

# IMAGEM ATRAVÉS DA PAREDE (TWI) COM RADAR DE ABERTURA VIRTUAL

Ana Catarino  
Academia Militar, Lisboa, Portugal  
IST-IUL, Lisboa, Portugal  
catarino.ama@exercito.pt

António Topa  
IST-IUL, Lisboa, Portugal  
IT, Lisboa, Portugal  
antonio.topa@lx.it.pt

Maria João M. Martins  
Academia Militar, Lisboa, Portugal  
mariajoaomartins2@gmail.com

**Resumo** - A imagem de radar através da parede (*Through-the-Wall Imaging – TWI Radar*) é um campo emergente de investigação, com aplicações promissoras que vão desde a pesquisa e salvamento, aos cuidados de saúde e à segurança, tendo como objetivo a deteção, localização e identificação de alvos por detrás de obstáculos opacos. Assim, o radar é uma ferramenta fundamental neste processo, principalmente devido ao seu longo comprimento de onda, que permite a passagem do sinal através dos materiais de construção. No entanto, esta capacidade apresenta desvantagens, nomeadamente as reflexões multipercurso que são originadas pelo ambiente, o que pode reduzir a sua utilidade. Atualmente existem inúmeros métodos de obtenção dessa imagem de radar, que são abordados neste artigo, contudo existem desafios, pois nem todos estes métodos apresentam elevada precisão e tempo de aquisição de dados reduzido. Nesse âmbito, surge a necessidade de otimizar estes métodos, cumprindo os requisitos necessários e favoráveis à obtenção da imagem desses alvos usando o radar.

No presente estudo apresenta-se uma proposta de utilização de um radar de abertura virtual (*Virtual Aperture Radar - VAR*), para obtenção de imagem através da parede bem como o desenvolvimento de um método que estima a posição, espessura e permitividade elétrica da parede.

**Palavras-Chave** - Imagem através da parede (TWI), Radar de Abertura Virtual (VAR), Radar de Abertura Sintética (SAR), Radar Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)

## I. INTRODUÇÃO

O conceito de Imagem Através da Parede (*Through-the-Wall Imaging - TWI*) tem recebido muita atenção na literatura nos últimos anos. Apesar deste interesse e evolução ao longo dos anos, são ainda escassos os métodos para determinação da localização de alvos atrás da parede e, como tal, para ajudar a resolver este problema, investiga-se um novo método que consiste na utilização do radar de abertura virtual para obtenção de imagem [1]. Os métodos de obtenção de imagem tradicionais são baseados no pressuposto de que os meios são homogêneos, o que não é válido no caso do TWI. Com efeito, a refração das ondas eletromagnéticas entre a superfície frontal e traseira da parede, faz com que o trajeto de propagação não seja uma linha reta. Os métodos de obtenção de imagem tradicionais desprezam a influência da parede, pelo que a imagem formada em alvos atrás da parede surge desfocada e os objetos deslocados em relação às verdadeiras posições, o que degrada o desempenho do radar [2]. A fim de se obter uma boa focagem nos alvos atrás da parede, o efeito da parede deve ser considerado durante o processamento de imagem, pelo que os parâmetros físicos da parede precisam de ser conhecidos. Felizmente, o radar recebe sinais refletidos não só pelos alvos, mas também pelo meio envolvente, neste caso, a parede, o que teoricamente permite extrair informações sobre a mesma a partir

do eco recebido. No TWI, torna-se necessário o conhecimento dos parâmetros da parede, tais como espessura e permitividade elétrica, para a obtenção de imagens de boa qualidade. A permitividade elétrica de uma parede pode ser estimada a partir do eco refletido na superfície frontal da parede. No entanto, esta abordagem requer uma calibração precisa, outros métodos de obtenção de imagem através da parede requerem a determinação do ponto de refração, para o cálculo do caminho de propagação entre a antena de emissão (e / ou receção) e o alvo atrás da parede [3].

Os objetivos deste estudo estão estruturados da seguinte forma:

- Implementação do modelo VAR de imagem através da parede;
- Desenvolvimento de um método para estimar a posição, espessura e permitividade elétrica da parede;
- Obtenção de imagem RPF (*Reflection-Point Free*) através da parede;

## II. MODELO REALISTA USANDO VAR

No presente capítulo ir-se-á apresentar os resultados esperados baseados num estudo realizado por T. Jin e A. Yarvoy [4], e posteriormente apresentar-se-ão resultados preliminares nomeadamente o estudo de onda incidente entre três meios distintos baseado no Modelo Realista com antena radar monoestática e com antena radar biestática. Estes resultados foram obtidos com o programa MATLAB.

### A. Imagem através da parede usando VAR

Como foi referido no capítulo anterior, um modelo realista de um sistema de imagem através da parede requer o conhecimento de certos parâmetros da parede. Além disso, é de salientar que, quando a matriz MIMO linear é paralela à parede, a posição da parede pode ser definida pela distância entre a superfície frontal da parede e a matriz linear MIMO. A Fig.1 representa a geometria de imagem de *Through the Wall Radar (TWR)* com matriz MIMO [4].

