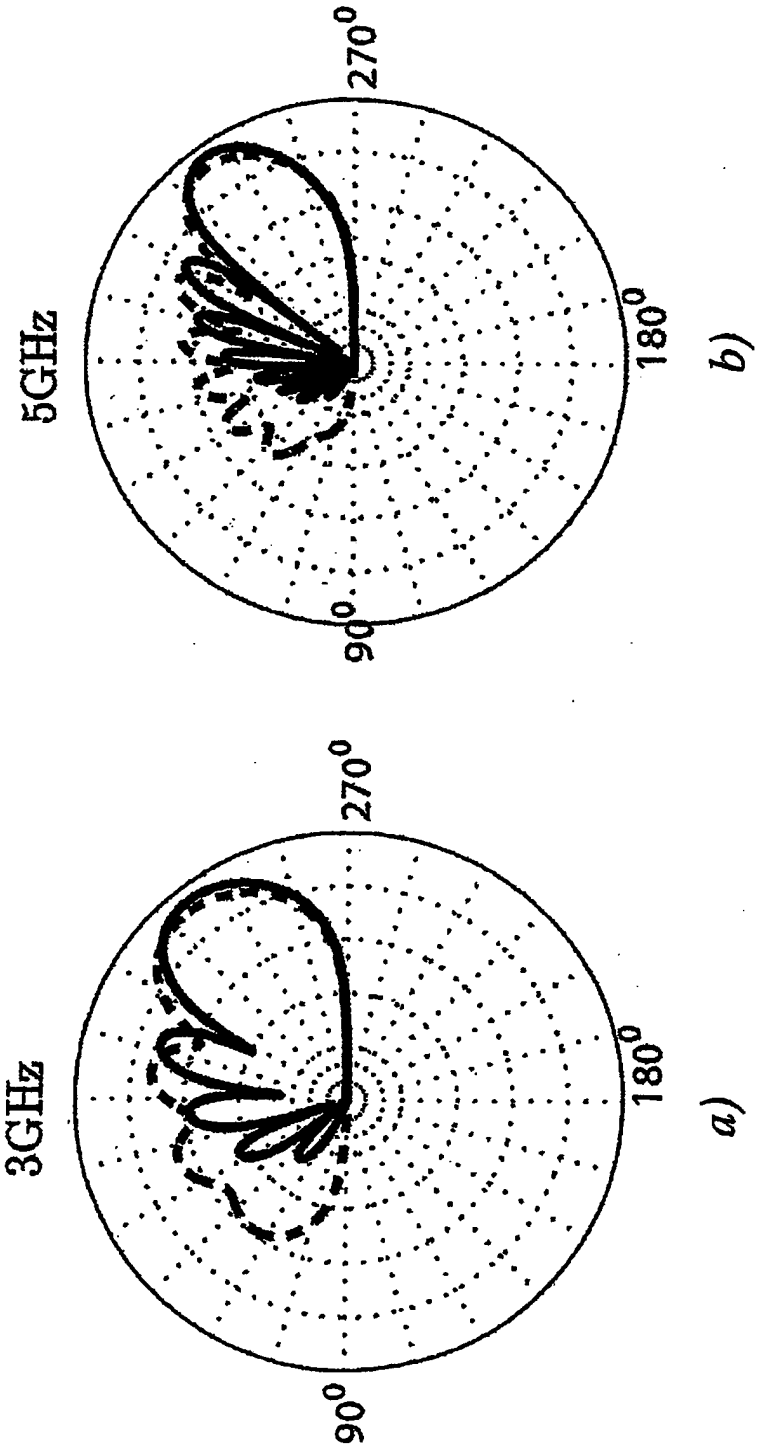


FIG. 7

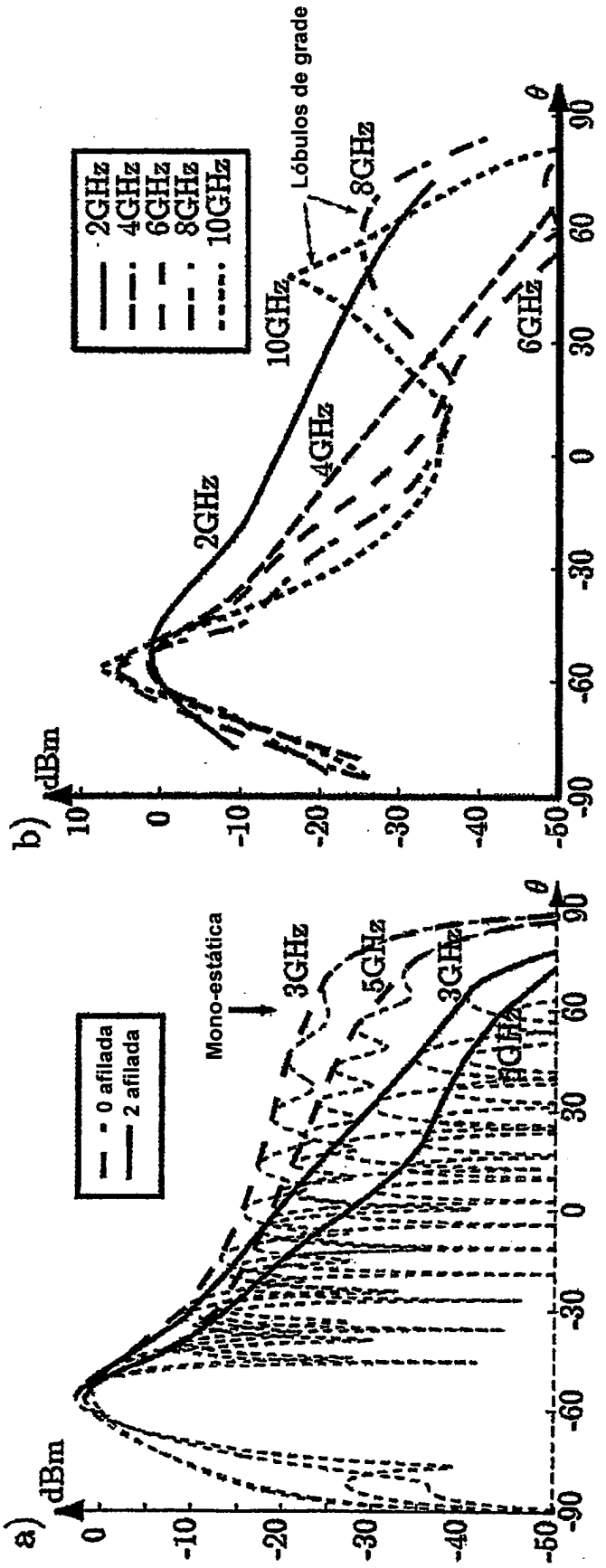

a)
dBm
0
-10
-20
-30
-40
-50
-90
-60
-30
0
30
60
90
θ
0 afilada
2 afilada
Mono-estática
3GHz
5GHz
3GHz
b)
dBm
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
-90
-60
-30
0
30
60
90
θ
2GHz
4GHz
6GHz
8GHz
10GHz
Lóbulos de grade
8GHz
10GHz
4GHz
2GHz
6GHz

