Simulação de Radar UWB via FDTD e Otimização por Enxame de Partículas Aplicado à Proteção Contra Intruso

Rubem G. Farias, Victor Dmitriev, Kellen C. Gomes e Rodrigo M. S. de Oliveira Universidade Federal do Pará – UFPa – DEEC – C.P. 8619 - CEP 66075-900 – Belém - PA

Resumo - Simulação numérica de um radar multiestático usando diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) e otimização por enxame de partículas (PSO) é implementada com o intuito de identificar e localizar um intruso no interior de uma residência. O radar opera com pulsos de banda ultra-larga e espalhamento espectral com o propósito de obter alta resolução e evitar interferência com outros sistemas rádio. O sinal transmitido tem espectro com pico em 1 GHz e largura de banda de 3dB, de aproximadamente 1 GHz. Um transmissor e pelo menos três receptores, posicionados fora da residência, são usados para determinar a posição do alvo. Ênfase especial é dada para estudo dos efeitos de objetos espalhadores posicionados de maneira semi-aleatória no ambiente. Para dar mais realismo, incorporamos às simulações o ruído branco gaussiano aditivo (AWGN) para representar ruído ambiente e de equipamentos.

Palavras-chaves – Método FDTD; sensor UWB; radio *scattering*; radar mutiestático; otimização por enxame de partículas PSO.

I. INTRODUCTION

O método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) é adequado para similar propagação de pulsos de banda ultra larga (UWB). Esses sinais são indicados para sistemas de radar e GPS de alta resolução assim como para rede de comunicação sem fio banda larga. Além disso, pulsos UWB são mais imunes ao desvanecimento seletivo em freqüência inerente a ambientes ricos em espalhamento tais como residências, escritórios, laboratórios, depósitos e similares. A fim de evitar interferência com outros sistemas radio como telefone celular, GPS, Bluetooth, IEEE802.11, etc., é necessário usar espalhamento espectral (spread spectrum) para transmissão. A combinação de pulsos UWB com espalhamento espectral resulta em sinal de transmissão digital com densidade espectral de potência abaixo do nível de ruído ambiente. Já existem sistemas comerciais para tais aplicações [1]. Em nossas simulações usamos antenas omnidirecionais as quais são apropriadas para ambientes indoor [2].

O tratamento full wave usando método 2D-FDTD

Rubem G. Farias, rgfarias@ufpa.br, Tel/Fax +55-91-31831634, Victor Dmitriev, victor@ufpa.br, Kellen Gomes, kellen@lane.ufpa.br, Rodrigo Oliveira, rodrigo@lane.ufpa.br.

(diferenças finitas no domínio do tempo bidimensional) permite mapear os campos eletromagnéticos em todo o domínio computacional, cujo *layout* é mostrado na Fig. 1. A este ambiente é incorporado um conjunto de objetos com dimensões que variam de maneira semi-aleatória a fim de representar mobília e outros objetos fixos.



Fig. 1 - Layout da residência com alvo e espalhadores.

Este artigo é organizado como segue: na Seção II, descrevemos o ambiente para simulação, isto é, o *layout* da residência e os objetos com suas características elétricas. Também, são fornecidos os parâmetros e procedimentos básicos relacionados aos métodos FDTD e PSO. A Seção III contém uma descrição dos procedimentos usados nas simulações e o dados de intensidade de campo elétrico nos receptores. Os resultados das simulações são analisados na Seção IV e finalizamos com as conclusões na Seção V.

II. AMBIENTE PARA SIMULAÇÃO

O ambiente para simulação é semelhante ao de Kondylis [3] com inclusão de objetos espalhadores (Fig.1). As paredes interna e externa têm espessuras e características elétricas diferentes. As constantes dielétricas das paredes interna e externa são $\varepsilon_r = 4,2$ e 5, respectivamente. Todas as paredes têm a mesma condutividade $0,02 \ S/m$. Os espalhadores têm as mesmas características elétricas das paredes externas. O restante do ambiente tem características

do espaço livre, exceto as camadas absorventes nos limites do domínio numérico as quais são anisotrópicas uniaxiais.

