

Algoritmo de estimação do azimute para alvos distribuídos em radares do tipo ArcSAR

Yusef Cáceres, Higor Cioqueta, Bruno Pompeo e Aleksander Medella

Resumo—Este artigo apresenta um algoritmo para a estimação do azimute de um alvo distribuído, utilizando um radar do tipo ArcSAR. Esse radar possui antenas de transmissão e recepção, que realizam um movimento de rotação com velocidade angular constante, ao redor de um eixo fixo, com o objetivo principal de ter alta resolução nominal em azimute. Nesse cenário, o radar tem dois canais de transmissão e recepção e utiliza essa informação para definir um sinal que não apresenta o efeito micro-Doppler do alvo. A seguir, utiliza-se um filtro casado para estimar o azimute do alvo.

Palavras-Chave—Radar, ArcSAR, Estimação.

Abstract—This article presents an algorithm to estimate a distributed target's azimuth using an ArcSAR radar. This radar has transmitting and receiving antennas which rotate around a fixed axis with constant angular velocity, aiming a high nominal resolution in azimuth. In this scenario, this radar has two transmitting and receiving channels and uses this information to define a signal that does not present the target's micro-Doppler effect. Then a matched filter is applied to estimate the target's azimuth.

Keywords—Radar, ArcSAR, Estimation.

I. INTRODUÇÃO

ArcSAR é um radar de abertura sintética, onde suas antenas movimentam-se num arco de circunferência. Nessa configuração, o radar tem, como característica principal, uma alta resolução em azimute (veja [1]). O objetivo deste artigo é apresentar uma forma de estimar o azimute de um alvo distribuído, utilizando esse tipo de radar.

Em geral, quando um radar transmite um sinal eletromagnético, esse sinal interage com o alvo e retorna ao radar. As mudanças nas características do sinal fornecem as informações do alvo. Se o alvo está movendo-se a uma velocidade constante, a frequência do sinal recebido está deslocada da frequência de transmissão (Efeito Doppler). Entretanto, se o alvo, além do movimento translacional, possui um movimento rotacional, essa dinâmica vai gerar uma modulação em frequência no sinal de retorno, ou seja, gera bandas laterais ao redor da frequência Doppler (efeito micro-Doppler) (vide [2]). Sendo assim, o sinal recebido de um alvo, que possui estruturas com um movimento rotacional ou vibratório, tais como as pás do rotor de um helicóptero, a vibração de uma superfície gerada por um motor de combustão, as pernas e braços de uma pessoa caminhando ou correndo, contém frequências micro-Doppler relacionadas a essas estruturas. Em [3], apresenta-se um detector para um alvo distribuído

Yusef Cáceres e Higor Cioqueta Grupo de Processamento de Sinais, Divisão de Radares - OrbiSat, Brasil, E-mails: yusef@orbisat.com.br, Bruno Pompeo e Aleksander Medella, Grupo Radar, Divisão de Tecnologia da Informação - CTEEx.

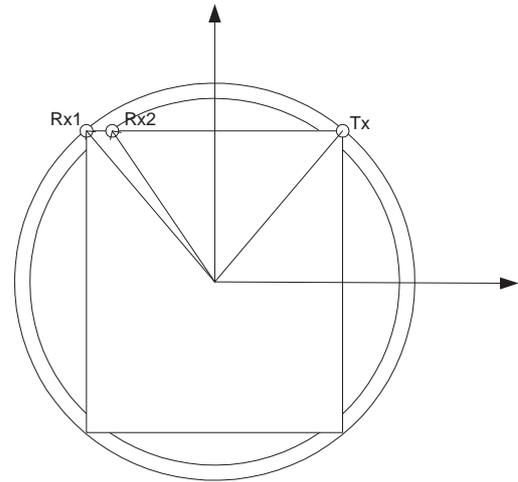


Fig. 1. Geometria do radar terrestre do tipo ArcSAR.