FIG. 8

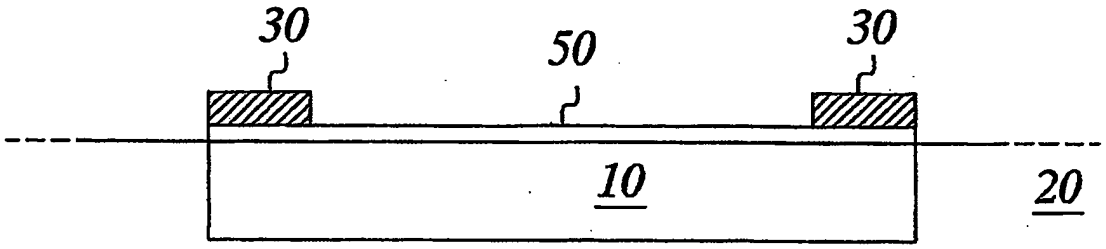


FIG. 9

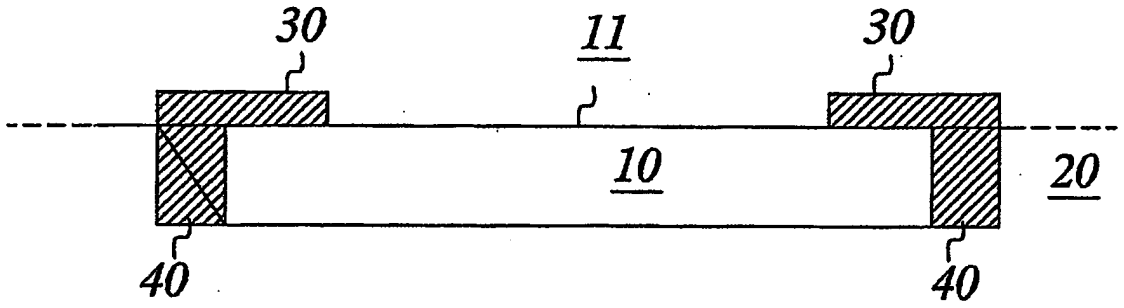


FIG. 12

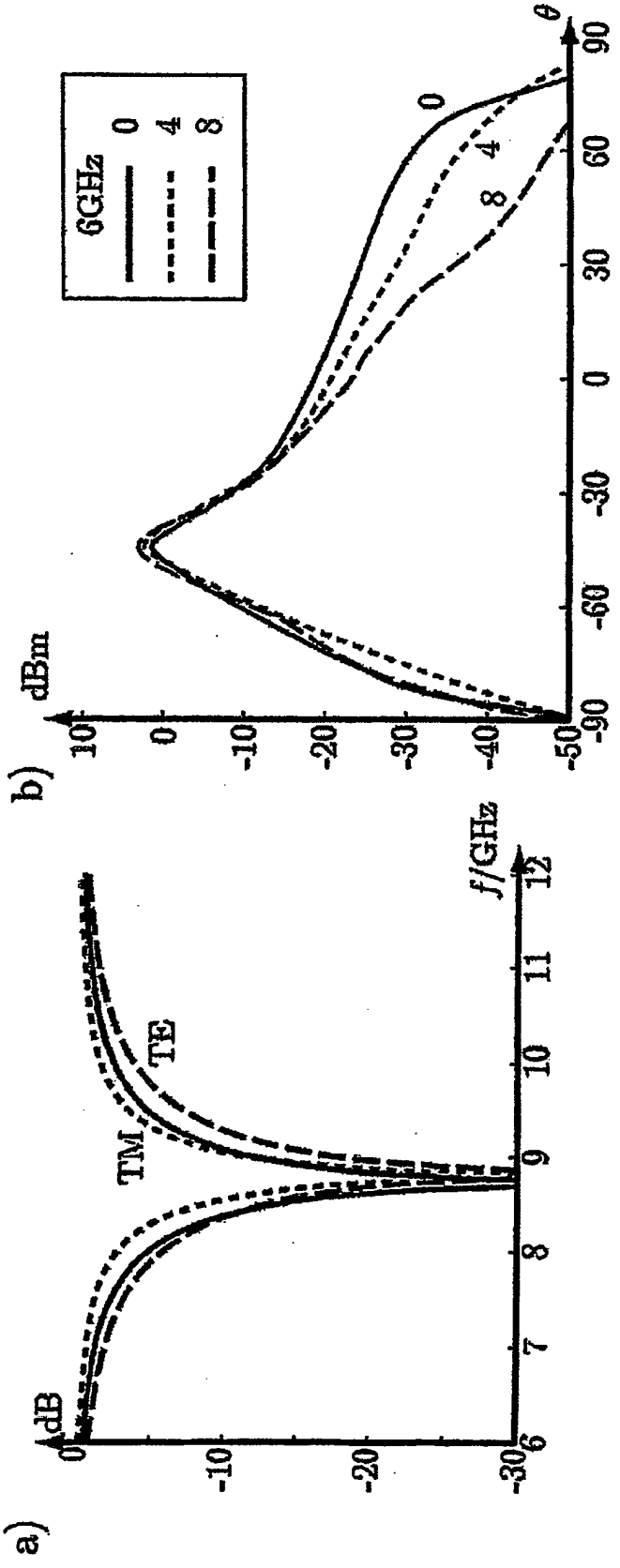

a)
dB
0
-10
-20
-30
TM
TE
6
7
8
9
10
11
12
f/GHz
b)
dBm
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
-90
-60
-30
0
30
60
90
θ
6GHz
0
4
8