As simulações dos campos eletromagnéticos são implementadas usando 2D-FDTD baseado na formulação de Yee [4]. Consideramos, na antena transmissora, apenas componente perpendicular do campo elétrico relativo ac plano da Fig. 1. A discretização espacial é feita com células quadradas de aresta igual a $\Delta_x = \Delta_y = \Delta_s = 1,5 cm$. Isto corresponde a um décimo do comprimento de onda na freqüência superior (3 dB) de 2 GHz. Para garanti estabilidade numérica, adotamos 70% do limite de Courant para o incremento temporal Δ_r , isto é,

$$\Delta_t = 0, 7\Delta_s / c\sqrt{2} \tag{1}$$

Aqui $c = 2.997\ 924\ 58\ x\ 10^8\ m/s$ é a velocidade da luz nc espaço livre. O tipo de camada absorvente (ABC) usada neste *paper* é a UPML [5], a qual apresenta reflexões desprezíveis nos limites computacionais, tal que a mesma simula um ambiente virtualmente de extensão infinita. Alternativamente, isto simula um experimento no interior de uma câmara anecóica. Os parâmetros das camadas da UPML são: espessura igual a 15 cm (10 células), condutividade máxima igual a 15 S/m e ordem do polinômio associado à variação espacial da condutividade igual a 4.

A forma de onda usada para transmissão é monociclo gaussiano dado pela função

$$p(t) = -A_p \sqrt{\frac{2e}{\tau^2}} \left(t - t_o \right) \exp\left[-\frac{\left(t - t_o \right)^2}{\tau^2} \right]$$
(2)

aqui A_p é valor de pico do pulso, e é a base do logaritmo Neperiano, τ estabelece a duração do pulso e t_o é o instante de cruzamento em zero do pulso. Este parâmetro se relaciona à freqüência de pico espectral, f_o , através da equação

$$f_o = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \frac{1}{\tau}.$$
 (3)

Através da transformada de Fourier de (2) obtemos o espectro do monociclo, a saber

$$P(f) = A_p \tau^2 \sqrt{\frac{\pi e}{2}} \exp\left[1 - \left(2\pi f\right)^2\right] \exp\left(-j2\pi t_o f\right)$$
(4)

A Fig. 2(a) mostra o pulso p(t) para os seguintes parâmetros: $A_p = 1$ V/m, $\tau \approx 0,255$ ns ($f_o = 1$ GHz) e $t_o = 1,8$ ns. Observe que a duração do pulso é ≈ 1 ns. A Fig. 2(b) mostra a magnitude do espectro de p(t). Veja que a largura espectral de 3 dB é de aproximadamente 1 GHz. Também, o espectro não é simétrico em relação a f_o (pico) havendo uma parcela significativa de energia abaixo de 0,5 GHz. Isto possibilita que o sinal atravesse paredes de alvenaria, por exemplo.



Fig. 2 – (a) Pulso monociclo. (b) Espectro.

III. LOCALIZAÇÃO DO INTRUSO

O método que apresentamos aqui permite estimar a posição do alvo em relação à origem do sistema de coordenadas. Os formalismos envolvidos são: FDTD e ótica geométrica para cálculo dos parâmetros de cada elipse (lugar geométrico da posição do alvo) e estimativa de localização por PSO (otimização por enxame de partículas).

O transceptor cujo receptor é designado de Rx1, e dois receptores remotos (Rx2 e Rx3) configuram o radar multiestático cujo esquema simplificado é mostrado na Fig. 3.



Fig. 3 – Representação esquemática do radar com as elipses de localização.

Para o transceptor, a elipse de polarização degenera em uma circunferência. O alvo corresponde ao ponto de interseção das três curvas.

Os parâmetros da elipse de localização são identificados na Fig. 4: a é o semi-eixo maior, b é o semi-eixo menor, $C(x_c, y_c)$ é o centro da elipse, α é o ângulo que o eixo maior da elipse forma com o eixo dos x. T indica a posição do transmissor, **P** indica a posição do alvo (intruso) e **R** representa o receptor. A equação da elipse é dada por



Fig. 4 – Parâmetros da elipse.

$$F(x, y) = b^{2} \left[\left(x - x_{c} \right) \cos \alpha + \left(y - y_{c} \right) \sin \alpha \right]^{2} + a^{2} \left[\left(y - y_{c} \right) \cos \alpha + \left(x - x_{c} \right) \sin \alpha \right]^{2} - a^{2} b^{2} ; \qquad \text{with } F(x, y) = 0.$$
(5)

com $a = \frac{1}{2} d_{TPR}$ e $b = \frac{1}{2} \sqrt{d_{TPR}^2 + d_{TR}^2}$.