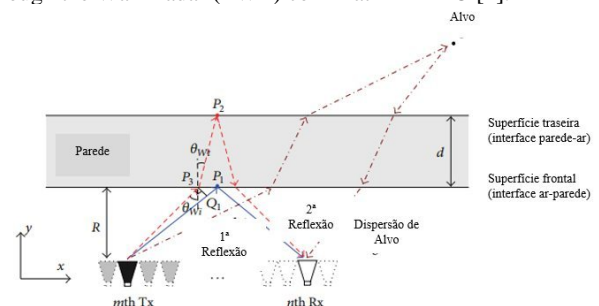


Fig.1- Geometria de imagem de TWR com matriz MIMO adaptado de [4]

Tal como refere [4], relativamente ao eco da parede, o sinal transmitido será refletido nas superfícies frontal e traseira da parede. Essas reflexões são denotadas como 1ª e 2ª reflexões, respetivamente. O histórico da fase do eco da 1ª e 2ª reflexões pode ser obtido através do comprimento elétrico do trajeto bidirecional percorrido por uma onda esférica desde a antena de transmissão até ao ponto de reflexão e de volta para a antena de receção.

Dado o  $m$ -ésimo elemento de transmissão e o  $n$ -ésimo elemento de receção localizados em  $(x_{Tm}, 0)$  e  $(x_{Rn}, 0)$ , respetivamente, o trajeto elementar de propagação  $l_{W1}$  da 1ª reflexão é

$$l_{W1} = 2r_{TxP1}. \quad (1)$$

onde  $r_{TxP1}$  é a distância da antena de transmissão ao ponto de reflexão na superfície frontal  $P_1$ .

O trajeto de propagação da 2ª reflexão é o percurso através do ar até à parede, seguido da refração a partir da superfície frontal em  $P_3$  e da reflexão na superfície traseira em  $P_2$ . O percurso total de propagação equivalente  $l_{W2}$  no ar é

$$l_{W2} = 2(r_{TxP3} + \sqrt{\epsilon_r} r_{P3P2}), \quad (2)$$

onde  $\epsilon_r$  é a permitividade elétrica relativa da parede e  $r_{TxP3}$  e  $r_{P3P2}$  são as distâncias da antena de transmissão a  $P_3$  e de  $P_3$  a  $P_2$ , respetivamente.

Quando o sinal de transmissão se refrata no ponto  $P_3$ , o ângulo de incidência  $\theta_{Wi}$  e o ângulo de refração  $\theta_{Wt}$  obedecem à Lei de Snell de acordo com:

$$\frac{\sin \theta_{Wi}}{\sin \theta_{Wt}} = \sqrt{\epsilon_r}. \quad (3)$$

De acordo com a relação de geometria representada na Fig.1, tem-se que

$$\begin{aligned} r_{TxP3} &\approx r_{TxP1} - d \tan \theta_{Wt} \sin \theta_{Wi} \\ r_{P3P2} &= \frac{d}{\cos \theta_{Wt}}, \end{aligned} \quad (4)$$

onde  $d$  é a espessura da parede.

Substituindo (4) em (2) e tendo em consideração (3), obtém-se

$$\begin{aligned} l_{W2} &= 2(r_{TxP1} + d\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Wi}}) \\ &= l_{W1} + 2d\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Wi}}. \end{aligned} \quad (5)$$

### B. Estimativa dos parâmetros da parede

Os parâmetros da parede através dos quais o modelo realista é caracterizado são os seguintes: posição, largura e permitividade elétrica, sendo os mesmos estimados a partir do eco recebido.

Tal como refere Jin e Yarovoy [4], para a matriz MIMO, o atraso de tempo entre a 1ª reflexão e a 2ª reflexão no que diz respeito a  $m$ -ésimo elemento transmissor e o  $n$ -ésimo elemento recetor é:

$$t_d(m, n) = \frac{2d\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Wi}(m, n)}}{c} \quad (6)$$

$$\theta_{Wi}(m, n) \approx \arctan \left( \frac{|x_{Rn} - x_{Tm}|}{2R} \right), \quad (7)$$

onde  $R$  é a distância entre a matriz MIMO e a superfície frontal, a qual pode ser estimada como

$$\hat{R} = \frac{1}{2MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sqrt{c^2 t_f^2(m, n) - (x_{Rn} - x_{Tm})^2}, \quad (8)$$

onde  $t_f(m, n)$  é o atraso de tempo da 1ª reflexão em relação à  $m$ -ésima antena transmissora e  $n$ -ésima antena recetora. A resolução espacial  $p_r = c/(2B)$  é determinada pela largura de banda do sistema  $B$ , onde  $c$  é a velocidade de propagação da onda EM no espaço livre. De acordo com a geometria, quando a largura de banda do sistema obedece à condição

$$B = \frac{c \cos \theta_{Wt}}{2d\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (9)$$

as reflexões nas superfícies frontal e traseira da parede podem ser separadas na banda de base (ou tempo rápido). A permitividade elétrica relativa do betão não-esforçado está contida na banda de 5 a 9, dependendo da taxa de humidade relativa. Assumindo  $\epsilon_r = 6$  e  $d = 0.2$  m, resulta da equação (9) que  $B > 307$  MHz para qualquer ângulo de refração, o que geralmente é cumprido para a maioria dos radares TWI.