FIG. 10 a-b

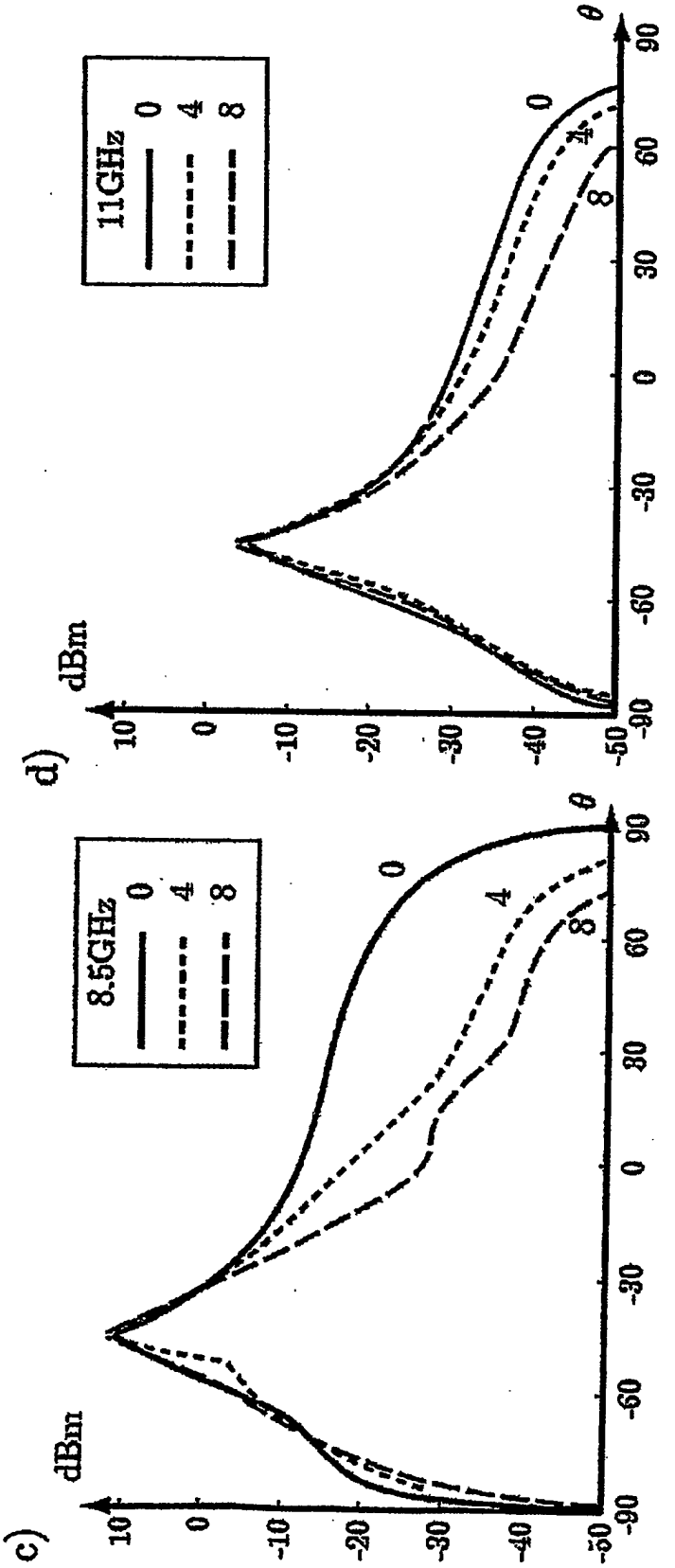

c)
dBm
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
-90
-60
-30
0
30
60
90
θ
0
4
8
8.5GHz
0
4
8
d)
dBm
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
-90
-60
-30
0
30
60
90
θ
0
4
8
11GHz
0
4
8