O parâmetro $d_{TPR} = d_{TP} + d_{PR}$ é a distância percorrida pelo pulso segundo trajeto transmissor-alvo-receptor. Em (5) presume-se que os segmentos TP e PR são retos. Entretanto, em ambiente *indoor*, por causa de refração, difração, espalhamento, etc., esses segmentos são curvos. Isto leva a erro na obtenção dos parâmetros da elipse. Como conseqüência as três curvas de localização não têm ponto em comum, como ilustrado na Fig. 5.

Para contornar este problema utilizamos a técnica de otimização por enxame de partículas, PSO, no sentido de descobrir o ponto equidistante e mais próximo das três curvas. Esta é a estimativa da posição do alvo.



Fig. 5- Estimativa do alvo: meta do localizador via PSO.

A distância percorrida pelo pulso d_{TPR} requer maior rigor em sua obtenção pois envolve propagação de pulso em um meio complexo. Para tanto usamos a técnica FDTD, como segue. Um pulso é transmitido na ausência do intruso e os registros de campo elétrico são armazenados em cada receptor e são usados como referência. Repete-se a transmissão, entretanto, com a presença do intruso. Em seguida obtém-se a diferença entre registros (com e sem alvo) seguido pela introdução do ruído gaussiano aditivo (AWGN) para simular ruído no sistema.

A Fig. 6 mostra registros de campo elétrico normalizado obtidos via FDTD, em um receptor, com e sem alvo.



Fig. 6 - Registros de campo elétrico em um receptor.

Note que a diferença entre os dois registros não é tão evidente, logo que o pulso chega no receptor. Isto também acontece em sistemas práticos [1]. Entretanto, quando fazemos a subtração entre eles a diferença fica bem evidenciada, como pode ser visto na Fig. 7.



Fig. 7 – Diferença entre registros com e sem alvo na presença de ruído AWGN.

Para esta simulação foi considerado ruído com desvio padrão relativo ao pico da diferença igual $\sigma_N = 0,02$. Isto implica em uma relação entre a potência de pico do registro diferença e o valor rms do ruído igual a 34 dB. As linhas tracejadas na Fig. 7 representas o *threshold* de 10% relativo ao pico do registro diferença. Isto leva a uma probabilidade de alarme falso dado por

$$FAP = \int_{t}^{\infty} \frac{e^{-x^{2}/2\sigma_{N}^{2}}}{\sqrt{2\pi} \sigma_{N}} dx = \int_{t/\sigma_{N}}^{\infty} \frac{e^{-u^{2}/2}}{\sqrt{2\pi}} du = Q\left(\frac{t}{\sigma_{N}}\right)$$
(6)

Esta é a probabilidade do sinal diferença suplantar o nível de *threshold* por causa do ruído (sem intruso). Para a simulação temos $FAP = Q(0,10/0,02) = Q(5) \approx 3 \times 10^{-7}$.

A distância d_{TPR} é calculada utilizando o tempo em que o nível do sinal ultrapassa o *threshold* pela primeira vez e a velocidade efetiva de propagação no ambiente. Esta velocidade é calculada por

$$v_{eff} = \frac{\sum_{i=1}^{N} v_i |E_i|^2}{\sum_{i=1}^{N} |E_i|^2}$$
(7)

Aqui é usado um outro *layout* que inclui duas paredes paralelas entre si (tipo interna e externa), um transmissor e diversos receptores, colocados de tal forma a estabelecer diversos ângulos de propagação [6]. Para cada ângulo foi obtida uma velocidade diferente v_i . E_i é o campo elétrico de pico em cada receptor. O valor calculado foi igual a $v_{eff} = 0,98255c$. A ponderação da velocidade por $|E_i|^2$ deve-se ao fato da velocidade de propagação do pulso ser a mesma que a de energia, para meios não-dispersivos (parâmetros elétricos independentes da freqüência). Diversos ângulos foram considerados porque a dispersão numérica introduzida pelo método FDTD depende do ângulo de propagação. Também, foi usado o pulso monociclo porque a dispersão numérica depende da freqüência.