(pessoa caminhando), um radar de abertura real. Esse detector estima alguns dos parâmetros do modelo cinemático de uma pessoa caminhando, proposto em [4], através da solução de um sistema de equações não lineares. Em seguida, esse sinal é utilizado como referência no filtro casado. Em [1], [5] e [6], apresenta-se o filtro casado em azimute para alvos pontuais em repouso, utilizando um radar de abertura sintética do tipo ArcSAR. Além disso, mostra-se o cálculo da resolução nominal em azimute. Neste artigo, utiliza-se um radar do tipo ArcSAR com dois canais de transmissão e recepção para estimar o azimute de um alvo distribuído em movimento, por exemplo, uma pessoa caminhando. Baseado nas sinais de recepção define-se um sinal que não contém o efeito micro-Doppler do alvo. Em seguida, aplica-se um filtro casado para estimar seu azimute.

Este artigo está organizado da seguinte forma. Na primeira seção, apresenta-se o modelo do sinal de recepção em azimute e formula-se claramente o problema de estimação. Na seção seguinte, apresenta-se uma solução ao problema proposto. Na penúltima seção, ilustram-se os resultados obtidos através de exemplos numéricos gerados a partir de dados simulados. Finalmente, na última seção, apresentam-se as conclusões.

II. MODELO DO SINAL DE RECEPÇÃO EM AZIMUTE

O radar terrestre, do tipo ArcSAR, possui duas antenas de recepção (Rx1 e Rx2) e uma antena de transmissão (Tx), as quais realizam um movimento de rotação com velocidade angular constante ao redor de um eixo fixo, como mostrado na

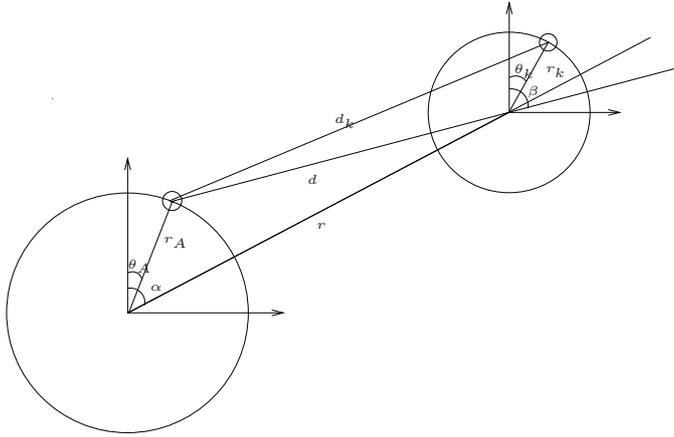


Fig. 2. Geometria do radar terrestre do tipo ArcSAR no caso monoestático.

Fig. 1. O objetivo principal desta seção é caracterizar o sinal de recepção em azimute de um alvo distribuído. Inicialmente, analisa-se o caso monoestático, isto é, o caso onde o radar possui uma antena de Rx e uma de Tx, ambas na mesma posição. Em seguida, estende-se esse resultado para o caso biestático. Finalmente, apresenta-se o problema proposto de forma explícita.

A. Monoestático

Nesta subsecção, considera-se que a antena tem um raio r_A e movimenta-se com uma velocidade angular constante ω_A . Logo, o ângulo da antena $\theta_A(t)$, num determinado instante de tempo, é dado por $\theta_A(t) = \omega_A t + \theta_{A0}$. Assume-se que existem K difusores, que se movimentam ao redor de um ponto de referência. O vetor $r_k(t)$ representa a posição do k -ésimo difusor, com respeito ao ponto de referência. A variável $\theta_k(t)$ denota o ângulo entre o vetor $r_k(t)$ e o eixo vertical. O vetor $r(t)$ representa o deslocamento do ponto de referência com respeito ao centro do radar. O ângulo entre esse vetor e o eixo vertical é o azimute (α). Nesse cenário, veja Fig. 2, a distância entre o receptor e o k -ésimo difusor, denotado por $d_k(t)$, é dada por

$$d_k(t) = \sqrt{d^2(t) + r_k^2(t) + 2d(t)r_k(t) \cos(\beta(t) - \theta_k(t))}, \quad (1)$$

onde

$$d(t) = \sqrt{r^2(t) + r_A^2 - 2r(t)r_A \cos(\alpha(t) - \theta_A(t))} \quad (2)$$

representa a distância entre o ponto de referência e a antena do radar e $\beta(t)$ é um ângulo tal que

$$\sin \beta(t) = \frac{r(t) \sin \alpha(t) - r_A \sin \theta_A(t)}{d(t)} \quad (3)$$

e

$$\cos \beta(t) = \frac{r(t) \cos \alpha(t) - r_A \cos \theta_A(t)}{d(t)}. \quad (4)$$

