

Detección de Señales WLAN en Registros de Datos de Radar Meteorológico

Omelio Barba Leal*, Fabián Rinalde^{†§}, Jorge Cogo^{‡§} y Juan Pablo Pascual^{||§}

*INVAP SE, Av. Cmte. Luis Piedrabuena 4950, S. C. Bariloche, Río Negro, Argentina

[†] Comisión Nacional Energía Atómica (CNEA), Av. Bustillo 9500, S. C. Bariloche, Río Negro, Argentina

[‡] CITECCA. Universidad Nacional de Río Negro. Anasagasti 1463, Bariloche, Argentina

^{||} Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET)

[§] Instituto Balseiro - Universidad Nacional de Cuyo, Av. Bustillo 9500, S. C. Bariloche, Río Negro, Argentina

email: juanpablo.pascual@ib.edu.ar

Resumen—La interferencia entre dispositivos inalámbricos de área local (WLAN) y los radares meteorológicos de banda C aparece por una superposición de las bandas de frecuencias de operación de ambas tecnologías. Por este motivo, las señales WLAN recibidas por el radar enmascaran las reflexiones útiles asociadas a los fenómenos meteorológicos que se desean observar.

En este trabajo se propone un algoritmo de detección de paquetes WLAN en registros de datos de radar meteorológico, el cual se basa en utilizar la estructura que posee el preámbulo de las tramas de datos que transmiten estos dispositivos.

Se presentan los lineamientos teóricos que definen el algoritmo de detección y la señal de referencia. Además, se evalúa el desempeño del detector empleando mediciones reales del radar meteorológico argentino RMA1, emplazado en la localidad de Córdoba. La probabilidad de detección obtenida utilizando datos reales se compara con la estimada empleando simulaciones numéricas del tipo Montecarlo. Los resultados obtenidos al procesar las mediciones reales se condicen con lo que predice el planteamiento teórico y las simulaciones numéricas.

Index Terms—Radar meteorológico, Detección, Interferencia

I. INTRODUCCIÓN

Durante la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones de 2003, la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) tomó la decisión de asignar las bandas de 5,150 a 5,350 y de 5,470 a 5,725 GHz a sistemas inalámbricos de área local (WLAN, por sus siglas en inglés), siempre que no causen interferencia a los servicios existentes, como los radares meteorológicos de banda C [1]. Se esperaba que los dos grupos de usuarios coexistieran en el mismo entorno, requiriendo que las redes WLAN utilicen un sistema de selección de frecuencia dinámica (DFS). Este protocolo define un mecanismo por el cual, antes de usar un canal la red WLAN debe chequear la presencia de señales de radar por un periodo de tiempo y evitar usar aquellas frecuencias que el radar esté utilizando.

Sin embargo, a más de 15 años de esta decisión, la interferencia debida a redes WLAN en radares meteorológicos de banda C continúa siendo un problema a nivel mundial y se encuentra entre los factores que degradan los productos sobre los que meteorólogos basan su trabajo [2]. Uno de los motivos de esta situación consiste en que se encuentran en el mercado versiones obsoletas del sistema DFS, las cuales presentan numerosas fallas, como también la posibilidad de deshabilitar la función DFS por parte del usuario [3].

Respecto a soluciones desde el punto de vista del procesamiento de señales, en [4] presentan una técnica de mitigación de interferencia RF basada en la descomposición espectral que incorpora la doble polarización. La misma se basa en generar espectrogramas rango-velocidad y mediante clasificación de imágenes por lógica difusa discriminar las diferentes líneas espectrales. Por otro lado, en [5] proponen técnicas de filtrado basadas en la transformada de wavelet.

Las técnicas mencionadas no hacen uso de la estructura que poseen las señales WLAN. La detección del preámbulo de una trama IEEE 802.11 dentro del registro de datos en rango de un radar meteorológico se puede modelar como un problema de inferencia estadística de tipo prueba de hipótesis. En este trabajo se propone una estrategia de detección conocida como de *Tasa de Falsa Alarma Constante por Promediado de Celdas* (CA-CFAR por sus siglas en inglés) [6] para identificar la presencia de interferencia WLAN. La misma se basa en detectar una señal de referencia que consiste en el preámbulo IEEE 802.11a afectado por el procesamiento que el radar realiza sobre el mismo.

En la Sección II se presenta el problema de inferencia estadística. En las Secciones III y IV se describe, respectivamente, el algoritmo y la señal de referencia a emplear. Finalmente, en la Sección V se estudia el desempeño del detector empleando mediciones reales de radar meteorológico. Por último, se presentan conclusiones.

II. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

En una formulación general, el problema a resolver consiste en determinar si en un registro de N muestras complejas, denotado como \mathbf{y} , está presente la señal de referencia \mathbf{m} .