Baseado em (6), (7) e (8), tem-se

$$0.25c^2 t_d^2(m, n) = d^2 \epsilon_r - d^2 \frac{(x_{Rn} - x_{Tm})^2}{(x_{Rn} - x_{Tm})^2 + 4\hat{R}^2} \quad (10)$$

que pode ser escrito na forma de matriz como

$$\mathbf{Ap} = \mathbf{b} \quad (11)$$

Com

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{(x_{R1} - x_{T1})^2}{(x_{R1} - x_{T1})^2 + 4\hat{R}^2} \\ 1 & -\frac{(x_{R2} - x_{T1})^2}{(x_{R2} - x_{T1})^2 + 4\hat{R}^2} \\ \vdots & \vdots \\ 1 & -\frac{(x_{RN} - x_{TM})^2}{(x_{RN} - x_{TM})^2 + 4\hat{R}^2} \end{bmatrix}_{MN \times 2},$$

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} d^2 \epsilon_r \\ d^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0.25c^2 t_d^2(1,1) \\ 0.25c^2 t_d^2(1,2) \\ \vdots \\ 0.25c^2 t_d^2(M,N) \end{bmatrix}_{MN \times 1}$$

A solução de (11) é

$$\mathbf{p} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b}, \quad (13)$$

onde o sobrescrito  $(.)^T$  é o operador de transposição.

As estimativas da largura e da permitividade elétrica relativa são obtidas de acordo com

$$\begin{aligned} \hat{d} &= \sqrt{p_2}, \\ \hat{\epsilon}_r &= \frac{p_1}{p_2}. \end{aligned} \quad (14)$$

C. Formação de imagem penetrante RPF

No que se segue, considera-se que as cornetas estão encostadas à parede, pelo que o comprimento elétrico da ligação pode ser calculado pela geometria da Fig. 2. Por sua vez, a matriz MIMO é definida sobre a superfície frontal e P<sub>4</sub> é o ponto de refração equivalente na superfície traseira.  $\theta_{Ti}$  e  $\theta_{Tt}$  são os ângulos incidente e de refração, respetivamente, que obedecem à seguinte relação (lei de Snell) [4],

$$\frac{\sin \theta_{Ti}}{\sin \theta_{Tt}} = \sqrt{\epsilon_r} \quad (15)$$

Portanto, o comprimento elétrico equivalente no ar desde a antena de emissão ao alvo pode ser expresso como

$$l_{TxTar} = (r_{TxP_4} \sqrt{\epsilon_r} + r_{P_4Tar}), \quad (16)$$

onde  $r_{TxP_4}$  e  $r_{P_4Tar}$  são as distâncias da antena de emissão ao ponto de refração P<sub>4</sub> e do ponto de refração P<sub>4</sub> ao alvo, respetivamente. De acordo com a relação geométrica descrita na Fig. 2.,  $r_{TxP_4}$  e  $r_{P_4Tar}$  podem ser calculados através de

$$\begin{aligned} r_{TxP_4} &= \frac{d}{\cos \theta_{Tt'}} \\ r_{P_4Tar} &= r_{TxTar} - r_{P_4Q_2} = r_{TxTar} - \frac{d \cos(\theta_{Ti} - \theta_{Tt})}{\cos \theta_{Tt}} \\ &= r_{TxTar} - d(\cos \theta_{Ti} + \sin \theta_{Ti} \tan \theta_{Tt}), \end{aligned} \quad (17)$$

onde  $r_{TxTar}$  é a distância da antena emissora para o alvo. Substituindo (15), (17) em (16),  $l_{TxTar}$  pode ser reescrito como

$$l_{TxTar} = r_{TxTar} + d(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Ti}} - \cos \theta_{Ti}). \quad (18)$$

Da mesma forma, o comprimento elétrico equivalente no ar desde o alvo até ao elemento recetor  $l_{TarRx}$  pode ser calculado da seguinte forma

$$l_{TarRx} = r_{TarRx} + d(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Ri}} - \cos \theta_{Ri}). \quad (19)$$

Quando o alvo está localizado num ponto (x, y) atrás da parede, o tempo de atraso do seu retorno em relação à m-ésima antena emissora e à n-ésima antena recetora pode ser estimado como

$$t_{r1}(m, n) = \frac{\left[ \sqrt{(x-x_{Tm})^2 + (y-y_{Tm})^2} + \sqrt{(x-x_{Rn})^2 + (y-y_{Rn})^2} + d \right]}{c \left[ (\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Ti}(m, n)} - \cos \theta_{Ti}(m, n)) + (\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_{Ri}(m, n)} - \cos \theta_{Ri}(m, n)) \right]} \quad (20)$$