Expandindo a função cosseno na equação (1), substituindo as equações (2), (3) e (4) nessa equação e colocando em evidência

$r(t)$, tem-se que

$$d_k(t) = r(t) \left(1 - \frac{2r_A \cos(\alpha(t) - \theta_A(t))}{r(t)} + \frac{2r_k \cos(\alpha(t) - \theta_k(t))}{r(t)} + O_k(t) \right)^{1/2}, \quad (5)$$

onde

$$O_k(t) = \frac{r_A^2 - r_k^2 - 2r_A r_k(t) \cos(\theta_A(t) - \theta_k(t))}{r^2(t)}. \quad (6)$$

Considerando que $r(t) \gg r_A$ e $r(t) \gg r_k(t)$ tem-se $O_k(t) \approx 0$ e, utilizando a seguinte aproximação $\sqrt{1-x} \approx 1-x/2$ para $x \rightarrow 0$, a distância entre o receptor e o k -ésimo difusor é aproximadamente dada por

$$d_k(t) = r(t) - r_A \cos(\alpha(t) - \theta_A(t)) + r_k(t) \cos(\alpha(t) - \theta_k(t)). \quad (7)$$

Por outro lado, considerando que o sinal transmitido é dado por

$$s_T(t) = \exp\{j2\pi f_0 t\}, \quad (8)$$

onde f_0 representa a frequência da portadora, o sinal de recepção, gerado por K difusores, é dado por

$$s_R(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\sigma_k} s_T\left(t - \frac{2d_k(t)}{c}\right), \quad t \in [0, T], \quad (9)$$

onde σ_k é a seção reta radar do k -ésimo difusor e T denota o tempo de observação do alvo.

Substituindo $d_k(t)$, expressa em (7), na equação (9), tem-se que

$$s_R(t) = \exp\{j2\pi f_0 t\} \exp\{-j\phi_0(t)\} \sum_{k=1}^K \sqrt{\sigma_k} \exp\{-j\phi_k(t)\}, \quad (10)$$

onde

$$\phi_0(t) = \frac{4\pi}{\lambda} (r(t) - r_A \cos(\alpha(t) - \omega_A t - \theta_{A0})), \quad (11)$$

$$\phi_k(t) = \frac{4\pi}{\lambda} (r_k(t) \cos(\alpha(t) - \theta_k(t))), \quad e \quad (12)$$

$$\lambda = \frac{c}{f_0}. \quad (13)$$

Baseado na equação (10), pode-se fazer os seguinte comentários:

- Alvo pontual: Quando existe somente um difusor com movimento de translação radial com velocidade constante ($K = 1$, $r_k(t) = 0$, $r(t) = vt + r(0)$ e $\alpha(t) = \alpha$), pode-se observar que a frequência instantânea $f_i(t)$ do sinal recebido $s_R(t)$ é dada por

$$f_i(t) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \phi_0(t) \quad (14)$$

$$= -\frac{2}{\lambda} (v - r_A \omega_A \sin(\alpha - \omega_A t - \theta_{A0})). \quad (15)$$

Isto é, a frequência instantânea contém a frequência Doppler

$$f_D = -\frac{2}{\lambda} v, \quad (16)$$

produzida pelo movimento de translação do alvo e a frequência micro-Doppler

$$f_{mD} = \frac{2}{\lambda} r_A \omega_A \sin(\alpha - \omega_A t - \theta_{A0}), \quad (17)$$

relativa ao movimento de rotação da antena do radar. Note que a frequência micro-Doppler é variante no tempo. Sendo assim, as características desse sinal devem ser analisadas através de uma transformada tempo-frequência, como por exemplo a STFT (*Short Time Fourier Transform*).