El vector complejo \mathbf{y} representa las muestras de las componentes en fase (I) y en cuadratura (Q) de la señal medida, \mathbf{m} contiene las muestras IQ correspondientes al preámbulo del paquete IEEE 802.11a, la señal que se pretende detectar, y \mathbf{w} representa las muestras de ruido. Las tres señales se suponen a la salida del receptor de radar, con \mathbf{y} , \mathbf{m} y $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. Cabe remarcar que en la formulación se considera como ruido todo lo que no sea el preámbulo IEEE 802.11a.

Luego, el proceso de detección consiste en decidir entre dos

hipótesis, H_0 y H_1 , para cada grupo de N muestras adquiridas

$$H_0 : \quad \mathbf{y} = \mathbf{w} \quad (1)$$

$$H_1 : \quad \mathbf{y} = \tilde{\mathbf{m}} + \mathbf{w} \quad (2)$$

siendo $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \beta^2 \mathbf{I}_N)$. Bajo la hipótesis H_0 se supone que las mediciones están compuestas solo de ruido. Bajo la hipótesis H_1 se considera que las mediciones están compuestas por la señal de interés más ruido. El modelo de señal de H_1 , con $\tilde{\mathbf{m}} = \mathbf{m}e^{j\theta}$, admite que pueda existir un error de fase, que se modela como $\theta \sim \mathcal{U}[-\pi, \pi]$ para la deducción del test.

III. ALGORITMO DE DETECCIÓN

III-A. Detector de ley cuadrática

El siguiente paso es determinar una regla de decisión que permita discriminar entre las hipótesis. En radar se suele utilizar el criterio de Neyman-Pearson [7], que consiste en maximizar la probabilidad de detección P_D , fijando la probabilidad de falsa alarma P_{FA} . El estadístico obtenido con este criterio es una función no lineal de los datos que no permite encontrar una expresión analítica para el umbral de decisión. Por este motivo en la práctica aproxima. La aproximación elegida se conoce como detector de ley cuadrática [6]

$$z \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} T, \quad (3)$$

donde $z = |\gamma|^2$, siendo $\gamma = \mathbf{m}_n^H \mathbf{y}$, y $\mathbf{m}_n = \mathbf{m}/\sqrt{E}$ con $E = \mathbf{m}^H \mathbf{m}$ tal que $\mathbf{m}_n^H \mathbf{m}_n = 1$.

Haciendo uso del modelo de señal descrito por (1) y (2), las funciones densidad de probabilidad (FDP) de γ para cada hipótesis son $\gamma|H_0 \sim \mathcal{CN}(0, \beta^2)$ y $\gamma|H_1, \theta \sim \mathcal{CN}(\sqrt{E}e^{j\theta}, \beta^2)$ [8].

Bajo la hipótesis H_0 , z es el módulo cuadrado de una variable aleatoria compleja con distribución $\mathcal{CN}(0, \beta^2)$. Entonces, z tendrá una distribución exponencial de parámetro β^2 [8]

$$p(z|H_0) = \frac{1}{\beta^2} e^{-z/\beta^2}. \quad (4)$$

Para determinar la $p(z|H_1)$ se utiliza el cambio de variable intermedio $x = |\gamma|$ y luego $z = x^2$. Es conocido que x , al ser la magnitud de una variable gaussiana compleja con media nula, tendrá una distribución Rician [8]. Luego, resolviendo el cambio de variable $z = x^2$ se obtiene la $p(z|H_1)$, resultando

$$p(z|H_1) = \frac{1}{\beta^2} e^{-(z+E)/\beta^2} I_0 \left(2\sqrt{\frac{E}{\beta^2}} z \right). \quad (5)$$

A partir de la FDP (4) se obtiene

$$P_{FA} = P(z > T|H_0) = e^{-T/\beta^2}, \quad (6)$$

e integrando convenientemente la FDP (5) se arriva a

$$P_D = P(z > T|H_1) = Q_M(\sqrt{2ENR}, \sqrt{-2 \ln P_{FA}}), \quad (7)$$

donde $Q_M(\cdot, \cdot)$ es la función Q de Marcum [6], y $ENR = E/\beta^2$ representa la relación entre la energía de la señal y la potencia de ruido.

La expresión de P_{FA} dada por (6) permite despejar

$$T = -\beta^2 \ln P_{FA}. \quad (8)$$

La P_{FA} es un parámetro constante que el usuario deberá establecer a priori. En radares de seguridad se suelen utilizar P_{FA} bajas para evitar declarar presente un objetivo cuando en realidad no es cierto. En particular, para el problema que se está abordando, una falsa alarma implica declarar presente un paquete IEEE 802.11a cuando en realidad no lo está, en este contexto se pueden llegar a tolerar P_{FA} más altas, convirtiendo a P_{FA} es un grado de libertad flexible al momento de trabajar con las mediciones reales.