Em que

$$\begin{aligned} \theta_{Ti}(m, n) &\approx \arctan \left[ \frac{(x-x_{Tm})}{(y-y_{Tm})} \right], \\ \theta_{Ri}(m, n) &\approx \arctan \left[ \frac{(x-x_{Rn})}{(y-y_{Rn})} \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

Quando o alvo está na frente da parede o atraso do seu retorno pode ser calculado como

$$t_{r2}(m, n) = \frac{\left[ \sqrt{(x-x_{Tm})^2 + (y-y_{Tm})^2} + \sqrt{(x-x_{Rn})^2 + (y-y_{Rn})^2} \right]}{c} \quad (22)$$

De acordo com (20) e (22), a formação de imagem penetrante RPF com base no modelo realista de TWR, é

$$I(x, y) = \begin{cases} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int s(t, m, n) \delta[t - t_{r1}(m, n)] dt, & y \geq \hat{R} + 0.5\hat{d} \\ \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int s(t, m, n) \delta[t - t_{r2}(m, n)] dt, & y < \hat{R} + 0.5\hat{d}, \end{cases} \quad (23)$$

onde  $I(x, y)$  é a imagem formada,  $t$  é o tempo rápido, e  $s(t, m, n)$  é o sinal recebido. Entende-se que, quando o sinal emitido não é um impulso, mas um sinal de frequência escalonada,  $s(t, m, n)$  é o sinal após compressão e um termo de compensação de fase deve ser adicionado a (23) para garantir a coerência de fase [4].

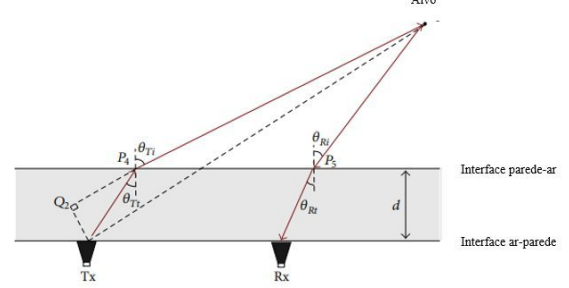


Fig.2- Modelo equivalente de propagação de duas camadas adaptado de [4]

D. Simulações Numéricas

D-1. Onda incidente entre três meios distintos no Modelo realista com antenas radar biestáticas

Neste subcapítulo apresenta-se um estudo analítico e gráfico de duas antenas radar do tipo biestáticas, como se encontra esquematizado a seguir.

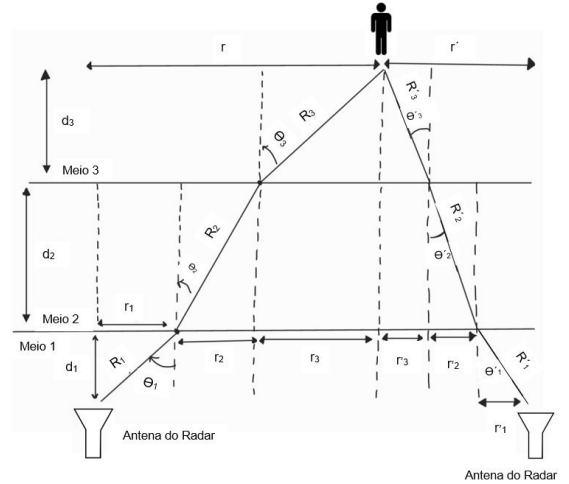


Fig.3 - Representação dos ângulos e distâncias de uma onda incidente sobre ar-parede-ar com utilização de duas antenas radar biestáticas

Foram realizados dois estudos distintos com esta situação, o primeiro onde se conhecia a distância do alvo e o segundo estudo no qual se desconhecia a distância a que se encontrava o alvo, estes apresentam-se seguidamente.

A referir que a polarização utilizada foi a horizontal. Utilizaram-se igualmente os seguintes termos:

$$n_{21} = n_{23} = 2,36 - 0,0019j$$

$$n_{12} = n_{32} = 0,42 + 3,477 \times 10^{-4}j$$

Os parâmetros necessários ao cálculo foram os seguintes: potência recebida ( $P_e$ ) com o valor de 5 Watt, ganho de antena recetora e emissora  $G_r = G_e = G = 16 \text{ dB} = 31.6$ , uma distância de 0,3 m, a seção transversal radar de uma pessoa (RCS),  $\sigma$ , que se admitiu ser cerca de  $1 \text{ m}^2$  e um comprimento de onda ( $\lambda$ ) de 0,3 m.

