



Guerra Eletrônica e Sensoriamento Remoto: Análise e Predição de Assinaturas de Alvos Militares

Uma Abordagem para a Detecção de Radares FM LPI

An Approach to FM LPI Radar Detection

Rafael Serra de Figueirêdo, Sergio Rodrigues Neves, Aline de Oliveira Ferreira, Luiz Eugênio de Andrade Segadilha e Fátima Elisa Soares Monteiro Mainieri

Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), Rio de Janeiro/RJ – Brasil

Article Info

Article History:

Received	15 February	2022
Revised	21 July	2022
Accepted	10 August	2022
Available online	31 August	2022

Palavras Chave:

**Radar LPI
Detecção
Transformadas Tempo-frequência
Wavelet Packets**

Keywords:

**LPI Radar
Detection
Time-frequency Transforms
Wavelet Packets**

E-mail addresses:

rafael.serra@marinha.mil.br
(R.S. de Figueirêdo),
sergio.neves@marinha.mil.br
(S.R. Neves),
aline.oliveira@marinha.mil.br
(A. O. Ferreira),
luiz.eugenio@marinha.mil.br
(L.E.A. Segadilha),
fatima.elisa@marinha.mil.br
(F.E.S.M. Mainieri).

Resumo

Os radares FM (Frequency Modulated) LPI (Low Probability of Intercept), ao contrário dos radares convencionais, transmitem um sinal de longa duração ou contínuo, com baixa potência, usando modulação causal. Estas características do radar LPI o tornam virtualmente invisível a receptores RWR (Radar Warning Receivers) e de MAGE (Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica) convencionais. Muitos estudos no campo da Guerra Eletrônica (GE) estão sendo desenvolvidos a fim de lidar com esta vantagem do radar LPI. Uma abordagem promissora é o emprego de equipamentos MAGE com métodos de Transformada Tempo-Frequência para encontrar causalidade no espectro do ruído. Este artigo aplica a Wavelet Packets Transform (WPT) ao problema da caracterização do espectro eletromagnético, visando o desenvolvimento de uma metodologia para classificação automática. A caracterização tempo-frequência de sinais radar FM LPI obtida através da WPT é comparada àquela obtida através da Distribuição de Choi-Williams (Choi-Williams Distribution - CWD) e da Transformada de Fourier de Tempo Curto (Short-Time Fourier Transform - STFT).

Abstract

FM (Frequency Modulated) LPI (Low Probability of Intercept) radars, unlike conventional radars, transmit a long-duration or continuous signal, with low power, using causal modulation. These characteristics of the LPI radar make it virtually invisible to conventional RWR (Radar Warning Receivers) and MAGE (Electronic Warfare Support Measures) receivers. Many studies in the field of Electronic Warfare (EW) are being developed in order to deal with this advantage of the LPI radar. A promising approach is the use of MAGE equipment with Time-Frequency Transform methods to find causality in the noise spectrum. This article applies the Wavelet Packets Transform (WPT) to the problem of electromagnetic spectrum characterization, aiming at the development of a methodology for automatic classification. The time-frequency characterization of FM LPI radar signals obtained through the WPT is compared to that obtained through the Choi-Williams Distribution (Choi-Williams Distribution - CWD) and the Short-Time Fourier Transform - STFT.

I. INTRODUÇÃO

Os avanços tecnológicos dos radares atuais, principalmente nas Medidas de Proteção Eletrônica (MPE), impõem constante desenvolvimento dos equipamentos de interceptação eletrônica (RWR e MAGE). Radares convencionais são projetados para transmitir pulsos de curta duração tendo potência de pico relativamente alta e, mesmo quando utilizam técnicas para criar dificuldade de detecção e identificação, como agilidade em diversos de seus parâmetros, tais como frequência, PRI (Pulse Repetition Interval) e largura de pulso, são facilmente detectados e identificados.