La potencia de ruido β^2 , como indica (8), debe ser conocida para establecer el valor del umbral T . Esto constituye un aspecto no trivial ya que en aplicaciones prácticas la potencia de ruido suele ser un parámetro desconocido y, en ocasiones, hasta variable en el tiempo.

III-B. Detector CA-CFAR

La regla de decisión resumida en la Sección III-A posee dos desventajas prácticas: requiere conocer la potencia de ruido β^2 ; y que dicha potencia de ruido es constante. En escenarios realistas, donde la potencia de ruido es desconocida y además puede variar en el tiempo, se han desarrollado técnicas de detección con umbrales adaptivos. En particular se aplicará la técnica CA-CFAR [6].

Basado en la expresión para el umbral dada por (8), el enfoque CA-CFAR propone mantener la regla de decisión (3) modificando T , por un umbral adaptivo \hat{T} , proporcional a una estimación de la potencia de ruido $\hat{\beta}^2$

$$\hat{T} = \alpha \hat{\beta}^2, \quad (9)$$

donde α es un coeficiente de proporcionalidad que se determina a partir de fijar la probabilidad de falsa alarma.

El estimado de la potencia de ruido que permite calcular el umbral en la celda en que se evalúa la presencia de un objetivo (celda bajo prueba), se obtiene promediando la salida del detector en las celdas vecinas. Este procedimiento se basa en dos hipótesis fundamentales: 1) las celdas vecinas se suponen compuestas únicamente de contribuciones de ruido; 2) la estadística del ruido de las celdas vecinas es la misma que la del ruido en la celda bajo prueba.

Como se describió en la sección previa la estadística de cada celda, cuando solo contiene ruido, está dada por una distribución exponencial de parámetro β^2 . Por lo tanto, es sencillo demostrar que el estimador de máxima verosimilitud para la varianza de ruido β^2 es [9]

$$\hat{\beta}^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M z_i, \quad (10)$$

considerando que se cuenta con M muestras de ruido.

Para definir a \hat{T} por completo solo resta determinar el valor de α . A partir de (6) se tiene que $P_{FA}|\hat{T} = e^{-\hat{T}/\beta^2}$, entonces $P_{FA} = \mathbb{E}\{P_{FA}|\hat{T}\}$, donde $\mathbb{E}\{\cdot\}$ es el operador esperanza. El umbral \hat{T} es la suma de M variables aleatorias independientes

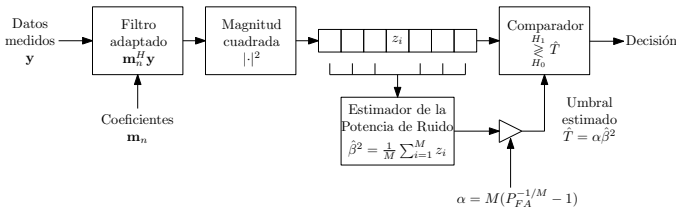


Figura 1. Detector CA-CFAR de ley cuadrática.

con distribución exponencial, con lo que se puede demostrar que su distribución es Erlang [8], con parámetros M y $\frac{M}{\alpha\beta^2}$. Por lo tanto, resulta

$$P_{FA} = \left(1 + \frac{\alpha}{M}\right)^{-M}, \quad (11)$$

lo que permite despejar la constante α como

$$\alpha = M(P_{FA}^{-1/M} - 1). \quad (12)$$

Finalmente, $P_D = \mathbb{E}\{P_D|\hat{T}\}$, donde $P_D|\hat{T}$ es de la forma de (7) con \hat{T} en lugar de T , y su expresión resulta

$$P_D = \int_0^\infty Q_M \left(\sqrt{\frac{2E}{\beta^2}}, \sqrt{\frac{2\alpha}{M}t} \right) \frac{t^{M-1}}{(M-1)!} e^{-t} dt, \quad (13)$$

que no posee solución analítica y debe resolverse numéricamente. En la Fig. 1 se presenta un esquema que resume los pasos del detector CA-CFAR.

IV. SEÑAL DE REFERENCIA

IV-A. Preámbulo IEEE 802.11a

La cláusula 802.11a especifica los detalles de la capa física del sistema que emplea OFDM en la banda de 5 GHz que será utilizado en este trabajo [10]. Dentro de cada canal de 20 MHz el sistema usa 52 subportadoras separadas 0,3125 MHz que son moduladas usando BPSK, QPSK, 16-QAM o 64-QAM. Se utiliza, además, un código convolucional para la corrección de errores con tasas de codificación de 1/2, 2/3, o 3/4 [10]. Cada paquete que se transmite forma una trama de datos que consta de tres campos: un PREÁMBULO, el bloque de SEÑAL y los DATOS.