*D-1.1. Estudo analítico sabendo a distância a que se encontra o alvo da parede*

Este estudo baseia-se numa onda incidente entre três meios, meio 1 e 3 que corresponde o ar e o meio 2 que corresponde a uma parede de alvenaria, no meio 3 encontra-se um alvo a uma distância de 30 cm, por exemplo uma pessoa, com  $\sigma = 1 \text{ [m}^2\text{]}$ . De salientar que os parâmetros do meio 1 e 3 (ar) são os seguintes:  $\sigma_{1/3} = 0 \text{ [S.m}^{-1}\text{]}$ ,

$\epsilon_{1/3} = \frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ [F.m}^{-1}\text{]}$ ,  $\mu_{1/3} = 4\pi \times 10^{-7} \text{ [H.m}^{-1}\text{]}$  e do meio 2 são:  $\sigma_2 = 0,005 \text{ [S.m}^{-1}\text{]}$ ,  $\epsilon_2 = 5,56 \text{ [F.m}^{-1}\text{]}$ ,  $\mu_2 = 1 \text{ [H.m}^{-1}\text{]}$ . Sabe-se ainda que  $n_1 = 1$  e  $n_2 = \sqrt{5,56}$ .

A figura 3 ilustra a situação estudada.

Aplicou-se a equação radar para se obter a potência recebida em função da distância:

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 (R_1 + R_2 + R_3)^2 (R'_1 + R'_2 + R'_3)^2} \times |T_{TM21}|^2 \times |T_{TM12}|^2 \times |T_{TM23}|^2 \times |T_{TM32}|^2 \times |T_{TM'21}|^2 \times |T_{TM'12}|^2 \times |T_{TM'23}|^2 \times |T_{TM'32}|^2 e^{-4\alpha R_2 R'_2} \quad (24)$$

Este estudo inicialmente foi também abordado segundo um valor de ângulo de incidência  $\theta_1$  fixo, contudo esta não é a forma mais correta e real de se abordar o problema existente pelo que seguidamente se irá apresentar os resultados de acordo com a fixação do valor da distância  $r$  e assim obter o valor dos ângulos de incidência.

Para se proceder a esta determinação recorreu-se à utilização do programa MATLAB, no qual utilizaram-se as seguintes expressões necessárias à determinação dos ângulos de incidência.

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$$

$$n_2 \sin \theta_2 = n_3 \sin \theta_3$$

$$n_1 \sin \theta'_1 = n_2 \sin \theta'_2$$

$$n_2 \sin \theta'_2 = n_3 \sin \theta'_3 \quad (25)$$

$$r = d_1 \tan \theta_1 + d_2 \tan \theta_2 + d_3 \tan \theta_3$$

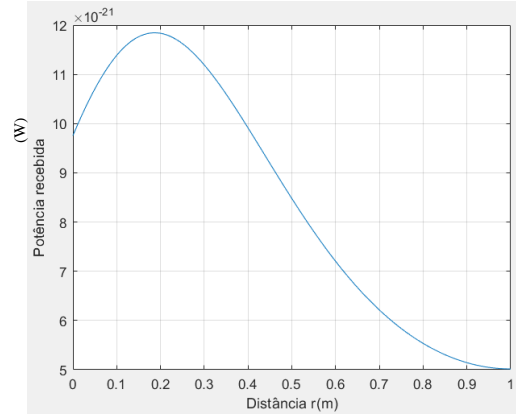
$$r' = d_1 \tan \theta'_1 + d_2 \tan \theta'_2 + d_3 \tan \theta'_3 \quad (26)$$

De referir que se utilizou  $d_1 = 0,3\text{m}$ ,  $d_2 = 0,15\text{m}$  e  $d_3 = 0,5\text{m}$ ,  $P_e = 50\text{kW}$  e uma frequência de 1 GHz, obteve-se uma constante de atenuação da parede ( $\alpha$ ) de 0.127 Neper/m ( $\gamma_{parede} = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}$ ).

De salientar que se utilizou valores fixos de  $r$  entre 0 e 1 metro e distância entre as antenas ( $D$ ) de 2 metros pelo que  $r'$  irá depender destes dois parâmetros da seguinte forma:

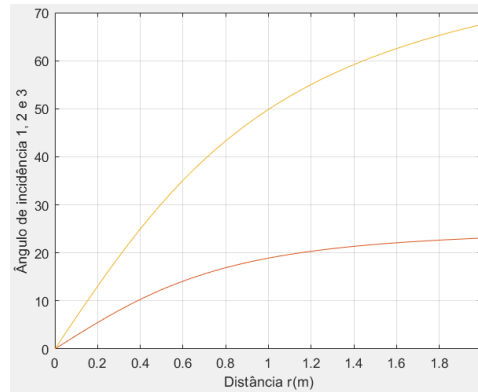
$$D = r + r' \quad (27)$$

Assim e, utilizando o programa MATLAB, obteve-se o seguinte gráfico, que representa a potência recebida por ambas as antenas em função da distância  $r$ .