FIG. 10 c-d

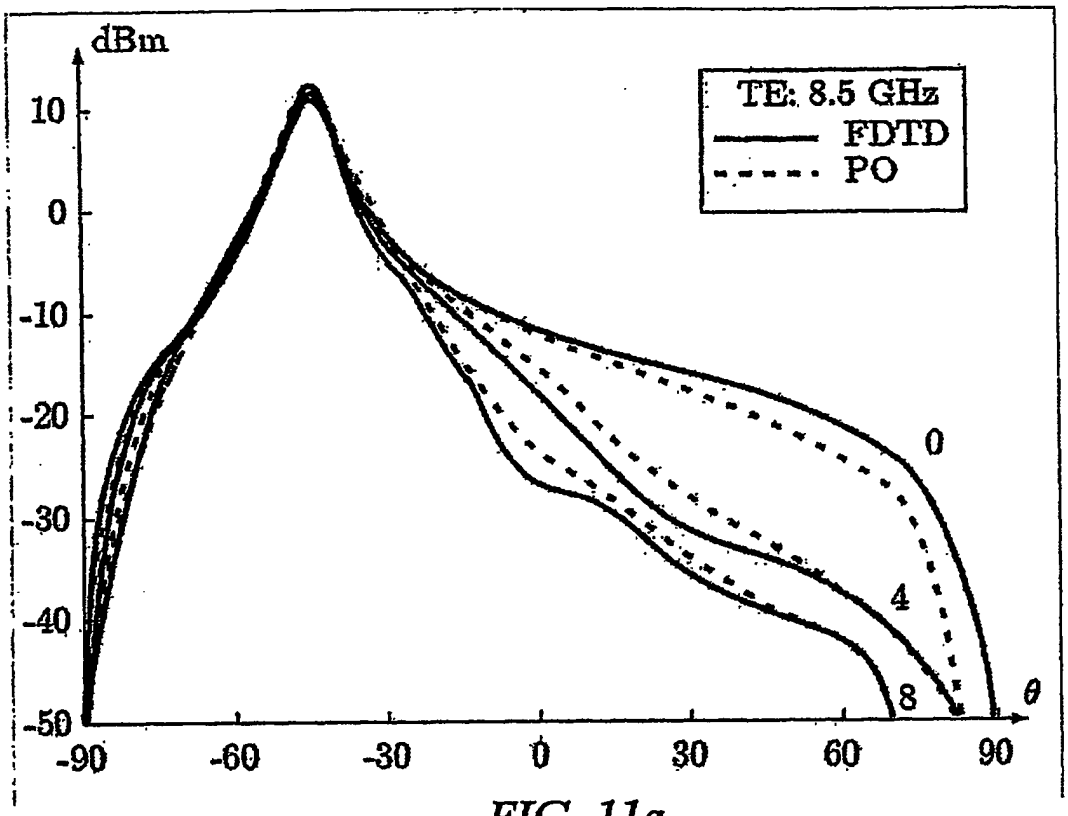


FIG. 11a

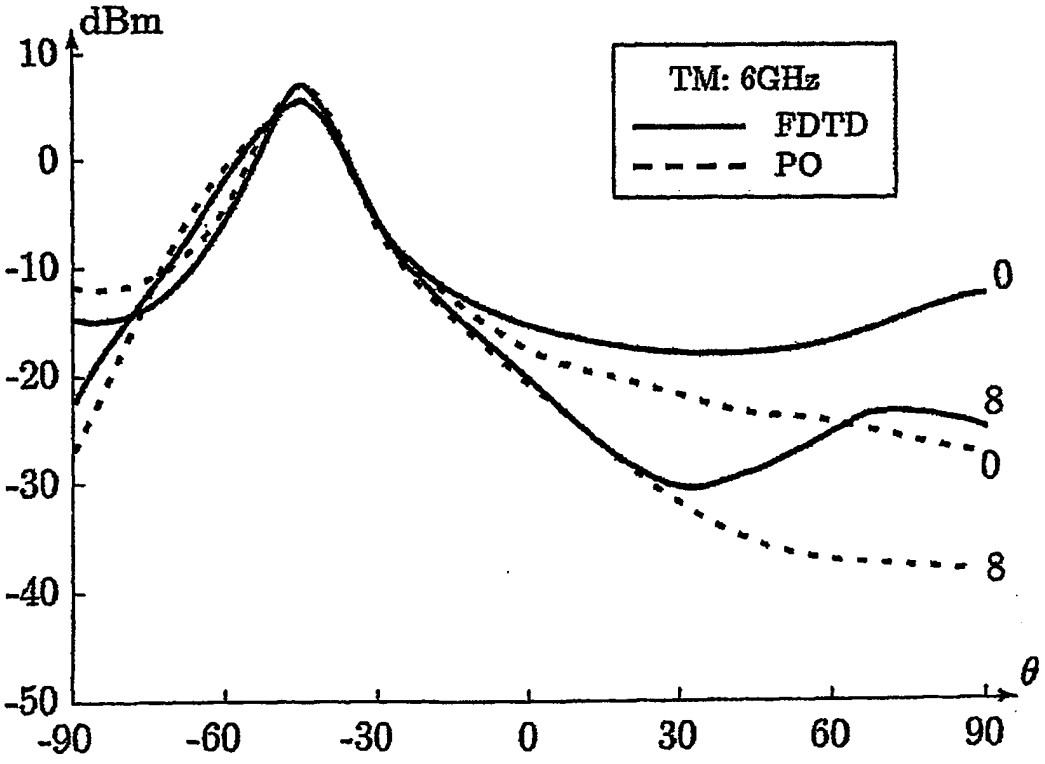


FIG. 11b

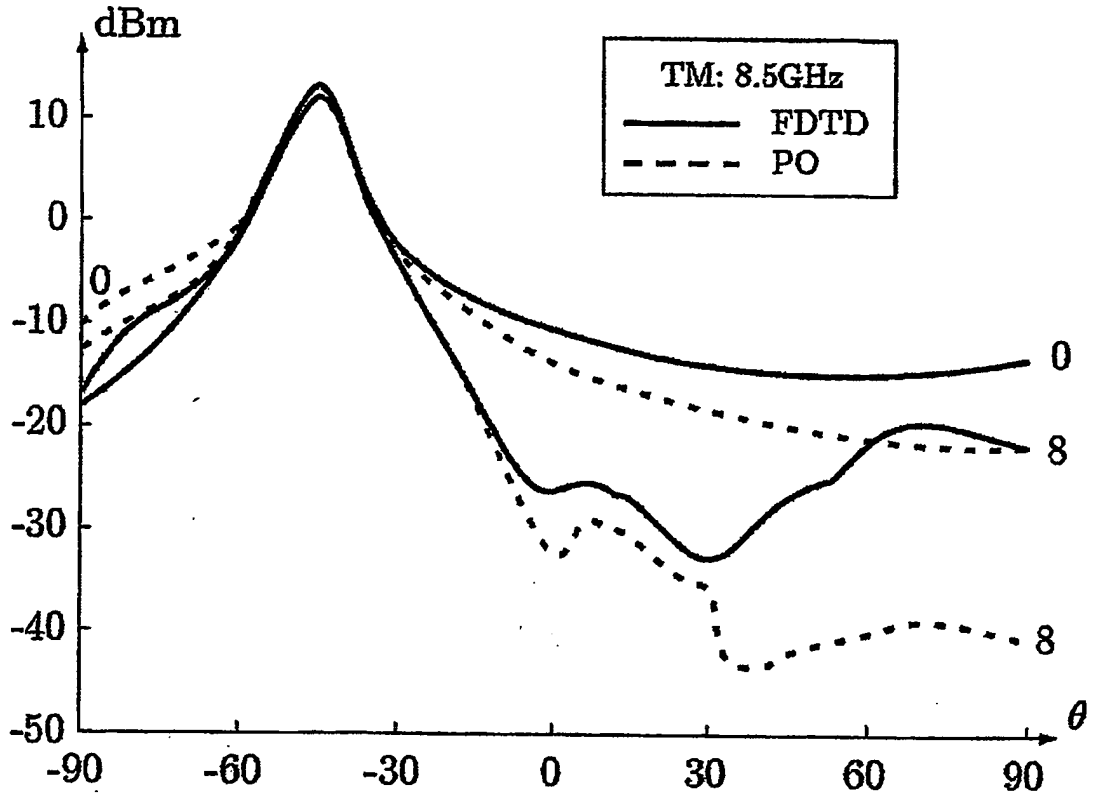


FIG. 11c

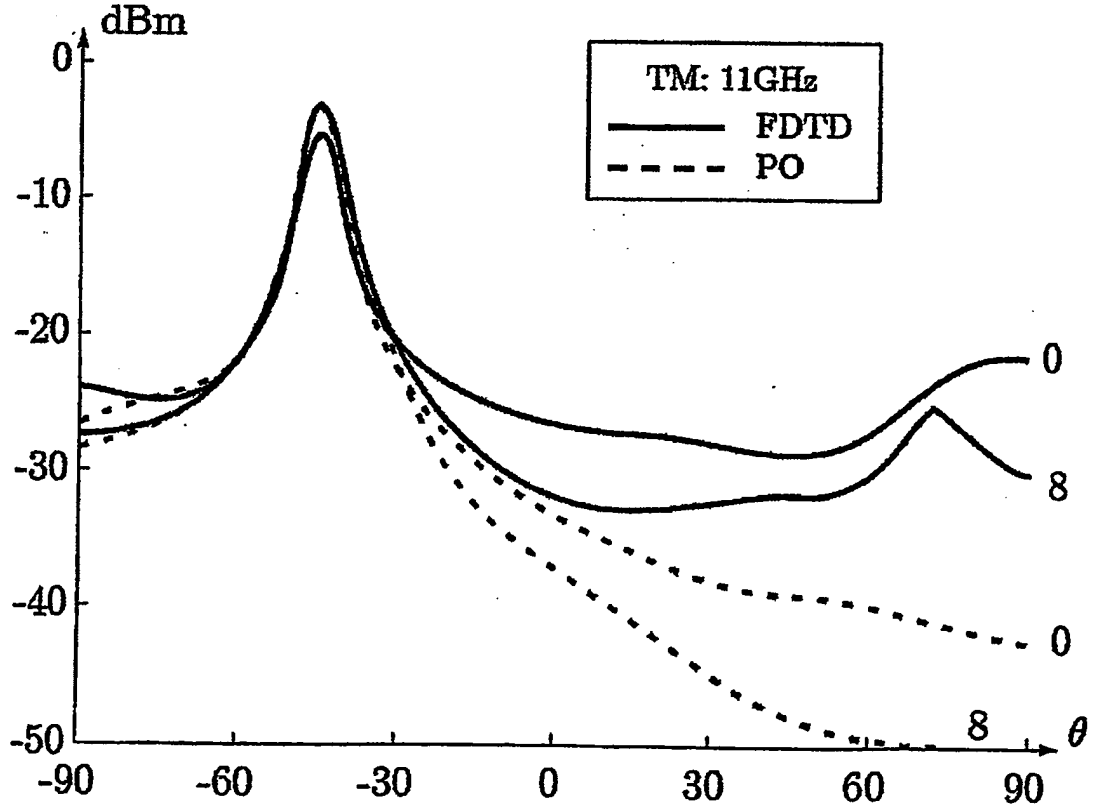


FIG. 11d

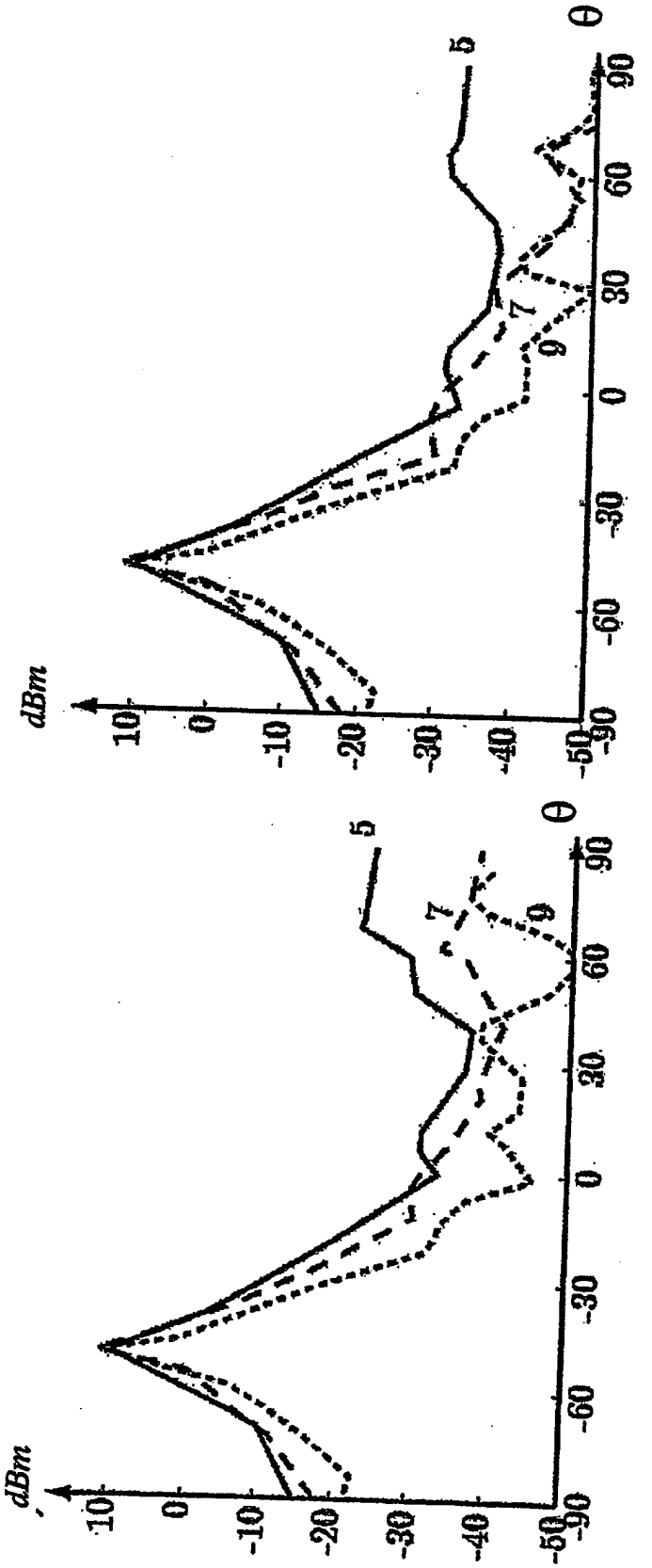


FIG. 13

RESUMO

"ESTRUTURA DE ANTENA, E, MÉTODO PARA MELHORAR AS PROPRIEDADES DE ESPALHAMENTO DE UMA ANTENA"

Uma estrutura de antena incluindo uma antena 10 com uma superfície principal exterior 11, onde dita antena 10 é integrada em uma superfície de um material circundante 20. Ademais incluindo uma zona de transição 30 arranjada ao longo do perímetro da superfície principal 11 e sobrepondo a superfície principal, onde a zona de transição 30 inclui uma camada de um material resistivo com um resistividade que varia com a distância de um perímetro exterior da zona de transição 30 para habilitar uma transição suave das propriedades de espalhamento entre a antena 10 e o material circundante 20.