El PREÁMBULO es una secuencia de 12 símbolos predefinida en el estándar que se transmite al comienzo de la trama y se utiliza para la sincronización del receptor. El campo SEÑAL consta de un símbolo OFDM con modulación BPSK y tasa de código 1/2. Contiene información sobre el tamaño de la trama y la modulación utilizada para transmitir el bloque de DATOS. En DATOS se incluyen los paquetes provenientes de capas superiores, está compuesto por un número variable de símbolos y se transmiten a la tasa especificada en el campo SEÑAL. El PREÁMBULO, al ser la parte invariable de la trama, es la que tiene particular atractivo en la detección.

El preámbulo se divide en dos partes como se muestra en la Fig. 2. La primera está compuesta por 10 símbolos cortos y la segunda tiene 2 símbolos largos y un prefijo cíclico. Cada símbolo corto tiene una duración de $0,8 \mu s$, cada símbolo largo $3,2 \mu s$ y el prefijo cíclico $1,6 \mu s$. En

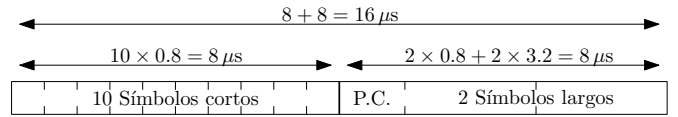


Figura 2. Estructura y duración del preámbulo IEEE 802.11a.

total todo el preámbulo abarca $16 \mu s$. Para generar la señal OFDM correspondiente al preámbulo, la amplitud y la fase de las 52 subportadoras, enumeradas de -26 a 26, se modulan con coeficientes complejos. Los coeficientes se mapean a un bloque que realiza la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT, por sus siglas en inglés) y a la salida se obtienen las muestras complejas en tiempo. Las partes real e imaginaria se separan y se convierten en señales analógicas conformando las componentes en fase y cuadratura de la señal a transmitir. Los 53 coeficientes complejos, incluyendo la subportadora en frecuencia 0 Hz, para generar tanto los símbolos cortos como los los símbolos largos son fijos y se encuentran especificados en la norma.

IV-B. Preámbulo IEEE 802.11a en el radar

Es necesario conocer la forma de la señal de referencia para el algoritmo de detección de acuerdo a como aparece en los datos medidos. En los registros de datos de un radar meteorológico el preámbulo IEEE 802.11a está afectado por el procesamiento que realiza el radar hasta obtener las componentes en fase y cuadratura de la señal.

El receptor por lo general incluye un filtro de radio frecuencia, un amplificador de bajo ruido (LNA, por sus siglas en inglés), una o varias etapas de mezcla con un oscilador local, un filtro de frecuencia intermedia (FI) y finalmente la demodulación en cuadratura. Además, en alguna etapa la señal es pasada por un filtro adaptado o correlador. Finalmente, la señal se muestrea, en general en la etapa de frecuencia intermedia, resultando en banda base en una secuencia de datos, que este caso posee una tasa de muestreo de 5 MHz. Las señales en fase y cuadratura a la salida del receptor se conocen como datos en rango del radar y es sobre los cuales se pretende realizar la detección.

Para generar la señal de referencia en este trabajo se considerará que en el radar la señal IEEE 802.11a pasa por un filtro adaptado ideal, que es equivalente a convolucionar con la envolvente compleja de la señal transmitida, que es un pulso cuadrado debido a que la señal no posee una modulación particular. En la Fig. 3 se presenta la forma de onda de la componente en fase de la señal del preámbulo IEEE 802.11a, la entrada del filtro del receptor (Fig. 3(a)) y a la salida del filtro del receptor ideal (Fig. 3(b)).

Además del filtrado, es importante contemplar errores de sincronismo de portadora. Si bien siempre es posible que exista un error de sincronismo, en este caso el mismo puede ser significativo porque el radar no necesariamente va opera con la misma frecuencia de portadora de las redes. Por este motivo, llamando $x(t)$ a la señal cuya componente en fase se presenta en la Fig. 3(b), luego la señal de referencia se definirá como