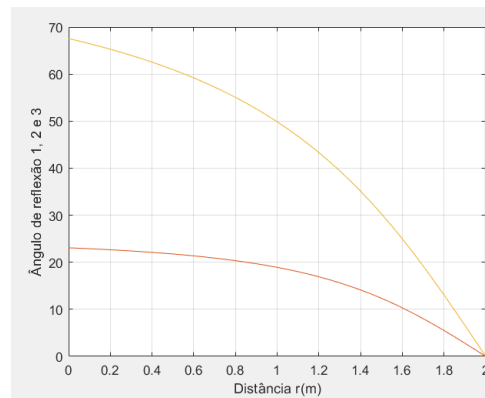


**Fig.4** - Potência recebida pela antena radar em função da distância  $r$

Através da utilização do programa MATLAB foi ainda possível adquirir o gráfico que representa a variação dos valores dos ângulos  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta'_1, \theta'_2$  e  $\theta'_3$  em função da distância  $r$  (m), como é possível observar nas figuras abaixo, respetivamente.



**Fig.5** - Variação dos valores dos ângulos de incidência  $\theta_1, \theta_2$  e  $\theta_3$  em função da distância  $r$  (m) ( $\theta_1 = \theta_3$  que corresponde à curva amarela e  $\theta_2$  curva vermelha)



**Fig.6** - Variação dos valores dos ângulos de reflexão  $\theta'_1, \theta'_2$  e  $\theta'_3$  em função da distância  $r$  (m) ( $\theta'_1 = \theta'_3$  que corresponde à curva amarela e  $\theta'_2$  curva vermelha)

Por sua vez pretendeu-se fazer o mesmo estudo mas utilizando as mesmas antenas anteriores mas com um radar pulsado, com o objetivo de se calcular o tempo de atraso total.

Para se calcular o tempo de atraso total recorreu-se às seguintes expressões:

$$T_{total} = T_1 + T_2 + T_3 + T'_1 + T'_2 + T'_3 \quad (28)$$

Sabendo que:

$$T_1 = \frac{R_1}{c_1}, \text{ onde } R_1 = \frac{d_1}{\cos \theta_1} \text{ e } c_1 = c_0 = 3 \times 10^8 \text{ m/s.}$$

$$T_2 = \frac{R_2}{c_2}, \text{ onde } R_2 = \frac{d_2}{\cos \theta_2} \text{ e } c_2 = \frac{c_0}{n_2}.$$

$$T_3 = \frac{R_3}{c_3}, \text{ onde } R_3 = \frac{d_3}{\cos \theta_3} \text{ e } c_3 = 3 \times 10^8 \text{ m/s.}$$

$$T'_1 = \frac{R'_1}{c_0}, \text{ onde } R'_1 = \frac{d_1}{\cos \theta'_1} \text{ e } c_0 = 3 \times 10^8 \text{ m/s.}$$

$$T'_2 = \frac{R'_2}{c_2}, \text{ onde } R'_2 = \frac{d_2}{\cos \theta'_2} \text{ e } c_2 = \frac{c_0}{n_2}.$$

$$T'_3 = \frac{R'_3}{c_3}, \text{ onde } R'_3 = \frac{d_3}{\cos \theta'_3} \text{ e } c_3 = 3 \times 10^8 \text{ m/s.}$$

Posteriormente utilizando o programa MATLAB, obteve-se o seguinte gráfico, que representa a distância r em função do tempo de atraso total.

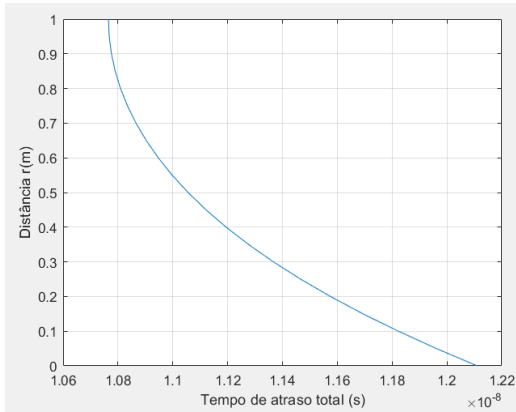


Fig.7 - Distância r em função do tempo de atraso total do radar pulsado

Pela observação do gráfico é possível afirmar que para uma distância de cerca 1 m ter-se-á um tempo total de atraso de aproximadamente  $1,077 \times 10^{-8}$  segundos.

*D-1.2. Estudo analítico desconhecendo a distância a que se encontra o alvo da parede*

Este estudo ao contrário do anterior no meio 3 encontra-se um alvo no qual a sua distância é desconhecida, por exemplo uma pessoa, com  $\sigma = 1 [m^2]$ . De salientar que os parâmetros do meio 1 e 3 (ar) são os seguintes:  $\sigma_{1/3} = 0 [S.m^{-1}]$ ,  $\epsilon_{1/3} = \frac{10^{-9}}{36\pi} [F.m^{-1}]$ ,  $\mu_{1/3} = 4\pi \times 10^{-7} [H.m^{-1}]$  e do meio 2 são:  $\sigma_2 = 0,005 [S.m^{-1}]$ ,  $\epsilon_2 = 5,56 [F.m^{-1}]$ ,  $\mu_2 = 1 [H.m^{-1}]$ . Sabe-se ainda que  $n_1 = 1$  e  $n_2 = \sqrt{5,56}$ .