- Alvo distribuído: Neste caso, tem-se um sinal com múltiplos componentes, que podem representar vários alvos como, por exemplo, o movimento gerado pelas pás de um helicóptero ou pelas diversas partes do corpo humano. Em particular, em [4] e [2], apresenta-se o modelo cinemático empírico do movimento de caminhada do corpo humano, baseado em dados biomecânicos experimentais. Esse modelo fornece as posições e orientações de qualquer ponto do corpo humano médio, em função do tempo. Especificamente, o modelo considera um sistema de coordenadas local, que está fixo no corpo, com centro na base da coluna vertebral, sendo o eixo z na direção vertical, o eixo x na direção do movimento e o eixo y na direção direita. Os membros inferiores podem rotacionar nas 3 direções, com respeito à coluna central. O torso é capaz de rotacionar ao redor da coluna central. Para as pernas, flexões acontecem no tornozelo, joelho e quadril. Para os braços, flexões acontecem no ombro e cotovelo. Finalmente, o corpo translada-se com respeito à coluna. Esses 12 movimentos descrevem um ciclo de caminhada e dependem da sua velocidade. Baseado nesses movimentos, calcula-se a posição de 17 pontos de referência: cabeça, pescoço, base da coluna vertebral, ombros, cotovelos, mãos, quadril, joelhos, tornozelos e dedos dos pés. Esses pontos definem segmentos do corpo humano, que são normalizados com respeito à altura da pessoa. De posse dessa informação, finalmente, o sinal refletido da pessoa caminhando pode ser simulado.

B. Biestático

Como foi mencionado, o radar possui um transmissor (Tx) e dois receptores (Rx1 e Rx2), que giram com velocidade constante com respeito ao eixo de rotação do radar, como mostrado na Fig.1. Nesse cenário, pode-se demonstrar que o sinal de recepção, gerado por K difusores, é dado por

$$s_R(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\sigma_k} s_T(t - \frac{\bar{d}_k(t)}{c}), \quad t \in [0, T] \quad (18)$$

onde $\bar{d}_k(t)$ representa a distância percorrida pelo sinal entre o transmissor (Tx), o k -ésimo difusor e o receptor (Rx) do radar. Isto é,

$$\bar{d}_k(t) = d_{k,Tx} + d_{k,Rx}. \quad (19)$$

Baseado nos resultados da seção anterior (veja a equação (7)), essa distância é aproximadamente dada por

$$\bar{d}_k(t) \approx 2r(t) - r_T \cos(\alpha(t) - \theta_T(t)) - r_R \cos(\alpha(t) - \theta_R(t)) + 2r_k(t) \cos(\alpha(t) - \theta_k(t)), \quad (20)$$

onde $\theta_T(t) = \omega_A t + \theta_{T0}$ e $\theta_R(t) = \omega_A t + \theta_{R0}$.

Expandindo a função cosseno na equação anterior e agrupando convenientemente, tem-se

$$\bar{d}_k(t) \approx 2r(t) - (r_T \cos \theta_{T0} + r_R \cos \theta_{R0}) \cos(\alpha(t) - \omega_A t) - (r_T \sin \theta_{T0} + r_R \sin \theta_{R0}) \sin(\alpha(t) - \omega_A t) + 2r_k(t) \cos(\alpha(t) - \theta_k(t)), \quad (21)$$

ou equivalentemente,

$$\bar{d}_k(t) = 2d_k(t), \quad (22)$$

onde

$$d_k(t) = r(t) - r_A \cos(\alpha(t) - \omega_A t - \theta_{A0}) + r_k(t) \cos(\alpha(t) - \theta_k(t)), \quad (23)$$

$$r_A = 0.5 \sqrt{r_T^2 + r_R^2 + 2r_T r_R \cos(\theta_{T0} - \theta_{R0})}, \quad (24)$$

$$\theta_{A0} = \arctan \frac{r_T \sin \theta_{T0} + r_R \sin \theta_{R0}}{r_T \cos \theta_{T0} + r_R \cos \theta_{R0}}. \quad (25)$$

Logo, o sinal de recepção é dado pela equação (10). Ou seja, quando o radar tem o transmissor e o receptor em posições diferentes, essa configuração pode ser substituída por um radar onde o transmissor e o receptor tem a mesma posição, mas em um raio equivalente r_A e ângulo inicial equivalente θ_{A0} .