Para radar com mais de três receptores, são necessárias várias estimativas de posição do alvo; uma para cada combinação de pares de receptores remotos mais receptor de transceptor. Para um radar com um total de sete receptores há 15 possíveis soluções estimadas por PSO. Algumas dessas estimativas são descartadas. Para tanto, obtém a média e desvio padrão. São descartadas as estimativas fora de um raio igual a um desvio padrão. A média das amostras remanescentes fornece a estimativa final para a localização do alvo.

Resumo do algoritmo PSO

Cada uma das estimativas associadas ao conjunto de três receptores (transceptor mais dois receptores remotos), como na Fig. 5, é obtida por PSO (*Particle Swarm Optimization*) [7]. Este método deriva da observação do comportamento do enxame de insetos, bando de pássaros, dentre outros. Por exemplo, em um enxame de abelhas (partículas em PSO). O objetivo de cada abelha é localizar um lugar com maior densidade de flores de um certo tipo. Sem o conhecimento prévio do campo, as abelhas começam a se movimentar aleatoriamente com velocidades variáveis procurando as flores. Cada abelha se lembra do local em que achou as

melhores flores e também sabe, por comunicação, a localização na qual o grupo encontrou as melhores flores. As abelhas exploram o ambiente e informam às outras de seus melhores achados. Então elas voam em direção à área de maior concentração de flores de boa qualidade fazendo com que todo o enxame seja atraído para esse local. As partículas atuam sob três influências que se combinam vetorialmente: hábito ou inércia, memória e cooperação. A inércia faz com que a partícula continue seguindo a mesma direção. A memória leva a partícula em direção à melhor posição até então encontrada por ela. Já a cooperação, empurra a partícula na direção do melhor ponto do espaço até ao momento descoberto pelo enxame.

Matematicamente este processo pode ser colocado na forma de um algoritmo, como segue. Em uma dada iteração, uma partícula *i* muda a sua posição de \vec{X}_i para \vec{X}_i^{novo} de acordo com

$$\vec{X}_i^{novo} = \vec{X}_i + \vec{V}_i^{novo} .$$
(8)

Aqui \vec{V}_i^{novo} é a nova velocidade da partícula dada por

$$\vec{V}_{i}^{novo} = \vec{V}_{i} + \mathbf{U} \cdot W_{mi} \left(\vec{b}_{i} - \vec{X}_{i} \right) + \mathbf{U} \cdot W_{ci} \left(\vec{b}_{G} - \vec{X}_{i} \right)$$
(9)

na qual W_{mi} é a matriz diagonal de pesos do termo de memória da partícula *i*; W_{ci} é a matriz diagonal de pesos do termo de cooperação da partícula *i*; \vec{b}_i corresponde à melhor posição no espaço encontrada pela da partícula *i* durante a sua vida; \vec{b}_G corresponde à melhor posição no espaço encontrada pela da partícula *i* até o presente momento e U é uma variável aleatória uniformemente distribuída em [0,1].

Para aplicação de PSO neste trabalho, partimos do conhecimento dos parâmetros das três curvas da Fig. 5. Assim, o objetivo do algoritmo PSO consiste em localizar um ponto que esteja a uma distância mínima das três curvas, simultaneamente. Seguindo esta idéia, a função objetivo do *localizador* PSO é dada por

$$F_{i} = d_{C\min_{i}} + d_{E1\min_{i}} + d_{E2\min_{i}}$$
(10)

na qual

 F_i é a avaliação da posição \vec{X}_i ; $d_{C\min_i}$ é a distância mínima entre \vec{X}_i e o círculo; $d_{E1\min_i}$ é a distância mínima entre \vec{X}_i e a primeira elipse e $d_{E2\min_i}$ é a distância mínima entre \vec{X}_i e a segunda elipse.