Uma vez que se desconhece a distância  $d_3$  (distância do alvo na vertical) que corresponde à distância a que se encontra o alvo da parede (Fig. 3), com recurso ao programa MATLAB foi necessário aplicar equações que que auxiliassem no cálculo desta distância. Assim relacionou-se o tempo total de atraso do radar pulsado, relacionando-o com os ângulos de incidência  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta'_1, \theta'_2$  e  $\theta'_3$  (equação 33). As relações utilizadas foram as seguintes:

$$\begin{aligned} n_1 \sin \theta_1 &= n_2 \sin \theta_2 \\ n_1 \sin \theta'_1 &= n_2 \sin \theta'_2 \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \theta_3 \\ \theta'_1 &= \theta'_3 \\ r &= d_1 \tan \theta_1 + d_2 \tan \theta_2 + d_3 \tan \theta_3 \\ r' &= d_1 \tan \theta'_1 + d_2 \tan \theta'_2 + d_3 \tan \theta'_3 \end{aligned} \quad (30)$$

Sabendo-se que r e r' têm valores de 1 m, foi realizado um varrimento sabendo se assim o seu valor.

Assim obteve se o gráfico que relaciona os ângulos de incidência 1 e 2 em função do Tempo Total de Atraso.

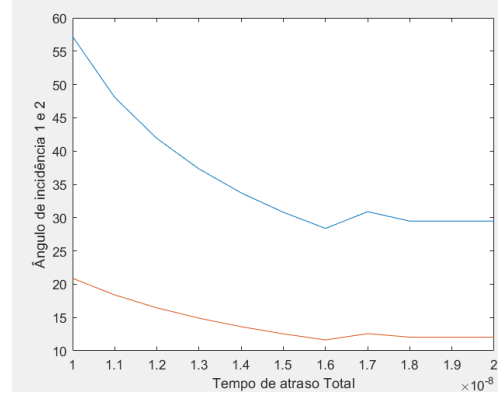


Fig.8 - Ângulos de incidência 1 (azul) e 2 (vermelho) em função do tempo total de atraso

Pôde-se ainda apresentar um gráfico que representa a distância do alvo à parede,  $d_3$ , em função do tempo total de atraso e um gráfico da potência recebida em função da distância do alvo à parede,  $d_3$ .

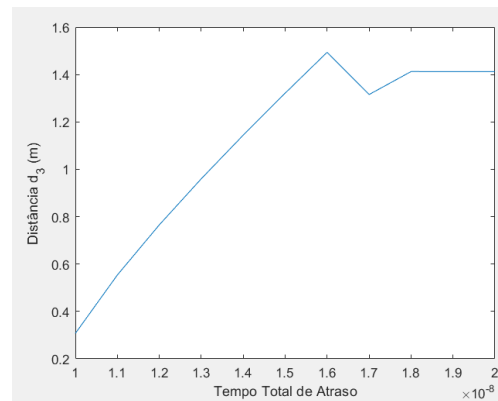


Fig. 9 - Distância  $d_3$  em função do tempo total de atraso

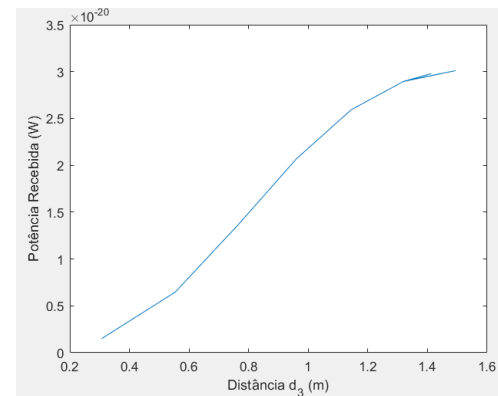


Fig. 10 - Potência Recebida em função da distância  $d_3$

### III. CARACTERIZAÇÃO DA PAREDE

Anteriormente, mais especificamente no capítulo 2, para se efetuar os cálculos utilizou-se uma parede de alvenaria com a seguinte permissividade elétrica,  $\epsilon = 5.56 \text{ F.m}^{-1}$ , contudo de referir que se considerou estar perante este tipo de parede, pelo que o mais correto e necessário a utilizar futuramente será um valor de permissividade relativa que se adequa a cada situação. Posto isto será possível adquirir este valor de forma correta e não generalista que será apresentada seguidamente.

#### A. Permissividade elétrica $\epsilon$

De salientar que o valor de  $\epsilon$  relaciona-se da seguinte forma:

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (31)$$

Onde  $\epsilon_0$  representa a permissividade elétrica no vácuo com valor fixo de  $\frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ F/m}$ , e  $\epsilon_r$  representa a permissividade elétrica relativa. Por sua vez o valor da permissividade elétrica depende do material de que é feito. Sabe-se ainda que o valor da permeabilidade magnética relativa da parede apresenta o valor fixo de 1. Por sua vez, e segundo [5], é possível estabelecer uma expressão que permite calcular o valor da permissividade elétrica relativa  $\epsilon_r$ , podendo ser esta expressa e compreendida da seguinte forma:

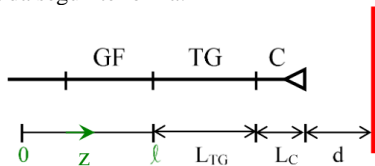


Fig.11 - Medida da permissividade elétrica relativa de materiais sem parede [5]

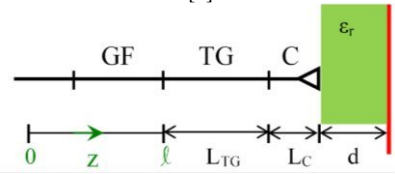


Fig. 12 - Medida da permissividade elétrica relativa de materiais com parede [5]

Onde em ambas as figuras GF representa o guia fendido, TG representa um troço de guia, C representa a corneta, d representa a espessura da parede, a linha a vermelho representa uma placa metálica, neste caso um alvo,  $L_{TG}$  representa o comprimento do troço de guia e  $L_C$  representa o comprimento da corneta.

Por observação da Fig.11, pode se estabelecer as seguintes relações:

$$\begin{aligned} k_{z1}(l - z_{min1}) + k_{z1}L_{TG} + k_{z2}L_C + k_0d &= 0 \\ k_{z1}(l - z_{min2}) + k_{z1}L_{TG} + k_{z2}L_C + k_1d &= 0 \end{aligned} \quad (32)$$

Onde  $k_1 = k_0\sqrt{\epsilon_r}$

Contudo a expressão acima representa a situação na qual não existe parede onde  $z_{min1}$  representa a distância mínima a que a placa metálica se encontra da corneta e  $z_{min2}$  representa a distância mínima a que a placa metálica se encontra afastada da parede.

Por conseguinte e usando o mesmo raciocínio da primeira situação, aplica-se as mesmas expressões de (32) com pequenas alterações e será possível calcular o valor de  $\epsilon_r$ , como é ilustrado na Fig.12.

$$\begin{aligned} k_{z1}(l - z_{min2}) + k_{z1}L_{TG} + k_{z2}L_C + k_0d &= 0 \\ k_{z1}(l - z_{min3}) + k_{z1}L_{TG} + k_{z2}L_C + k_1d &= 0 \end{aligned} \quad (33)$$

Onde  $z_{min3}$  representa a distância mínima da placa metálica com parede e  $z_{min2}$  representa a distância mínima da placa metálica encostada à parede.

Obtém-se assim a seguinte expressão para o cálculo da permissividade elétrica relativa da parede  $\epsilon_r$ :

$$\epsilon_r = \left[ 1 + \frac{\lambda_0 (z_{min3} - z_{min2})}{\lambda_z d} \right]^2 \quad (34)$$

### IV. CONCLUSÕES

O principal objetivo deste trabalho é a utilização de um radar de abertura virtual para obtenção de imagem através da parede. A tecnologia de radar tem vindo a sofrer alterações do ponto de vista evolutivo com resultados promissores, assim a obtenção de imagens de radar através da parede revelou-se uma importante ferramenta para a deteção viável de objetos através de paredes, podendo esta ser aplicável no meio militar, policial, ou no apoio de bombeiros e proteção civil uma vez que possibilita a deteção, localização e identificação de alvos que se encontram atrás de obstáculos opacos, como é exemplo uma parede.

Durante o desenvolvimento deste estudo foi possível concluir que para se obter uma imagem através da parede, existem inúmeros aspetos a ter em conta, pois desde ambiente, alvo e o obstáculo todos estes aspetos têm influência e podem comprometer os bons resultados que se pretendem. Foi possível ainda concluir apesar de o radar de abertura virtual apresentar melhores resultados em alguns quesitos relativamente a outro tipo de radar para obtenção de imagem através da parede, ainda é uma área a ser explorada e é necessário melhorar os modelos convencionais existentes nomeadamente neste tipo de radar apresentado.

### REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICA

- [1] E. J. Baranoski, "Through-wall imaging: Historical perspective and future directions", *Journal of the Franklin Institute*, vol. 345, no. 6, pp. 556–569, Sep. 2008, doi: 10.1016/j.jfranklin.2008.01.005.
- [2] M. M. Nikolic, A. Nehorai, and A. R. Djordjevic, "Estimating moving targets behind reinforced walls using radar", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 11, pp. 3530–3538, Nov. 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2025974.
- [3] J. E. Peabody, G. L. Charvat, J. Goodwin, and M. Tobias, "Through-Wall Imaging Radar", *Lincoln Laboratory Journal*, vol.9, no.1, 2012.
- [4] T. Jin and A. Yarovoy, "A Through-the-Wall Radar Imaging Method Based on a Realistic Model", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2015, 2015, doi: 10.1155/2015/539510.
- [5] Peixeiro, C. Introdução ao 1º Trabalho de laboratório (Conceitos Fundamentais, Linhas de Transmissão e Guias de Ondas), Propagação e Radiação de Ondas Eletromagnéticas, Instituto Superior Técnico, dezembro 2021.