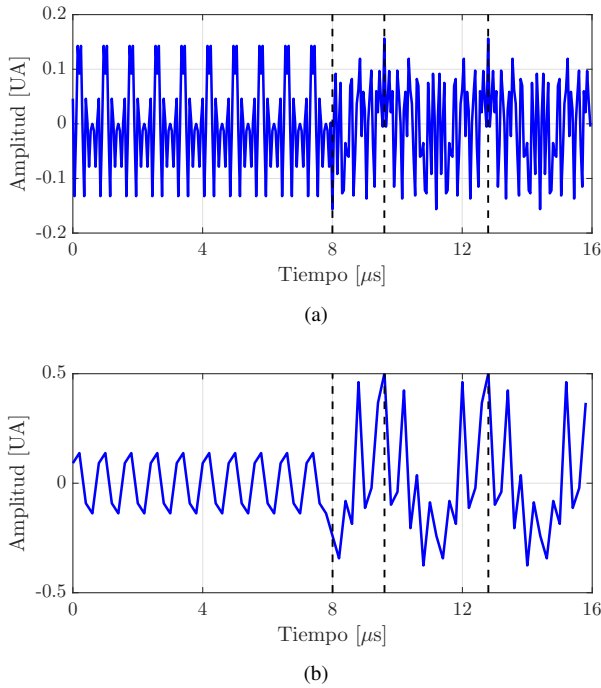


Figura 3. Componente en fase de la señal del preámbulo IEEE 802.11a. (a) A la entrada del filtro del receptor. (b) A la salida del filtro del receptor ideal.

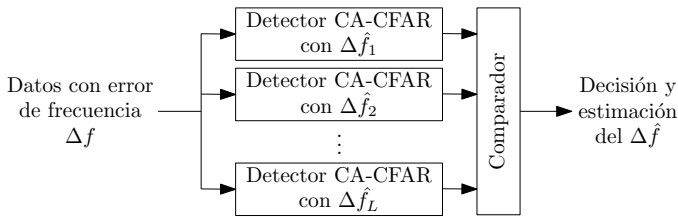


Figura 4. Banco de L detectores con diferentes errores de frecuencia.

$m(t) = x(t)e^{-j2\pi\Delta\hat{f}_k t}$, de modo que $[\mathbf{m}]_{n+1} = m(nT_s)$ con $n = 0, \dots, N - 1$, siendo T_s el tiempo de muestreo. Como no se conoce el error de frecuencia Δf que tendrán los datos, se emplea un banco de L detectores en paralelo, con diferentes valores para $\Delta\hat{f}_k$, con $k = 1, \dots, L$, como se esquematiza en la Fig. 4. El comparador cumple dos funciones. Por un lado evalúa los instantes en los que cada detector CA-CFAR supera su respectivo umbral. Por otro lado, cuando existe una detección selecciona la salida del detector cuyo estadístico arroja el mayor valor, estableciendo como el error de frecuencia estimado el valor de $\Delta\hat{f}$ asociado a ese detector.

V. DESEMPEÑO DEL DETECTOR

Para evaluar el desempeño del detector CA-CFAR propuesto se emplearon mediciones reales de radar meteorológico interferidas por redes WLAN y se evalúa la probabilidad de detección de los paquetes transmitidos como se describe a continuación. Además, los resultados obtenidos se comparan con los teóricos y con simulaciones numéricas de tipo Montecarlo.

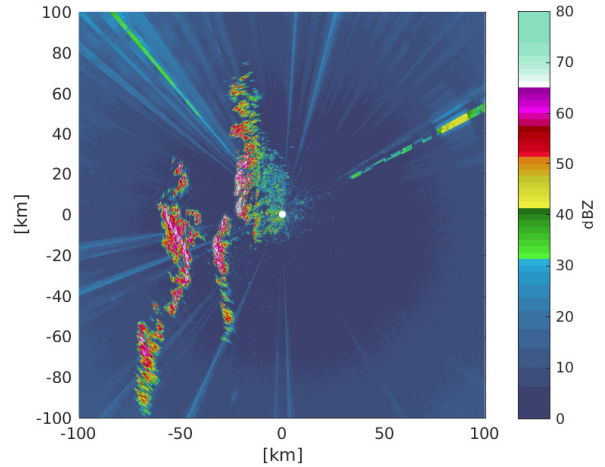


Figura 5. Imagen de reflectividad en un día despejado obtenida con datos del radar meteorológico RMA1 ubicado en Córdoba, Argentina.

Se utilizaron mediciones adquiridas por el radar meteorológico RMA1, situado en la ciudad de Córdoba. Es un radar diseñado y fabricado por la empresa INVAP que opera en banda C. Específicamente los datos utilizados corresponden a un barrido de la polarización horizontal (HH) con una elevación de $0,5^\circ$, que fueron adquiridos el día 7 de septiembre de 2018, a las 14:28 hora local, en condiciones de aire claro, lo que implica que no existen contribuciones de fenómenos atmosféricos en la señal medida.