A fim de evitar sua detecção e identificação, os projetistas de radar estão, agora, considerando tecnologias que são mais difíceis de interceptar [1]. Um caso particular desta evolução da tecnologia radar é o radar Low Probability of Intercept (LPI). O radar LPI transmite um sinal de longa duração ou contínuo com potência baixa e utilizando modulação causal [2].

Devido a estas características, a potência refletida pelo alvo e recebida pela antena do radar pode permanecer abaixo do nível de sensibilidade do receptor mesmo para distâncias curtas, tornando os radares LPI invisíveis aos equipamentos de interceptação convencionais.

Para lidar com esta vantagem do radar LPI, os equipamentos MAGE (Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica) devem empregar métodos na fronteira do conhecimento, não apenas relacionados ao projeto do conjunto antena-receptor, mas também relacionados a técnicas de processamento de sinais. Isto é necessário para encontrar causalidade no espectro do ruído.

As Transformadas Tempo-Frequência são boas candidatas para explorar novos caminhos na questão da detecção e classificação do radar LPI. Neste trabalho são comparadas três abordagens tempo-frequência, a saber, Wavelet Packets Transform (WPT), Distribuição de Choi-Williams (Choi-Williams Distribution - CWD) e Transformada de Fourier de Tempo Curto (Short-Time Fourier Transform - STFT), a fim de se obter uma

caracterização do espectro eletromagnético e uma metodologia para classificação automática.

Este trabalho consiste na extração visual de parâmetros do radar FM LPI a partir dos resultados alcançados com a aplicação das Transformadas Tempo-Frequência.

Este artigo é organizado como a seguir: o modelo do sistema é descrito na seção II; as Transformadas de Tempo-Frequência são detalhadas na seção III; as simulações computacionais são apresentadas na seção IV e, finalmente, as conclusões são discutidas na seção V.

II. MODELO DO SISTEMA

A modulação em frequência é extensivamente aplicada em radares LPI devido a sua potencial viabilidade para medir a distância e a velocidade do alvo, a sua capacidade de gerar espectro em banda larga e a sua arquitetura simples [2]. O sinal radar analítico, modulado em frequência é da forma [3]:

$$s(t) = a_0 p(t) \exp\{j(2\pi f_c t + \theta(t))\}, \quad (1)$$

onde a_0 é a amplitude do sinal, $p(t)$ é a forma de onda do pulso, de duração t_m , f_c é a frequência da portadora e $\theta(t)$ é a função de modulação que modela o desvio de frequência e sua duração. A soma das saídas dos canais em fase (I) e em quadratura (Q) de um receptor coerente ideal pode ser convenientemente representada, na forma complexa, como:

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= I(t) + jQ(t), & (2) \\ a_0 p(t) \exp\{j\theta(t)\} + n(t), & & (3) \end{aligned}$$

onde $a_0 p(t) \exp\{j\theta(t)\}$ é o envelope complexo de (1) em relação a f_c e $n(t)$ é um processo gaussiano branco complexo.

O sinal digitalizado, após a conversão analógica-digital (A/D), é tratado pelo processador digital como as amostras complexas de (3). A i -ésima amostra é dada por:

$$r(i) = \tilde{r}(iT_s), \quad (4)$$

onde T_s é o período de amostragem.

III. TRANSFORMADAS TEMPO-FREQUÊNCIA

Transformadas Tempo-Frequência são ferramentas bem adequadas para classificação e extração de parâmetros de radares LPI uma vez que elas representam eficientemente sinais não-estacionários. A Distribuição de Wigner-Ville (Wigner-Ville Distribution - WVD) pertence a classe de Cohen de transformadas e é útil para identificar parâmetros de modulação da forma de onda, devido às suas boas propriedades de tempo-frequência. No entanto, como todas as transformadas da classe de Cohen, ela apresenta a desvantagem de conter elevados termos cruzados para sinais com múltiplas componentes [2]. Estes termos cruzados causam redundância na informação e podem distorcer a distribuição de energia verdadeira sobre o tempo e sobre a frequência.