Esse procedimento foi realizado para cada combinação de pares de receptores remotos combinados com o transceptor. Isto corresponde a 15 estimativas para um radar com um transceptor e seis receptores remotos.

IV. RESULTADOS

Para as simulações que seguem, adotamos diferentes posições relativas entre alvo, transmissor e receptores no sentido de verificar certas situações críticas para localização do alvo com precisão aceitável. Antes de apresentarmos os resultados das simulações, fornecemos alguns parâmetros não especificados anteriormente. Para o PSO foram adotados os seguintes pesos para todas as partículas $W_m = W_c = 10^{-4}$ e para velocidade máxima $V = 10^{-2}$. A obtenção desses valores foi feita de maneira empírica. Outros parâmetros foram: número total de partículas igual a 50 e número máximo de iterações igual a 6000.

Para representar o intruso (alvo), consideramos um cilindro de diâmetro igual a 50 cm com características elétricas médias de constante dielétrica igual a 50 e condutividade igual a 0,02 S/m [8].

Os objetos espalhadores são cilindros com constante dielétrica igual a 5 e condutividade igual a 0,02 S/m. Segundo a direção x os objetos variam de diâmetro, entre 9 cm e 18 cm, de acordo com o código de Barker complementado, isto é, -1 - 1 - 1 + 1 + 1 - 1 + 1 - 1 + 1. Desta forma, as dimensões dos espalhadores variam entre dois valores de maneira semi-aleatória.

Primeiramente consideramos um radar composto de um transceptor e dois receptores remotos como mostrado na Fig. 6.



Fig. 6 – Radar com três receptores nas proximidades do alvo.

A partir da Fig. 6 acima adotamos a seguinte legenda:

O símbolo ▼ representa o transmissor, * é o receptor, ○ é o alvo, \diamond é a estimativa da posição do alvo na ausência de ruído e ◆ é a estimativa na presença de ruído. A combinação ▼* representa o transceptor. Nessa figura aparecem três linhas pontilhadas que representam a três curvas (circulo e duas elipses) que definem a solução para o sistema na presença de ruído. Observe que nos casos com e sem ruído as estimativas virtualmente acertam o alvo. Deve-se observar, também que, mesmo na ausência de ruído, os percursos de propagação são interceptados pelas paredes e pelos espalhadores. O acerto deve-se ao fato do posicionamento do transceptor e receptores favorecer os percursos envolvidos no trajeto transmissor – alvo – receptores.



Fig. 7 – Radar com sete receptores com alvo posicionado de maneira desfavorável em relação a transceptor.

Para o sistema da Fig. 7, o alvo está em uma posição bem desfavorável em relação ao transceptor. Além da distância entre eles, os percursos entre os diversos elementos do radar e o alvo são bastante complexos. Para minimizar o problema, foram acrescentados mais quatro receptores em relação ao caso anterior. Mesmo assim, há um erro considerável da estimativa quando o ruído é considerado, identificado pelo símbolo \bigstar da Fig. 7. Na ausência de ruído, entretanto, a estimativa torna-se precisa. Isto deve ser provocado pela alteração do sinal pelo ruído em torno do *threshold*. Isto é, pode ocorrer que |s| > t, porém, napresença de ruído |s + n| < t. Aqui s é o sinal diferença, t é o nível do *threshold* e n é o ruído. Como conseqüência o parâmetro d_{TPR} fica prejudicado.



Fig. 8 – Radar com posicionamento favorável em relação ao alvo.

No sistema da Fig. 8, a estimativa da posição do alvo é precisa porque o mesmo se encontra relativamente próximo do transceptor e dos receptores 2 e 3.

Entretanto, uma aproximação exagerada do alvo em relação ao transceptor pode causar sérios erros. Isto por que o alvo passa a interferir com as características de propagação do transmissor. Além disso, o sinal sofre forte difração pelo alvo. Nessas circunstâncias, o sistema pode levar a uma estimativa totalmente errada. O sistema da Fig. 9 mostra uma situação desse tipo.



Fig. 9 – Alvo em posição crítica em relação ao transmissor.