La Fig. 5 muestra el indicador de posición (PPI por sus siglas en inglés) de la reflectividad de los datos utilizados. El radar meteorológico transmite un pulso electromagnético de muy corta duración, aproximadamente $1 \mu s$, y con una potencia elevada. Luego de tiempo se guarda, abre una ventana de recepción, del orden de 1 ms, en la que “escucha” las reflexiones producidas por la propagación de ese pulso.

Un dispositivo WLAN que esté ubicado relativamente cerca del radar puede transmitir en cualquier instante y mantenerse transmitiendo durante gran parte de la ventana de recepción. Los paquetes transmitidos serán medidos por el radar porque ambos equipos operan en la misma banda de frecuencia. El procesamiento Doppler que realiza el radar implica procesar muestras provenientes de un conjunto de pulsos agrupados en un intervalo de procesamiento coherente. Con que uno de esos pulsos esté contaminado alcanza para degradar significativamente el cálculo del producto que se evalúa. En la Fig. 5 se aprecia el efecto de la interferencia sobre la reflectividad en las líneas acimutales que se presentan con distinta intensidad y que se observan bien definidas para los ángulos acimutales 30° y 120° aproximadamente.

A partir del gráfico de reflectividad se seleccionaron diferentes grados acimutales en los que se identificó interferencia apreciable. En la Fig. 6 se muestra la componente en fase de la señal recibida por el radar en rango para un pulso interferido. Es interesante notar que al comienzo del paquete, la señal posee cierta estructura que presenta un gran parecido

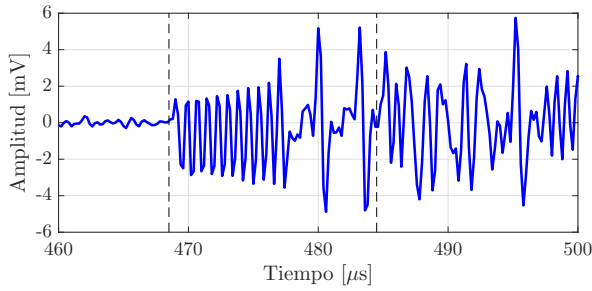


Figura 6. Componente en fase del preámbulo de un paquete WLAN extraído de uno de los pulsos de los datos interferidos.

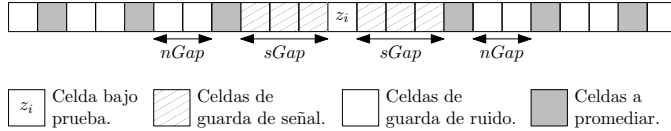


Figura 7. Representación de las celdas de guarda a la salida del detector cuadrático, para $sGap = 3$ y $nGap = 2$.

al preámbulo IEEE 802.11a pasado por el filtro ideal del radar (Fig. 3(b)). Se observa una secuencia repetitiva de lo que serían los 10 símbolos cortos y luego aparecen los dos símbolos largos. Otra cuestión a resaltar es la duración, se extiende desde los $469 \mu s$ hasta los $485 \mu s$ aproximadamente, para una duración total de $16 \mu s$, que coincide con la duración del preámbulo especificada en la norma [10].

Una de las hipótesis del procedimiento CA-CFAR es que las celdas que se promedian para estimar la potencia de ruido no contienen al objetivo. Como la salida del detector de ley cuadrática es el módulo cuadrado de la correlación de los datos recibidos con la señal de referencia, si el máximo valor de la correlación se obtiene en la celda z_i , denotando que en ese instante arranca la señal que se quiere detectar, entonces en un entorno de N muestras a ambos lados de z_i la salida del detector estará afectada por la señal objetivo. Esto es consecuencia de que la correlación entre dos vectores de N muestras tiene un largo de $2N - 1$.

La segunda hipótesis es que las celdas a promediar deben ser independientes. Como las muestras a la salida del detector cuadrático se obtiene correlacionando el registro de datos con la señal de referencia está hipótesis no se cumplirá porque existe correlación.

Por este motivo se definen los parámetros $sGap$ y $nGap$ con el objetivo de aproximar a las hipótesis en las que se basa la deducción del detector CA-CFAR. El valor de $sGap$ (del inglés *signal gap*) indica el intervalo en muestras desde la celda bajo prueba hasta la primera celda a promediar. Por su parte, $nGap$ (del inglés *noise gap*) denota el intervalo en muestras entre las celdas que se promedian. En la Fig. 7 se representa esquemáticamente un ejemplo de la funcionalidad de estos parámetros para $sGap = 3$ y $nGap = 2$.