Uma alternativa à abordagem de Wigner-Ville proposta em [4] é a Transformada ou Distribuição de Choi-Williams (CWT ou CWD), que usa um kernel exponencial para reduzir os termos cruzados e fornecer boa resolução para os auto-termos que descrevem o sinal nos domínios do tempo e da frequência. Sua forma discreta é dada por [2]:

$$\begin{aligned} CWD_\infty &= 2 \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} W_N(\tau) e^{-j2\omega\tau}, \\ \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi\tau^2}} e^{-\frac{\sigma\mu^2}{4\tau^2}} \cdot x(l + \mu + \tau) x^*(l + \mu - \tau), & \quad (5) \end{aligned}$$

onde x^* denota o complexo conjugado de x , $l \in Z$, $\mu \in Z$ e $\tau \in Z$ são variáveis temporais discretas e $\sigma > 0$ é um fator de escala que controla a relação de compromisso entre os termos cruzados e os auto-termos.

Uma outra abordagem é a decomposição do sinal usando funções de base ortogonais, que é a ideia da STFT [5] e da WPT [6]. A STFT é dada por:

$$X(m, \omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \omega(n - m) e^{-j\omega n}, \quad (6)$$

onde $\omega(n - m)$ é uma janela de comprimento N centrada no instante de tempo m . A desvantagem da STFT é que sua precisão no plano tempo-frequência é limitada à razão entre o comprimento da janela e a duração do sinal.

A Transformada Wavelet pode ser compreendida como a decomposição do sinal em um conjunto de funções baseadas na expansão/compressão e translação de uma única wavelet-mãe, dada por:

$$\varphi(t): \left\{ \varphi\left(\frac{t-b}{a}\right), (a, b) \in R^+ \times R \right\}. \quad (7)$$

[7], [8], onde, usualmente, $a = 2^j e b = k2^j$, $k, j \in Z$. Na prática, sua realização é simples e utiliza filtros espelhados em quadratura (Quadrature Mirror Filters - QMF) a fim de decompor o sinal. A Transformada Wavelet de funções de quadrado-integrável $f(t)$ por uma wavelet-mãe $\varphi(t)$ é formalmente definida por [7], [8]:

$$W_f(s, u) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sqrt{s} \varphi(s(t - u)) dt. \quad (8)$$

Se a dilatação de $\varphi(t)$ por um fator s é definida por:

$$\varphi_s(t) = \sqrt{s} \varphi(st), \quad (9)$$

a Transformada Wavelet pode ser escrita como um produto interno no espaço de Hilbert [7], [8]:

$$W_f(s, u) = \langle f(t), \varphi_s(t - u) \rangle, \quad (10)$$

que corresponde à decomposição de $f(t)$ na família de funções $\varphi_s(t - u)$, qualquer $(s, u) \in R^2$. Assim, a Transformada Wavelet pode ser vista como a filtragem de $f(t)$ por um filtro passa-banda cuja resposta ao impulso é $\varphi_s(t)$.

A WPT [6] é uma generalização da decomposição por Transformada Wavelet. Ela oferece uma maior variedade de possibilidades de análise de sinais. A WPT é calculada usando operações recursivas de filtragem e decimação de filtros que conduzem a uma diminuição na resolução temporal e a um aumento na resolução em frequência.

O procedimento de decomposição da WPT não é o mesmo da Transformada Wavelet. A WPT decompõe o sinal não apenas em banda baixa, mas também em banda alta.

Na análise por Transformada Wavelet, cada coeficiente do sinal é subdividido em um coeficiente de aproximação e em um coeficiente de detalhe.

Então, somente o coeficiente de aproximação é subdividido em um segundo nível de coeficientes de aproximação e de detalhe, e o processo é sucessivamente repetido. Na análise por WPT, por sua vez, os coeficientes de aproximação e de detalhe são subdivididos.