Neste sistema, embora vários receptores estejam em posições favoráveis, o sistema fica comprometido pela proximidade do alvo em relação ao transmissor. É como se o transmissor ficasse obstruído pelo alvo. Nesta situação, como se vê na figura, a posição estimada está fora da residência. Ou seja, o radar deixa de funcionar de maneira confiável.

Para contornar esse problema, sugerimos um sistema de rede de radares com transceptores transmitindo em TDM (*Time-division multiplexing*) e colocados estrategicamente em torno da residência, como sugerido na Fig. 10.



Fig. 10 – Rede de radares com três transceptores.

Observe que o sistema apresenta três transmissores e um total de nove receptores.

O alvo, por causa da proximidade, afeta o transmissor do transceptor TR1, entretanto, os transceptores TR2 e TR3 não estão obstruídos. Portanto, qualquer estimativa inconsistente seria descartada (no caso de TR1). Com isso, pode ser feita uma estimativa confiável da posição do alvo, independente de sua posição dentro da residência.

Nesta configuração em rede, cada transmissor é ativado somente durante um *slot* de tempo em um quadro TDM de três janelas. Entretanto, todos os receptores devem estar recebendo em todas as janelas. Isto equivale a ter um radar com nove receptores cujo transmissor muda de posição para cada janela. Após cada quadro, é feita uma estimativa global para localização do alvo por uma estação central.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo apresentamos simulações de um radar multiestático operando com pulsos UWB. Os registros de campo elétrico são obtidos numericamente através do método FDTD. Usamos conceitos de raios óticos para estabelecer lócus de localização do alvo, resultando, para cada conjunto composto do transceptor e cada par de receptores remotos, um sistemas de equações não-lineares. A solução deste sistema levou a uma estimativa da posição do alvo. Esta etapa foi realizada usando a otimização por enxame de partículas (PSO) a qual se mostrou adequado. Diversas simulações foram feitas no sentido de verificar a

precisão da técnica apresentada e algumas configurações críticas para precisão e confiabilidade do sistema. Foi constatada situação crítica para o sistema e foi sugerido uma solução confiável para o problema. Esta solução envolve uso de uma rede de radares com operação em TDM a qual pode ser viabilizada, uma vez que esses sistemas devem operar em taxas inferiores a 1 Mbaud [9].

REFERENCES

- P. Withington, H. Fluhler and S. Nag, *Enhancing homeland security* with advanced UWB sensors, IEEE Microwave Magazine, vol. 4, No.3, September 2003.
- [2] T. B. Welch, R. L. Mulsselman, B. A. Emessiene, P. D. Gift, D. K. Choudhury, D. N. Cassadine and S. M. Yano, *The effects of the human body on UWB signal propagation in an indoor environment*, IEEE Journal on Selected Areas in Commun., vol. 20, No. 9, December 2002.
- [3] G. D. Kondylis, On indoor wireless channel characterization and design of interference aware medium access control protocols for packet networks, University of California, Los Angeles, PhD. Thesis, 2000.
- [4] K. S. Yee, Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-14, May 1966.
- [5] S. D. Gedney, An anisotropic perfectly matched layer absorbing medium for the truncation of FDTD lattices, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol AP-44, NO. 12, December 1996.
- [6] F. C. B. F. Müller, R. G. Farias, C. L. da S. S. Sobrinho, and Victor Dmitriev, *FDTD simulation of a multistatic radar using ultrawideband pulses for indoor environments*, Microwave and Optical Technol. Lett., vol. 45, No. 5, June 2005.

- [7] J. Robinson e Y. Ramat-Samii, *Particle Swarm Optimization in Electromagnetics*, IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 52, pp. 397-407, 2004.
 [8] O. P. Gandhi, G. Lazzi, and C. M. Furse, *Electromagnetic absorption in*
- [8] O. P. Gandhi, G. Lazzi, and C. M. Furse, *Electromagnetic absorption in the human head and neck for mobile telephones at 835 and 1900 MHz*, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-44, No. 10, October 1996.
- [9] A. F. Molisch, Ultra wideband propagation channels theory, measurements, and modeling, IEEE Trans. Vehicular Tech., vol. 54, No. 5, pp. 1528-1545, Sept. 2005.