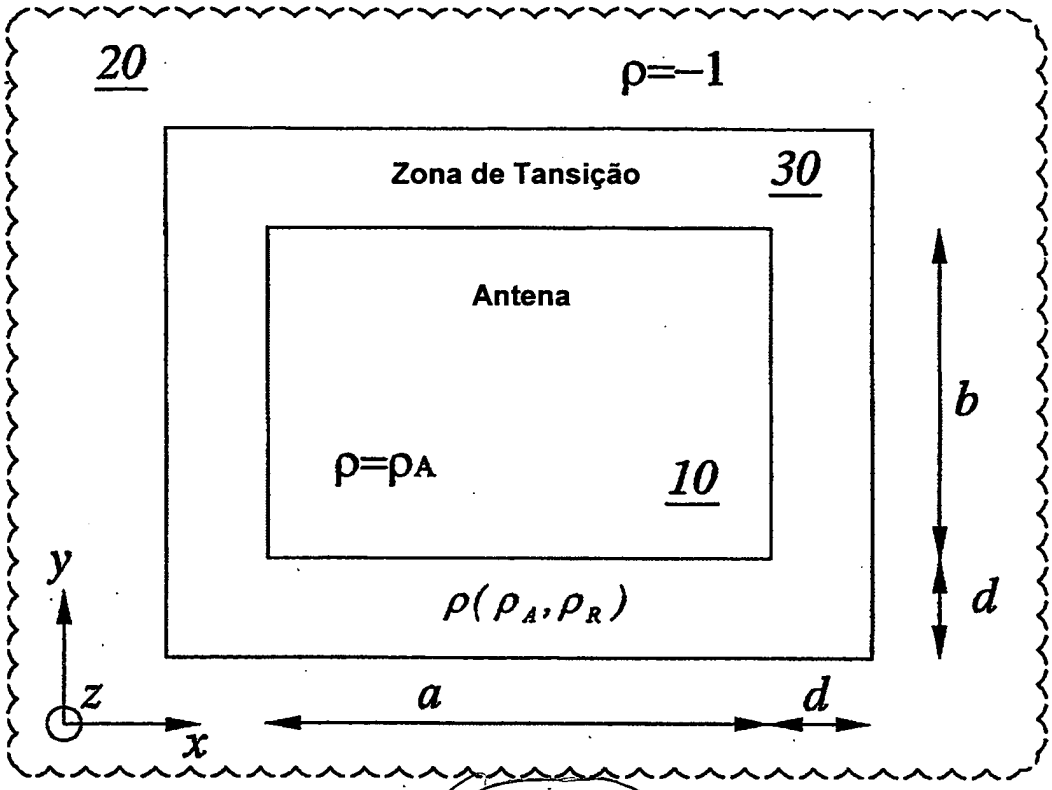

20
ρ=–1
Zona de Tansição
30
Antena
ρ=ρA
10
ρ(ρA,ρR)
b
d
y
z
x
a
d

FIG. 1

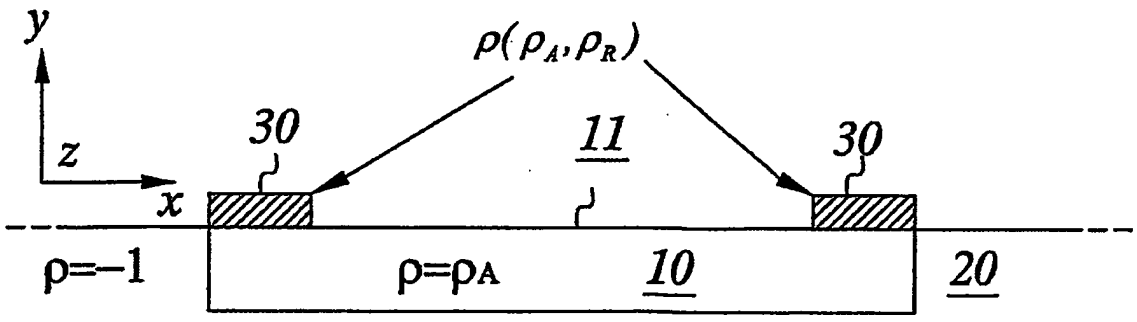

y
z
x
ρ(ρA,ρR)
30
11
30
ρ=–1
ρ=ρA
10
20

FIG. 2