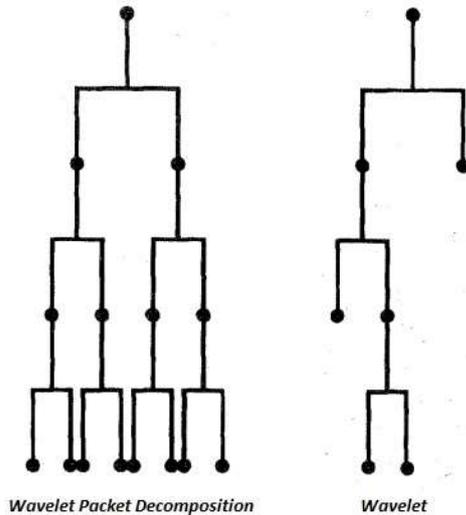


Fig. 1. Comparação entre a WPT de três níveis e a decomposição wavelet.

A Fig. 1 mostra a comparação entre a WPT de três níveis e a Transformada Wavelet. Pode ser observado que, na análise por Transformada Wavelet, apenas as aproximações, em cada nível de resolução, são decompostas para fornecer informação de aproximação e de detalhe em um nível mais alto. Na análise por WPT, no entanto, aproximação e detalhe em um certo nível são descompostos em um nível seguinte, o que significa que a análise por WPT pode fornecer melhor resolução em frequência do que a análise por Transformada Wavelet.

Existem, na literatura, várias famílias de wavelets, e, neste trabalho, é utilizado o filtro sinc modificado como wavelet-mãe. A função sinc é definida por:

$$\text{sinc}(x) = \begin{cases} \frac{\text{sen}(\pi x)}{x}, & \text{para } x \neq 0. \\ 1, & \text{para } x = 0 \end{cases} \quad (11)$$

A resposta ao impulso do filtro utilizado como wavelet-mãe na abordagem por WPT é dada por:

$$h(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{sinc}\left(\frac{n+0,5}{2}\right), \quad (12)$$

onde $n \in \mathbb{Z}$. A Equação (12) produz um número infinito de coeficientes, uma vez que a função sinc é definida no intervalo de $-\infty$ a $+\infty$. A fim de limitarmos o número de coeficientes, é necessário alterar a resposta ao impulso pela multiplicação por uma janela retangular. Entretanto, a multiplicação por uma janela com este formato causa o fenômeno de Gibbs, isto é, a oscilação da resposta em frequência do filtro próximo às regiões de descontinuidade.

A fim de evitar este problema, a resposta ao impulso é multiplicada pela janela de Hamming, $\omega(n)$, que tem um valor de roll-off maior.

Devido a esta mudança, é dito que o filtro é o sinc modificado. A nova resposta ao impulso é dada por:

$$h(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{sinc}\left(\frac{n+0,5}{2}\right) \omega(n). \quad (13)$$

O filtro $h(n)$ é um filtro passa-baixas, para formar o par de filtros ortogonais, usando a notação de [6], nós consideramos $g(n) = -h(n)$ como o filtro passa-altas.

IV. SIMULAÇÃO

A fim de avaliar os resultados da aplicação da STFT, da CWD e da WPT, foi usada uma base de dados composta de gravações reais de um radar FM LPI. O radar FM LPI utilizado na geração desta base de dados foi o SIMRAD. O SIMRAD é um radar LPI de navegação, civil, de baixo custo, com bom desempenho e alta resolução. Sua frequência de transmissão varia de 9.3 GHz a 9.4 GHz. O operador do radar pode escolher a máxima distância de detecção de 50 m a 48 km em 18 passos. Cada passo tem uma frequência de portadora, um desvio de frequência e uma duração do desvio de frequência específicos. O sinal do radar SIMRAD foi detectado utilizando uma antena corneta clássica, seguida por um misturador de largura de banda de 500 MHz, utilizando um oscilador local de 9.25 GHz que realizou a down-conversão do sinal de RF para a frequência intermediária (FI). Um osciloscópio Lecroy (modelo 735 ZI) com taxa de aquisição digital de 2.5 Gamostras/s foi utilizado para capturar e armazenar o sinal.