Uma vez que o radar possui dois canais, e considerando que $s_K(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\sigma_k} \exp\{-j\phi_k(t)\}$ e $\alpha(t) = \alpha$, isto é, o azimute do alvo não muda no seu tempo de observação, o sinal de recepção em azimute, após demodulação, é dado por:

- Canal 1:

$$s_{R1}(t) = \exp\{-j\frac{4\pi}{\lambda}(r(t) - r_{A1r}(t))\} s_K(t), \quad (26)$$

onde

$$r_{A1r}(t) = r_{A1} \cos(\alpha - \omega_A t - \theta_{A10}). \quad (27)$$

- Canal 2:

$$s_{R2}(t) = \exp\{-j\frac{4\pi}{\lambda}(r(t) - r_{A2r}(t))\} s_K(t), \quad (28)$$

onde

$$r_{A2r}(t) = r_{A2} \cos(\alpha - \omega_A t - \theta_{A20}). \quad (29)$$

Antes de finalizar esta seção, define-se o problema:

Dado o sinal de recepção observado em azimute dos canais 1 e 2 definido como, $x_{R1} = s_{R1} + \eta_1$ e $x_{R2} = s_{R2} + \eta_2$, onde η_i representa um ruído Gaussiano branco de média nula e variância $\sigma_i^2/2$ para $i = 1, 2$, respectivamente; estimar o azimute α do alvo.

III. ESTIMATIVA DO AZIMUTE

Baseado no modelo do sinal de recepção em azimute, mostrado na seção anterior, observa-se que o sinal correspondente a um conjunto de difusores é recebido de forma multiplicativa. Esse sinal pode ter uma característica complexa e principalmente imprevisível. O objetivo é definir uma transformação aplicada a esses dois sinais de forma que esse novo sinal não apresente os componentes relativos aos difusores e, baseado nesse sinal, estimar do azimute do alvo $\alpha(t)$. Isto é, definir um sinal $x_R(t) = f(x_{R1}(t), x_{R2}(t))$. Em particular, considera-se que $f(x_1, x_2) = x_1 x_2^* / y$, onde $y = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + |x_1 x_2^*|) / 3$. Nesse caso, observe que o numerador da função é dado por

$$\tilde{x}(t) = x_{R1}(t)x_{R2}^*(t) \quad (30)$$

$$= \exp\left\{-j\frac{4\pi}{\lambda}(r_{A2r}(t) - r_{A1r}(t))\right\}|s_K(t)|^2 + \tilde{\eta}, \quad (31)$$

onde $\tilde{\eta} = s_{R1}^*(t)\eta_1 + s_{R2}^*(t)\eta_2 + \eta_1\eta_2^*(t)$ representa uma variável aleatória com $E[\tilde{\eta}] = 0$, uma vez que os ruídos tem média nula e eles são descorrelacionados.

Note que o sinal $\tilde{x}(t)$ ainda depende dos difusores, através da função $y_K(t) = |s_K(t)|^2$. Para eliminar seu efeito, projeta-se um estimador. Observe que, a partir das equações que descrevem os sinais de recepção dos canais 1 e 2, $|x_{Ri}(t)|^2 = |s_{Ri}(t)|^2 + \hat{\eta}_i$, onde $\hat{\eta}_i = 2s_{Ri}^*(t)\eta_i + |\eta_i|^2$ é uma variável aleatória com $E[\hat{\eta}_i] = \sigma_i^2$. Sendo assim, uma estimativa simples do sinal $y_K(t)$ é dado por

$$\hat{y}_K(t) = \frac{1}{3}(|x_{R1}(t)|^2 + |x_{R2}(t)|^2 + |x_{R1}x_{R2}^*|). \quad (32)$$

Uma vez estimado $y_K(t)$, define-se a função $x(t)$ como sendo

$$x_R(t) = \frac{x_{R1}(t)x_{R2}^*(t)}{\hat{y}_K(t)} = s(t) + \eta, \quad (33)$$

onde

$$s(t) = \exp\left\{-j\frac{4\pi}{\lambda}(r_{A2r}(t) - r_{A1r}(t))\right\}. \quad (34)$$

Substituindo as equações (27) e (29) em (34), a função $s(t)$ pode ser expressa de forma equivalente como

$$s(t) = \exp\left\{j\frac{4\pi}{\lambda}r_{A3} \cos(\alpha - \omega_A t - \theta_{A30})\right\}, \quad (35)$$

onde

$$r_{A3} = \sqrt{r_{A2}^2 + r_{A1}^2 - 2r_{A2}r_{A1} \cos(\theta_{A20} - \theta_{A10})}, \quad \text{e} \quad (36)$$

$$\theta_{A30} = \arctan \frac{r_{A1} \sin \theta_{A10} - r_{A2} \sin \theta_{A20}}{r_{A1} \cos \theta_{A10} - r_{A2} \cos \theta_{A20}}. \quad (37)$$

Nessas condições, o azimute do alvo é estimado através de um filtro casado, denominado de filtro de compressão em azimute, onde o sinal réplica, $s_F(t)$, é dado pelo sinal $s(t)$ avaliado em $\alpha = \pi/2$. Isto é,

$$\hat{\alpha} = \omega_A \hat{\tau}, \quad (38)$$

onde

$$\hat{\tau} = \operatorname{argmax}\{\rho(\tau) = \int x_R(t)s_F^*(t - \tau)dt\} \quad (39)$$

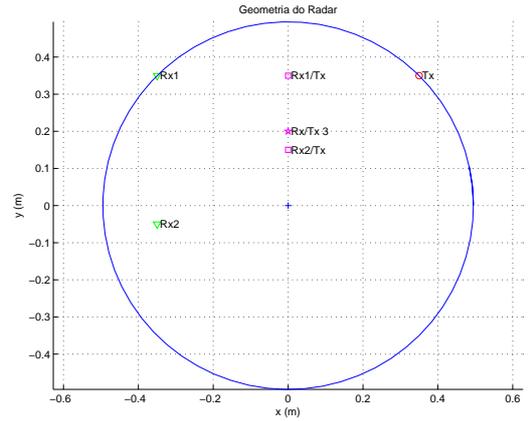


Fig. 3. Geometria do radar terrestre.

e

$$s_F(t) = \exp\left\{j\frac{4\pi}{\lambda}r_{A3} \cos(\pi/2 - \omega_A t - \theta_{A30})\right\}. \quad (40)$$

Antes de finalizar esta seção, baseado nos resultados anteriores, pode-se fazer as seguintes observações:

- 1) Note que a velocidade radial v do alvo foi eliminada no sinal x_R em (33). Sendo assim, o filtro que elimina os alvos em repouso, denominado de filtro de Clutter, tem que ser aplicado antes do filtro de compressão em azimute. Dado que o radar é do tipo ArcSAR, o filtro de Clutter é um filtro passa altas, com frequência de corte igual à frequência gerada pela rotação da antena (i.e. $f_c = \frac{2}{\lambda}r_A\omega_A$) onde $r_A = \max\{r_{A1}, r_{A2}\}$.
- 2) A posição inicial das antenas de transmissão e recepção deve ser calculada de forma que o valor de $\theta_{A30} = 0$. Logo, $r_{A1} \sin \theta_{A10} = r_{A2} \sin \theta_{A20}$, ou seja, as projeções verticais de cada canal de transmissão e recepção equivalentes devem ser iguais.
- 3) A resolução nominal em azimute do radar está relacionada à largura do pulso do sinal comprimido $\rho(\tau)$, denotado por τ_b . Por sua vez, esse parâmetro é inversamente proporcional à largura de banda B do sinal $s(t)$ (vide [7]). Para um sinal FM sinusoidal, a largura da banda é dada por $B/2 = \omega_A K / (2\pi)$, onde o valor de K depende do índice de modulação $\beta = \frac{4\pi}{\lambda}r_{A3}$. Especificamente, para (i) $\beta > 1$, $K \approx \beta + 1$, (ii) $\beta \in [0, 0.14]$, $K = 0$ e (iii) $\beta \in [0.14, 1]$, $K = 1$ ou $K = 2$. Sendo assim, uma ampla largura de banda ($B \approx \frac{4}{\lambda}r_{A3}\omega_A$) é alcançada com um índice de modulação $\beta > 1$. Logo, a resolução em azimute é dada por $\theta_b = \tau_b\omega_A$, onde $\tau_b = 0.87/B = 0.21\lambda/(r_{A3}\omega_A)$. Isto é, $\theta_b = 0.21\lambda/r_{A3}$. Então, a resolução em azimute decresce para altos valores de r_{A3} .

IV. EXEMPLO NUMÉRICO

Nesta seção, mostra-se um exemplo numérico que ilustra o comportamento do estimador, quando o alvo é uma pessoa caminhando no eixo horizontal ($\alpha = 90$ graus). O radar opera na banda X ($f_0 = 12\text{GHz}$) e sua geometria é mostrada na Fig. 3.

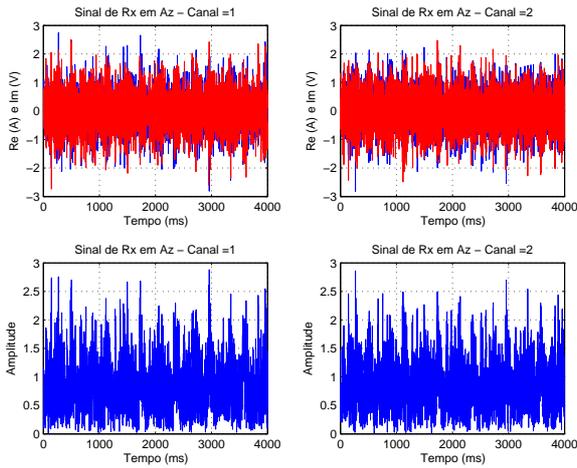


Fig. 4. Sinal de recepção em azimute de uma pessoa caminhando, no domínio do tempo, para os canais 1 e 2.

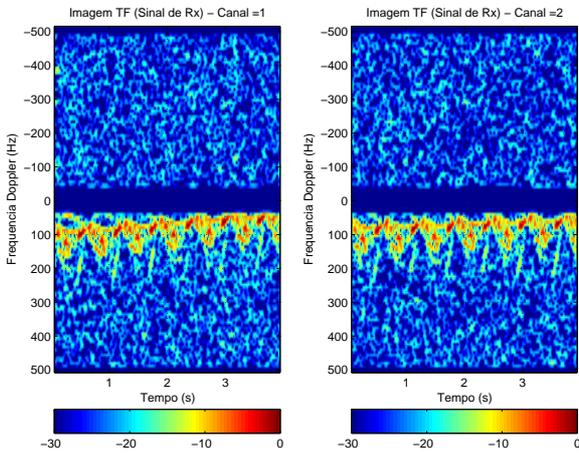


Fig. 5. Sinal de retorno de uma pessoa caminhando, no domínio tempo-frequência, para os canais 1 e 2.

O sinal de recepção em azimute é gerado considerando que a frequência de amostragem e seu tempo de observação são dados por 1.024KHz e 4s, respectivamente. Nessa configuração, mostram-se as configurações monoestáticas equivalentes para cada canal, denominadas de Rx1/Tx e Rx2/Tx, assim como também o sistema Rx/Tx 3, onde $r_{A3} = 0.2m$. Os sinais de recepção em azimute observados e seus espectrogramas para ambos canais são mostrados nas Fig. 4 e 5, respectivamente, para uma relação sinal-ruído de 3dB. Note que o filtro de Clutter pode eliminar parte da sinal. Na Fig. 6, mostra-se os sinais $x_R(t)$ e $s_F(t)$ e, na Fig. 7, apresenta-se o sinal comprimido em azimute ρ , em azul para o sinal observado e em magenta para um sinal sem ruído. Nessa condição, o valor do azimute estimado é dado por $\hat{\alpha} = 90.04$ graus. Note que, neste caso, a resolução em azimute é de 1.27 graus.

V. CONCLUSÃO

Este artigo apresenta uma forma de estimar o azimute de um alvo distribuído utilizando um radar do tipo ArcSAR. Esse

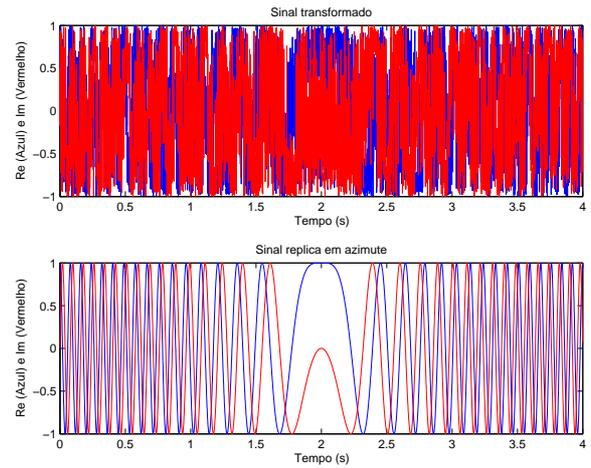


Fig. 6. Sinal $x_R(t)$ e $s_F(t)$ (sinal réplica) no domínio do tempo.

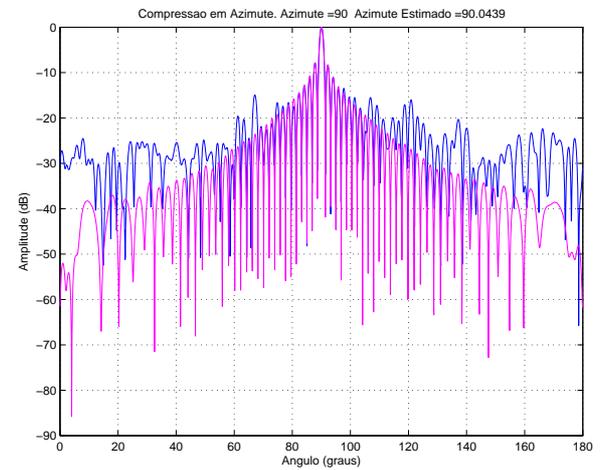


Fig. 7. Sinal de compressão ρ em azimute.

procedimento gera um sinal baseado nos sinais de recepção em azimute que elimina o sinal micro-Doppler. A seguir, utiliza-se um filtro casado.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Klausing, and W. Keydel. Feasibility of a synthetic aperture radar with rotating antennas (ROSAR). *IEEE International Radar Conference*, 2(3):51–36, 1990.
- [2] V. Chen. *The Micro-Doppler Effect in Radar*. Artech House Publishers, 2011.
- [3] S. Gurbuz, W. Melvin, and D. Williams. A nonlinear-phase model-based human detector for radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 47(4):2502–2513, 2011.
- [4] R. Boulic, N.M. Thalmann, and D. Thalmann. A global human walking model with real-time kinematic personification. *The visual computer*, 6(6):344–358, 1990.
- [5] M. Mohammadpoor, R. Raja Abdullah, A. Ismail, and D. Abas. A circular synthetic aperture radar for on-the-ground object detection. *Progress in Electromagnetics Research*, 122:269–292, 2012.
- [6] H. Lee, S. Cho, and K. Kim. A ground-based Arc-scanning synthetic aperture radar (ArcSAR) system and focusing algorithms. *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 3490–3493, 2010.
- [7] A. Rihaczek. *Principles of High-Resolution Radar*. Artech House Publishers, 1996.