Como señal de referencia se utiliza los 10 símbolos cortos y no a todo el preámbulo IEEE 802.11a. La secuencia de símbolos cortos tiene una estructura más repetitiva y mejor

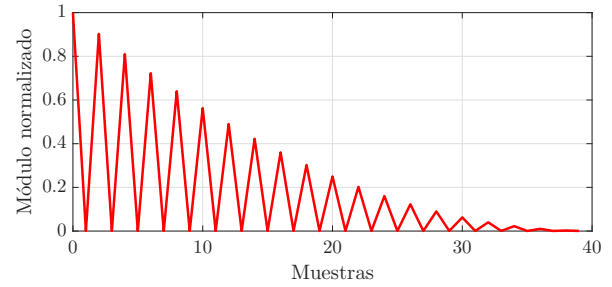


Figura 8. Autocorrelación de la secuencia de símbolos cortos del preámbulo.

definida, esto ofrece ventajas en la detección. Entonces, para evitar que las muestras a promediar tengan influencia del objetivo se escogió $sGap = 2 \times 40 = 80$, donde $N = 40$ es el número de muestras que tiene la señal de referencia. Por otro lado, para elegir el valor de $nGap$ se evalúa la autocorrelación del ruido blanco luego de ser correlacionado con la señal de referencia. Como se muestra en la Fig. 8 posee valores considerables para casi todos los retardos, como consecuencia de la estructura periódica que la conforma. A partir de este resultado se toma una guarda de ruido de $nGap = 3$ muestras, como una solución de compromiso entre el largo de la guarda y el largo del registro de datos. Cabe destacar que la no existencia de correlación no asegura independencia, pero establece la separación mínima entre muestras para que pueda existir.

Para estimar el error de frecuencia de los datos se utilizó un banco de detectores con errores de frecuencia entre -30 y 30 kHz con pasos de $0,5$ kHz. El umbral se calculó promediando $M = 20$ muestras, para una $P_{FA} = 10^{-5}$. En la Fig. 9 se presenta la señal correspondiente a un pulso interferido junto a un preámbulo detectado con el algoritmo propuesto y la salida del detector, junto al umbral. Se observa que el estadístico supera el umbral y, por lo tanto, se produce la detección. Con el valor máximo de todos los que superan el umbral se hace una estimación de la muestra en que inicia el preámbulo. Luego, sabiendo que para la frecuencia de muestreo de los datos la señal de referencia tiene una extensión de 40 muestras se estima la porción de datos donde está ubicada.

Con el objetivo de medir el desempeño promedio del detector propuesto se evaluó la P_D a empleando los datos reales. Para ello se separaron pulsos interferidos y se estimó su relación ENR promedio. Luego por cada valor de ENR , a cada registro se le agregó selectivamente ruido gaussiano sintético de forma tal de obtener la misma ENR en todos los registros y se varió el nivel de ruido para obtener la curva P_D en función de ENR que se muestra en la Fig. 10, con los parámetros de configuración que se describieron a lo largo de la sección. Con fines comparativos este procedimiento se repitió en las mismas condiciones pero con la señal de interferencia generada de forma sintética. Además, de estos dos resultados en la figura también se incluye la P_D teórica dada por (11). Se observa que la curva obtenida empleando los datos reales aparece prácticamente superpuesta con la obtenida en la simulación. Esto acredita que el algoritmo

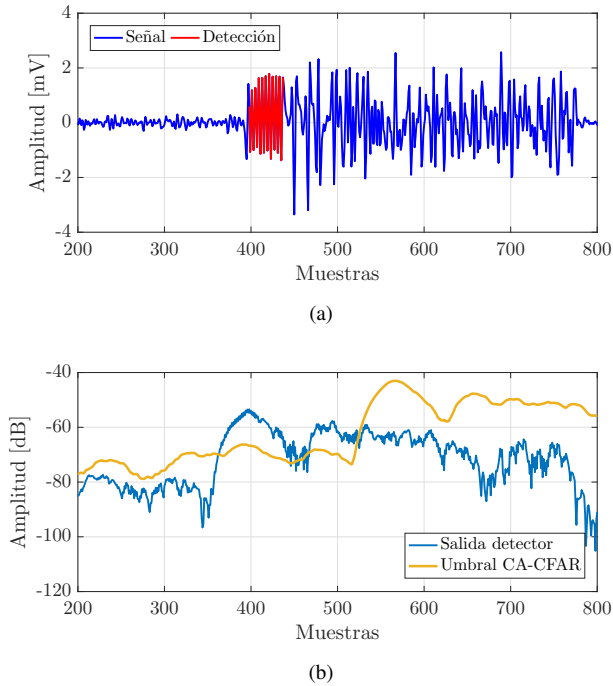


Figura 9. Detección con algoritmo CA-CFAR en datos reales con $M = 20$ y $P_{FA} = 10^{-5}$. (a) Componente en fase de la señal y preámbulo detectado. (b) Salida del detector de ley cuadrática y umbral CA-CFAR.

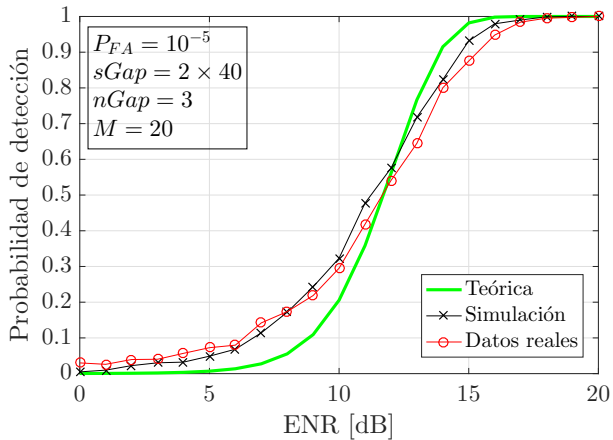


Figura 10. Probabilidad de detección, P_D , en función de la ENR.

aplicado a los datos reales tiene el desempeño esperado. Por otro lado, tanto la curva simulada y la obtenida con los datos reales no coinciden con la curva teórica. La causa de este comportamiento posiblemente sea que más allá de las consideraciones realizadas aún existe un cierto grado de correlación entre las muestras promediadas para obtener el umbral CA-CFAR, mientras la P_D teórica surge sobre la hipótesis de independencia.

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se propuso un algoritmo de detección que permite identificar la presencia y el instante de inicio de las

tramas WLAN interferentes en los registros de datos de un radar meteorológico, constituyendo el primer paso de una estrategia de mitigación de dichas interferencias. Consiste de un detector de CA-CFAR que emplea la estructura conocida del preámbulo IEEE 802.11a para definir la señal de referencia buscada. Se estudió la operación del detector a partir de mediciones reales de radar meteorológico, a partir de las cuales se validó su funcionamiento y se hicieron consideraciones prácticas en función de las hipótesis teóricas sobre las que se basa su deducción. Finalmente, se analizó el desempeño estimando la probabilidad de detección de paquetes sobre los datos reales para diferentes valores de ENR y se mostró que los resultados alcanzados son comparables a los obtenidos mediante simulaciones numéricas.

El detector presenta un buen desempeño para detectar la presencia de paquetes WLAN, pero se limita a identificar las muestras que corresponden al preámbulo. La primera línea futura, consiste en completar el detector con un algoritmo que determine el largo de la trama WLAN. Por otro lado, una desventaja que posee el método consiste en que al momento de abrir la ventana de recepción el radar capture parte de una trama que no contenga el preámbulo. Para evitar este problema el algoritmo debe ser acompañado de un test que por ejemplo compare la potencia de la señal con la de otros paquetes identificados.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado a través de ANPCyT PICT 2018-01277, la UNCuyo C038 4142/19 y la UNRN PI-JI 40-B-899 y PIDTT 40-B-693. Los datos RMA1 fueron obtenidos por gentileza del Grupo Radar Córdoba y la Secretaría de Infraestructura y Política Hídrica, Ministerio de Obras Públicas del Gobierno Nacional de Argentina enmarcados dentro del Proyecto SINARAME.

REFERENCIAS

- [1] ITU-R Res. 229 [COM5/16], "Use of the bands 5150-5250 MHz, 5250-5350 MHz and 5470-5725 MHz by the mobile service for the implementation of wireless access systems including radio local area networks," in *The World Radiocomm. Conf. (WRC-03)*, Ginebra, 2003.
- [2] A. Ryzhkov and D. Zrnac, *Radar Polarimetry for Weather Observations*. Switzerland: Springer, 2019.
- [3] E. Saltikoff, J. Cho, P. Tristant, A. Huuskonen, L. Allmon, R. Cook, E. Becker, and P. Joe, "The threat to weather radars by wireless technology," *Bulletin of the American Meteorological Society*, vol. 97, no. 7, pp. 1159–1167, Aug. 2016.
- [4] L. Rojas, D. Moisseev, V. Chandrasekar, J. Selzler, and R. Keränen, "Dual-polarization spectral filter for radio frequency interference suppression," in *7th Eur. Conf. Radar Meteorol. Hydrol. (ERAD)*, Toulouse, France, 2012.
- [5] G. Petracca and J. Lugo, "Mitigation of WLAN/RLAN interference in meteorological radar using wavelet filtering," in *XIV Reunión Trab. Proc. Inf. y Control (RPIC'17)*, Mar del Plata, Argentina, 2017, pp. 1–6.
- [6] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*. New York: McGraw-Hill, 2005.
- [7] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Detection Theory*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998.
- [8] A. Papoulis and S. Pillai, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2002.
- [9] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Estimation Theory*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1993.
- [10] IEEE Standard 802.11a, *High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, 1999 (R2003).