Resultados típicos dos experimentos são apresentados nas Figs. 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 e 10. Os resultados nas Figs. 2, 3 e 4 correspondem a análise tempo-frequência do sinal radar LPI SIMRAD real para uma distância máxima de 75 m. Os resultados nas Figs. 5, 6 e 7 correspondem a análise tempo-frequência do sinal radar LPI SIMRAD real para uma distância máxima de 500 m. Os resultados nas Figs. 8, 9 e 10 correspondem a análise tempo-frequência do sinal radar LPI SIMRAD real para uma distância máxima de 1 km. As Figs. 2, 5 e 8 mostram os resultados da STFT (Espectograma) calculado para 512 instantes de tempo igualmente espaçados utilizando uma janela de Hamming de comprimento 257. Podem ser observados os elevados termos cruzados no plano tempo-frequência. As Figs. 3, 6 e 9 mostram os resultados da CWD calculado para 512 instantes de tempo igualmente espaçados utilizando duas janelas de Hamming $W_N(\tau)$ e $W_M(\mu)$ de comprimentos 51 e 129, respectivamente e o parâmetro de escala $\sigma = 1$.

Pode ser observado que os termos cruzados desaparecem, mas a energia é bastante distribuída na frequência. As Figs. 4, 7 e 10 mostram os resultados da camada 7 da WPT calculada utilizando o filtro sinc modificado como wavelet-mãe. Nós podemos notar a boa caracterização gerada pela camada 7 da WPT, não há nenhum termo cruzado e a energia é altamente concentrada tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

Resultados utilizando sinais simulados com diferentes tipos de modulação FM também apresentam resultados similares.

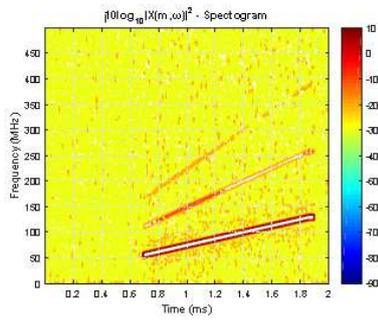


Fig. 2. Espectrograma do sinal SIMRAD real para distância máxima de 75 m.

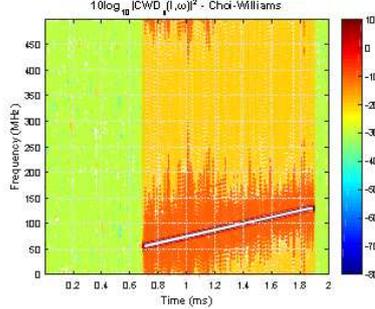


Fig. 3. CWT do sinal SIMRAD real para distância máxima de 75 m.

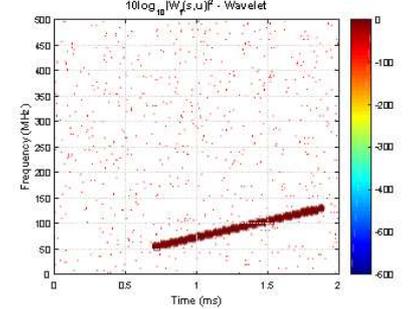


Fig. 4. WPT do sinal SIMRAD real para distância máxima de 75 m.

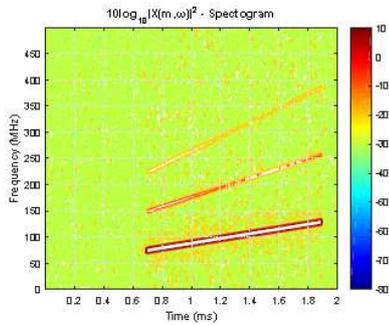


Fig. 5. Espectrograma do sinal SIMRAD real para distância máxima de 500 m.

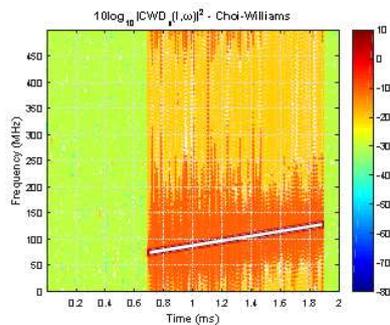


Fig. 6. CWT do sinal SIMRAD real para distância máxima de 500 m.

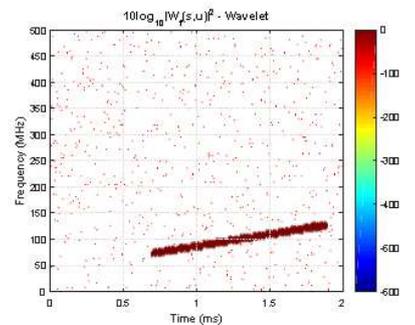


Fig. 7. WPT do sinal SIMRAD real para distância máxima de 500 m.

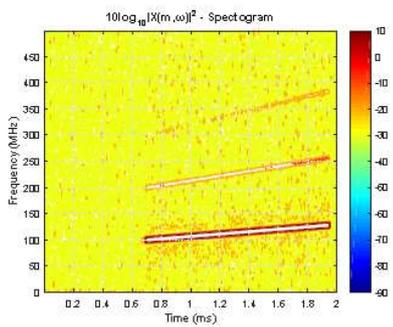


Fig. 8. Espectrograma do sinal SIMRAD real para distância máxima de 1 km.

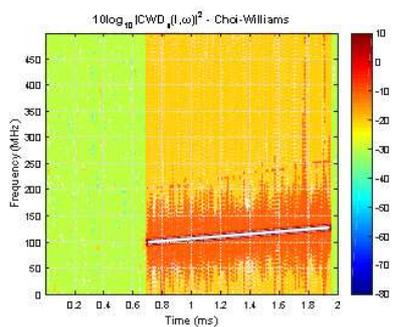


Fig. 9. CWT do sinal SIMRAD real para distância máxima de 1 km.

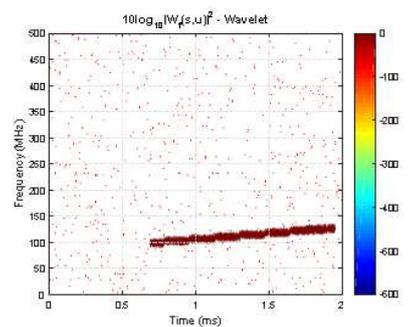


Fig. 10. WPT do sinal SIMRAD real para distância máxima de 1 km.

REFERÊNCIAS

- [1] SCHRICK, G.; WILEY, R. G., “Interception of lpi radar signals”, In: Radar Conference, 1990, Record of the IEEE 1990 International. [S.l.: s.n.], 1990. p. 108–111.
- [2] PACE, P. E. “Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. Second”, [S.l.]: Artech House, 2009.
- [3] RICHARDS, M. A., “Fundamentals of Radar Signal Processing”, second.[S.l.]: McGraw Hill Education, 2014.
- [4] CHOI, H. L.; WILLIAMS, J. W., “Improved time-frequency representation of multicomponent signal using exponential kernels”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, v. 37, n. 6, p. 862–871, 1989.
- [5] GABOR, D., “Theory of communication”, Journal of the Institution of Electrical Engineers, v. 93, n. 26, p. 429–457, 1946.
- [6] WICKERHAUSER, M. V., “Lectures on Wavelet Packet Algorithms”, Department of Mathematics, 1992.
- [7] MALLAT, S. G., “A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence”, v. 11, n. 7, p. 674–693, Jul 1989. ISSN 0162-8828.
- [8] MALLAT, S. G., “Multifrequency channel decompositions of images and wavelet models”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal.