

MAESTRIA EN SISTEMAS DE RADAR E INSTRUMENTACION



Estudio e implementación de métodos de eliminación de interferencias WLAN/RLAN en radares meteorológicos.

Autor: Ing. Gabriel O. Petracca

Director: Dr. Jorge Lugo

Fecha: 25 de agosto de 2017



Estudio e implementación de métodos de eliminación de interferencias WLAN/RLAN en radares meteorológicos. por Gabriel O. Petracca se distribuye bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Esta página fue dejada intencionalmente en blanco.

Estudio e implementación de métodos de eliminación de interferencias WLAN/RLAN en radares meteorológicos.

Autor: Gabriel O. Petracca

Resumen

Los radares meteorológicos de banda C comparten el uso de la banda con dispositivos de comunicaciones inalámbricas (WLAN/RLAN) luego de que en 2003 la Unión Internacional de Telecomunicaciones autorizara el uso de la banda a estos dispositivos. Se definieron protocolos que debe implementar todo dispositivo de comunicaciones de banda C que opere según el estándar *IEEE 802.11* para no interferir con el funcionamiento de los radares, pero lo cierto es que a partir del despliegue de equipamiento en esta banda han empezado a aparecer serias interferencias en los radares meteorológicos a lo largo del mundo. Estas interferencias degradan la calidad de los productos del radar y en casos de interferencia severa pueden llegar a impedir la identificación de un fenómeno meteorológico.

En este trabajo se presentan algoritmos de filtrado digital para la mitigación de interferencias WLAN/RLAN en radares meteorológicos. Los algoritmos están basados en el filtrado por medianas y en la Transformada de Wavelet Discreta en dos dimensiones junto al análisis multi-resolución. Se utilizaron datos reales de radares de la serie RMA (Radar Meteorológico Argentino), desarrollados por INVAP SE para la Subsecretaría de Recursos Hídricos de la Nación Argentina en el marco del programa Sistema Nacional de Radares Meteorológicos (SINARAME), los cuales presentan interferencias WLAN/RLAN. Los resultados del proceso de filtrado se evaluaron de forma cualitativa, mediante la inspección visual de los productos obtenidos luego de filtrar, y de forma cuantitativa mediante métricas de desempeño que evalúan la señal cruda antes y después de filtrar.

Palabras clave: Filtro, Filtro Mediana, Interferencia, Radar Meteorológico, RLAN, Wavelet, WLAN.

Esta página fue dejada intencionalmente en blanco.

Study and Implementation of methods for WLAN/RLAN interference removal in Meteorological Radars

Author: Gabriel O. Petracca

Abstract

Meteorological radars operating in C band share the use of the spectrum with wireless communications devices (WLAN / RLAN) since the International Telecommunications Union authorized the use of the band to these devices in 2003. Wireless devices compliant with IEEE 802.11 standard should implement several protocols in order to not interfere with the operation of radars, but the truth is that since the deployment of wireless equipment in this band, serious interference appeared in meteorological radars throughout the world. These interferences degrade the quality of radar products and, in cases of severe interference, may prevent the identification of a meteorological phenomenon.

In this work we present digital filtering algorithms for the mitigation of WLAN/RLAN interference in meteorological radars. Median filtering algorithms and Discrete Wavelet Transform in two dimensions together with the multi-resolution analysis.

Real data from the RMA radar series (Argentine Meteorological Radar), developed by INVAP SE for the Subsecretaría de Recursos Hídricos of the Argentine Nation within the framework of the Sistema Nacional de Radares Meteorológicos (SINARAME), is used in this work. Some of these radars present severe WLAN/RLAN interference. The results of the filtering process were evaluated qualitatively, by visual inspection of the products obtained after filtering, and quantitatively by means of performance metrics that evaluate the raw signal before and after filtering.

Keywords: Filter, Median Filter, Interference, Meteorological Radar, RLAN, Wavelet, WLAN.

Esta página fue dejada intencionalmente en blanco.

Índice General

1. INTRODUCCIÓN	15
1.1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	15
1.2. OBJETIVOS	16
1.2.1. <i>Objetivo General</i>	16
1.2.2. <i>Objetivos Específicos</i>	16
1.3. ANTECEDENTES	16
1.3.1. <i>Características RMA</i>	16
1.3.2. <i>Métodos de Mitigación de interferencia WLAN/RLAN</i>	18
1.3.2.1. Uso del protocolo 802.11.....	18
1.3.2.2. Procesamiento de Señales	20
1.3.2.3. Filtro Espectral y Lógica difusa	21
1.3.2.4. Fusión de datos	22
1.3.2.5. Interpolación.....	22
2. MARCO TEÓRICO	25
2.1. INTERFERENCIA EN RADARES METEOROLÓGICOS.....	25
2.2. CARACTERÍSTICAS DE SEÑAL OFDM	27
2.3. RADAR METEOROLÓGICO.....	28
2.3.1. <i>Niveles de datos</i>	32
2.3.1.1. Datos de Nivel 1	32
2.3.1.2. Datos de Nivel 2 (L2)	32
2.4. PRODUCTOS RADAR.....	32
2.4.1. <i>Reflectividad</i>	33
2.4.2. <i>Reflectividad Diferencial</i>	33
2.4.3. <i>Cambio de Fase Diferencial</i>	34
2.4.4. <i>Cambio de Fase Diferencial Específico</i>	34
2.4.5. <i>Velocidad</i>	34
2.4.6. <i>Coficiente de Correlación</i>	35
2.5. FILTROS DIGITALES	35
2.5.1. <i>Banco de filtros</i>	36
2.5.2. <i>Reconstrucción perfecta</i>	37
2.6. TRANSFORMADA WAVELET	38
2.6.1. <i>Transformada Wavelet Continua</i>	40
2.6.2. <i>Transformada Discreta de Wavelet</i>	40
2.6.3. <i>Funciones Wavelet</i>	41
2.6.3.1. Haar	42
2.6.3.2. Daubechies.....	42
2.6.3.3. Biortogonal	43
2.6.3.4. Coiflets	43
2.6.3.5. Symlets.....	44
2.6.4. <i>Banco de filtros Wavelet</i>	44
2.6.5. <i>Reconstrucción Wavelet</i>	46
2.6.6. <i>Transformada de Wavelet en dos dimensiones</i>	47
2.7. FILTRO DE MEDIANA	49
2.8. CRITERIOS DE EVALUACIÓN DE DESEMPEÑO.....	51
2.8.1. <i>Relación Señal a Ruido</i>	51

2.8.2.	<i>Error Cuadrático Medio</i>	51
2.8.3.	<i>Varianza</i>	51
2.8.4.	<i>Coficiente de Variación</i>	52
3.	DESARROLLO	53
3.1.	INTRODUCCIÓN	53
3.2.	INTERFERENCIAS EN DATOS RMA	54
3.3.	INTERFERENCIAS SIMULADAS.....	59
3.4.	FILTRO BASADO EN DWT	64
3.4.1.	<i>Filtrado de datos N1 con interferencia real</i>	65
3.4.1.1.	Desempeño de los filtros DWT con interferencia WLAN/RLAN	74
3.4.1.2.	Conclusiones de filtrado de interferencia real basado en DWT	80
3.4.2.	<i>Filtrado de datos N1 con interferencia simulada</i>	80
3.4.2.1.	Desempeño de los filtros DWT con interferencia simulada.....	85
3.4.2.2.	Conclusiones de filtrado de interferencia simulada basado en DWT.....	94
3.5.	FILTRO BASADO EN MEDIANA	94
3.5.1.	<i>Filtrado de datos N1 con interferencia real</i>	95
3.5.1.1.	Desempeño de los filtros de Mediana con interferencia WLAN/RLAN	100
3.5.1.2.	Conclusiones de filtrado de interferencia real basado en Mediana.....	105
3.5.2.	<i>Filtrado de datos N1 con interferencia simulada</i>	106
3.5.2.1.	Desempeño de los filtros de Mediana con interferencia simulada.....	109
3.5.2.2.	Conclusiones de filtrado de interferencia simulada basado en Mediana	116
3.6.	FILTRO ADAPTIVO.....	117
3.6.1.	<i>Filtrado de datos N1 con interferencia real</i>	118
3.6.1.1.	Desempeño del filtro adaptivo con interferencia WLAN/RLAN	121
3.6.1.2.	Conclusiones de filtrado de interferencia real basado en filtro Adaptivo.....	122
3.7.	COMPARATIVA DE FILTRADO	123
4.	CONCLUSIONES	129
4.1.	CONCLUSIONES GENERALES.....	129
4.2.	TRABAJO FUTURO.....	131
5.	BIBLIOGRAFÍA	132

Índice de Figuras

Figura 1. Ubicación Geográfica del RMA1 en ciudad de Córdoba.	17
Figura 2. Imagen del RMA1 en ciudad de Córdoba.	18
Figura 3. Nodo escondido.	19
Figura 4. Resultados de filtrado de señal OFDM.....	21
Figura 5. COLMAX con Interferencias debido a dispositivos RLAN.	23
Figura 6. Interferencia de RLAN en Radar Meteorológico de banda C. (a) Imagen de (EUMETNET, 2008) (b) Radar del SMN en Ezeiza, Argentina.	26
Figura 7. OFDM y FDM.	27
Figura 8. Espectro de señal OFDM.....	28
Figura 9. Espectro y asignación de canales en 802.11.....	28
Figura 10. Matriz de datos.....	29
Figura 11. Arquitectura básica de un radar Doppler.	30
Figura 12. Flujo de señal (transmisión y recepción) en un Radar Doppler.....	31
Figura 13. Valores de ZDR	33
Figura 14. Banco de Filtros complementarios.	36
Figura 15. Diagrama en Bloques de un Banco de filtros con 4 Frecuencias de salida.	37
Figura 16. Diagrama en Bloques de la Reconstrucción Perfecta	37
Figura 17. Respuesta en Frecuencia de los Filtros Pasa Bajo y Pasa Alto.....	38
Figura 18. Representación gráfica de STFT.....	39
Figura 19. Wavelet de Haar.	42
Figura 20. Wavelet de Daubechies.	42
Figura 21. Wavelet Biortogonal.....	43
Figura 22. Wavelet Coiflets.....	44
Figura 23. Wavelet Symlets	44
Figura 24. Árbol de Paquetes de Wavelet.....	45
Figura 25. Árbol de Descomposición de Wavelet.....	45
Figura 26. Gráfico Tiempo-Escala de Wavelet.....	46
Figura 27. Reconstrucción Wavelet	46
Figura 28. Árbol de descomposición de Wavelet en dos dimensiones.....	47
Figura 29. Esquema de descomposición en cajas anidadas hasta nivel 3 de descomposición.	48
Figura 30. Transformada Wavelet Discreta. Análisis Multi resolución. Proceso de descomposición de matriz en coeficientes de aproximación, horizontales, verticales y diagonales.	48
Figura 31. Transformada Wavelet Discreta. Análisis Multi resolución. Proceso de reconstrucción de matriz a partir de coeficientes.	49
Figura 32. (a). Imagen corrupta por ruido salt&pepper. (b) Imagen corrupta por ruido salt&pepper. (c) Datos de nivel 1, RMA1 con interferencias WLAN/RLAN. Intervalo coherente de pulsos correspondiente al acimut 205. .	49
Figura 33. Filtro de Medianas.	50
Figura 34. Flujo de datos durante procesamiento de señal radar.	53
Figura 35. Producto Reflectividad con interferencias. (a) RMA1 nivel alto de interferencia. (b) RMA0, bajo nivel de interferencias.	55
Figura 36. Coeficiente de Correlación con interferencias. (a) RMA1 nivel alto de interferencia. (b) RMA0, bajo nivel de interferencias.....	55
Figura 37. Cambio de fase diferencial con interferencias. (a) RMA1 nivel alto de interferencia. (b) RMA0, bajo nivel de interferencias.....	56
Figura 38. Velocidad radial con interferencias. (a) RMA1 nivel alto de interferencia. (b) RMA0, bajo nivel de interferencias.....	56

Figura 39. Datos de nivel 1 del RMA1, acimut 205.....	57
Figura 40. Datos de nivel 1 del RMA1, acimut 205, pulso 15.....	58
Figura 41. Datos de nivel 1 del RMA0, acimut 269.....	59
Figura 42. Generador de interferencia simulada.....	60
Figura 43. Datos N1 sin interferencias, RMA0, acimut 159.....	61
Figura 44. Ruido N1 simulado.....	61
Figura 45. Datos N1 más ruido simulado, RMA0, acimut 159.....	62
Figura 46. Producto Reflectividad. Datos N1 RMA0. (a) Originales. (b) Con interferencia simulada.....	62
Figura 47. Producto Coeficiente de correlación HV. Datos N1 RMA0. (a) Originales. (b) Con interferencia simulada.....	63
Figura 48. Producto cambio de fase diferencial. Datos N1 RMA0. (a) Originales. (b) Con interferencia simulada.....	63
Figura 49. Producto velocidad radial. Datos N1 RMA0. (a) Originales. (b) Con interferencia simulada.....	63
Figura 50. Diagrama en bloques del filtro basado en DWT.....	64
Figura 51. Árbol de descomposición Wavelet.....	65
Figura 52. Datos N1 crudos, acimut 205.....	67
Figura 53. Árbol de reconstrucción de Wavelet utilizado en el filtro.....	67
Figura 54. Datos N1 crudos, acimut 205. Coeficientes de aproximación hasta nivel 4.....	68
Figura 55. Datos N1 crudos, acimut 205. Coeficientes de Detalle Horizontal hasta nivel 4.....	68
Figura 56. Datos N1 crudos, acimut 205. Coeficientes de Detalle Vertical hasta nivel 4.....	69
Figura 57. Datos N1 crudos, acimut 205. Coeficientes de Detalle Diagonal hasta nivel 4.....	69
Figura 58. Filtro DWT. Datos N1 filtrados, acimut 205.....	70
Figura 59. Datos de nivel 1 del RMA1, acimut 205, pulso 15. (a) Señal original. (b) Señal filtrada con filtro DWT.....	71
Figura 60. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT.....	73
Figura 61. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT.....	73
Figura 62. Producto Cambio de fase diferencial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT.....	73
Figura 63. Producto Velocidad radial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT.....	74
Figura 64. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del filtro DWT.....	76
Figura 65. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del filtro DWT.....	77
Figura 66. Varianza de todas las combinaciones de filtros Wavelet.....	79
Figura 67. Coeficiente de Variación de todas las combinaciones de filtros Wavelet.....	79
Figura 68. Datos N1 con interferencia simulada, RMA0, acimut 159.....	81
Figura 69. Datos N1 con interferencia simulada, acimut 205. Coeficientes de Aproximación hasta nivel 4.....	81
Figura 70. Datos N1 con interferencia simulada, acimut 205. Coeficientes de Detalle Vertical hasta nivel 4.....	82
Figura 71. Datos N1 con interferencia simulada, acimut 205. Coeficientes de Detalle Horizontal hasta nivel 4.....	82
Figura 72. Datos N1 con interferencia simulada, acimut 205. Coeficientes de Detalle Diagonal hasta nivel 4.....	83
Figura 73. Datos N1 con interferencia simulada filtrados DWT, RMA0, acimut 1595.....	83
Figura 74. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado DWT.....	84
Figura 75. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado DWT.....	84
Figura 76. Producto Cambio de Fase Diferencial a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado DWT.....	85
Figura 77. Producto Velocidad Radial a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado DWT.....	85
Figura 78. SNR de señal filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros DWT.....	87
Figura 79. RMSE de señal filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros DWT.....	88

Figura 80. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros DWT.....	89
Figura 81. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros DWT.....	90
Figura 82. SNR de todas las combinaciones de filtros Wavelet.....	92
Figura 83. RMSE de todas las combinaciones de filtros Wavelet.....	92
Figura 84. Varianza de todas las combinaciones de filtros Wavelet.....	93
Figura 85. Coeficiente de Variación de todas las combinaciones de filtros Wavelet.....	93
Figura 86. Diagrama en bloques del filtro basado en Medianas.....	95
Figura 87. Datos de nivel 1. Acimut 205.....	96
Figura 88. Datos N1 filtrados. Acimut 205.....	96
Figura 89. Datos de nivel 1 del RMA1, acimut 205, pulso 15. (a) Señal original. (b) Señal filtrada con filtro de Mediana.....	98
Figura 90. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Mediana.....	99
Figura 91. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Mediana.....	99
Figura 92. Producto Cambio de Fase Diferencial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Mediana.....	100
Figura 93. Producto Velocidad Radial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Mediana.....	100
Figura 94. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del Filtro de Mediana.....	102
Figura 95. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del Filtro de Mediana.....	103
Figura 96. Varianza de todas las combinaciones de filtros Mediana.....	104
Figura 97. Coeficiente de Variación de todas las combinaciones de filtros Mediana.....	105
Figura 98. Datos N1 con interferencia simulada, RMA0, acimut 159.....	107
Figura 99. Datos N1 con interferencia simulada filtrados con Mediana, RMA0, acimut 159.....	107
Figura 100. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado Mediana.....	108
Figura 101. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado Mediana.....	108
Figura 102. Producto Cambio de fase Diferencial a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado Mediana.....	108
Figura 103. Producto Velocidad Radial a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado Mediana.....	109
Figura 104. SNR de señal filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros de Mediana.....	110
Figura 105. RMSE de señal filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros de Mediana.....	111
Figura 106. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros de Mediana.....	112
Figura 107. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros de Mediana.....	113
Figura 108. Métricas de desempeño de todas las combinaciones de filtros Mediana aplicadas.....	115
Figura 109. Diagrama en bloques del filtro Adaptivo.....	118
Figura 110. Nivel de interferencia y umbrales de filtrado.....	119
Figura 111. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Adaptivo.....	120
Figura 112. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Adaptivo.....	120
Figura 113. Producto Cambio de Fase Diferencial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Adaptivo.....	120
Figura 114. Producto Velocidad Radial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Adaptivo.....	121

<i>Figura 115. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del Filtro de Mediana.</i>	121
<i>Figura 116. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del Filtro de Mediana.</i>	122
<i>Figura 117. Comparativa de Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT. (c) Filtrado Mediana. (d) Filtrado Adaptivo.</i>	124
<i>Figura 118. Comparativa de Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT. (c) Filtrado Mediana. (d) Filtrado Adaptivo.</i>	125
<i>Figura 119. Comparativa de Producto Cambio de fase diferencial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT. (c) Filtrado Mediana. (d) Filtrado Adaptivo.</i>	126
<i>Figura 120. Comparativa de Producto Velocidad radial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT. (c) Filtrado Mediana. (d) Filtrado Adaptivo.</i>	127

Índice de Tablas

<i>Tabla 1. Especificaciones técnicas de la serie de radares RMA.</i>	<i>17</i>
<i>Tabla 2. Métricas Filtros Wavelet.</i>	<i>78</i>
<i>Tabla 3. Métricas Filtros Wavelet.</i>	<i>91</i>
<i>Tabla 4. Tamaños de ventana utilizados.</i>	<i>101</i>
<i>Tabla 5. Métricas Filtros Mediana.</i>	<i>104</i>
<i>Tabla 6. Tamaños de ventana utilizados.</i>	<i>109</i>
<i>Tabla 7. Métricas Filtros Mediana.</i>	<i>114</i>

Esta página fue dejada intencionalmente en blanco.

1. Introducción

1.1. Planteamiento del Problema

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), durante la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones de 2003 (WRC-03), autorizó el uso de las bandas 5150-5350 MHz y 5470-5725 MHz a sistemas WLAN/RLAN (Wireless/Radio Local Area Networks) (WRC-03, 2003). La banda de 5GHz estaba previamente reservada para que operen radares meteorológicos, radares satelitales y radioperaciones marítimas, por lo que ahora, deberá ser compartida entre todos estos servicios.

Para que los sistemas WLAN/RLAN puedan convivir en la misma banda que los sistemas Radar y para evitar interferencias, los equipos de comunicaciones que operen en esta banda deben implementar un protocolo de Selección Dinámica de Frecuencia (DFS, por sus siglas en inglés). Este protocolo define un mecanismo por medio del cual, cuando un equipo de comunicaciones detecta una señal de radar en la frecuencia que está operando, debe cambiar de canal de operación por un determinado tiempo (ETSI, 2015).

La convivencia de radares y equipos de comunicaciones en la misma banda de frecuencias, no debería presentar inconvenientes, pero lo cierto es que a partir del despliegue de equipos de comunicaciones en esta banda, han aparecido serias interferencias en los radares meteorológicos a lo largo del mundo. Estas interferencias se dan principalmente por fallas en la definición del protocolo DFS y además porque no todos los equipos cumplen en la implementación del mismo (Brandao, Sydor, & Brett, 2005) (Joe, Scott, Sydor, Brandao, & et al, 2005) (Horváth & Varga, 2009) (Saltikoff, y otros, 2016).

Un problema típico se da en la reflectividad de la lluvia obtenida por el radar, ya que esta es usada luego para estimar tasa de precipitación. En los lugares donde aparecen estas interferencias se produce una sobrestimación de esta tasa, por lo tanto degradando la performance del radar para estimar este producto. En casos de interferencia severa, no solo se degrada la capacidad de obtener información relevante a partir de los productos, sino que la interferencia enmascara toda la señal recibida en la dirección acimutal que contiene interferencia. En estos casos resulta imposible identificar un fenómeno meteorológico (Saltikoff, y otros, 2016).

En el año 2011 Argentina puso en marcha el Sistema Nacional de Radares Meteorológicos (SiNaRaMe), un proyecto hidrometeorológico nacional cuyo objetivo es la integración, desarrollo y calibración de una red de radares meteorológicos. El proyecto se dividió en dos etapas. En la primera, se integraron los radares existentes en el país a una misma red, se desarrollaron los modernos radares meteorológicos RMA por parte de la empresa INVAP SE y se construyó el nuevo Centro de Operaciones de la red (COP) en la sede del Servicio Meteorológico Nacional (SMN). Actualmente el proyecto se encuentra en su segunda etapa, extendiendo la red con 10 radares RMA nuevos, los cuales están siendo instalados en sitios estratégicos para cubrir la mayor parte del territorio nacional (Rodríguez, y otros, 2017) (Bertoni, y otros, 2014) (INVAP, s.f.). Los radares RMA no son ajenos al problema mundial

de interferencia por parte de los dispositivos WLAN/RLAN. Este problema no ha sido resuelto completamente, por lo tanto, se buscan diferentes formas de mitigarlo desde diferentes puntos de vista tecnológicos: procesamiento de señales, procesamiento de imágenes, fusión de datos, protocolos de comunicación, etc.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

El objetivo general de este trabajo es estudiar las diferentes propuestas de mitigación de interferencias WLAN/RLAN existentes e implementar un algoritmo que permita mitigar las interferencias a partir de datos reales obtenidos del radar RMA-INVAP.

1.2.2. Objetivos Específicos

1. Investigar métodos actuales de mitigación de interferencias WLAN/RLAN en radares meteorológicos de banda C.
2. Estudiar funcionamiento y generación de datos de nivel 1 (datos crudos: señales en fase y cuadratura) y datos de nivel 2 (productos: reflectividad, velocidad, etc.) de radar RMA-INVAP.
3. Diseñar un algoritmo que permita identificar el nivel o grado de interferencia.
4. Diseñar e implementar diferentes técnicas de filtrado digital para la mitigación de interferencias a datos de radar RMA-INVAP.

1.3. Antecedentes

1.3.1. Características RMA

En este trabajo se utilizan datos de dos radares meteorológicos correspondientes a la serie RMA (Radar Meteorológico Argentino) desarrollados por INVAP SE para la Subsecretaría de Recursos Hídricos de la Nación Argentina en el marco del programa Sistema Nacional de Radares Meteorológicos (SINARAME) (Bertoni, y otros, 2014) (INVAP, s.f.) (Rodríguez, y otros, 2017).

El RMA0 está ubicado en las inmediaciones del aeropuerto de la ciudad de San Carlos de Bariloche, ciudad donde se encuentra la sede de la empresa que los fabrica INVAP SE. El RMA1 está ubicado en la ciudad de Córdoba en ciudad universitaria, un predio de la Universidad Nacional de Córdoba, y se muestra en la Figura 2.

Los Radares de la serie RMA son tipo Doppler, de doble polarización simultánea, y operan en banda C. Sus principales características se detallan en la Tabla 1 (Bertoni, y otros, 2014).

Subsistema	Característica
Tipo	Radar Meteorológico en banda C, Doble Polarización, Doppler
Frecuencia de operación	5450-5820 MHz
Ancho de pulso	0.4 a 3 μ s
Resolución	60m celda@ 0.4 μ s
PRF	300 a 2000 Hz
Rango máximo	480 Km
Rango operacional	240 Km
Filtro de clutter	>23 dB
Productos	DBZH a TH Factor de reflectividad horizontal
	VRAD Velocidad radial, WRAD Ancho espectral,
	ZDR Reflectividad diferencial
	PHIDP Desplazamiento de fase diferencial,
	KDP Fase diferencial específica,
	RHOHV Coeficiente de cross-correlación,
Mapa de Clutter	
Transmisor	Magnetron coaxial, modulador de estado sólido, potencia de pico de 350 kW
Receptor	Superheterodino, conversión dual, rango dinámico de 93 dB, -110dBm @ pulsos 3us y 3 dB figura de ruido
Dimensiones de antenas	4.45 m de diámetro, 182 Kg, reflector Opti-mat/carbono + Cobre Níquel
Ganancia de antena	~1° de ancho a 3 dB , 45 dB ganancia mínima @5635 MHz
Mecanismo de movimiento	Rango de elevación de -1° a 90°, velocidad de escaneo max de 6 rpm. de, funciones PPI y RHI, control manual
Radomo	Paneles sándwich geotalc, máxima velocidad de viento 240 Km/h

Tabla 1. Especificaciones técnicas de la serie de radares RMA.

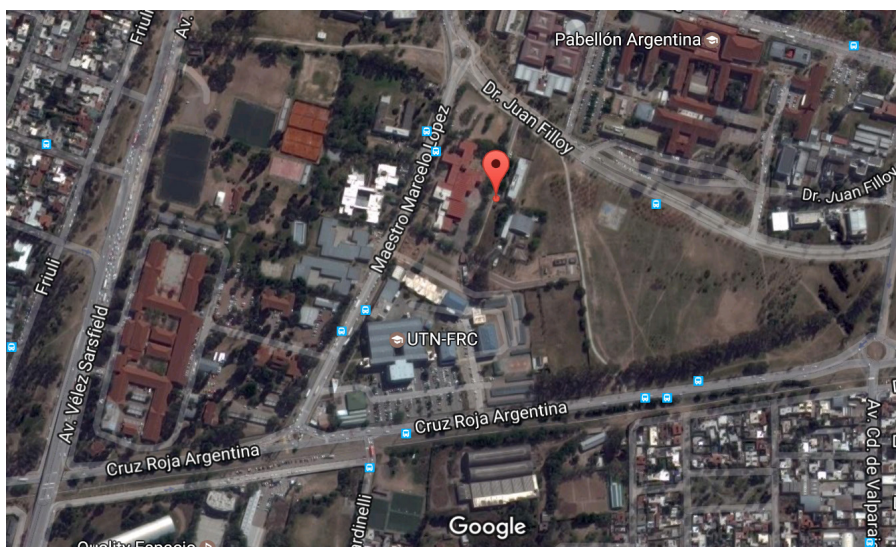


Figura 1. Ubicación Geográfica del RMA1 en ciudad de Córdoba.



Figura 2. Imagen del RMA1 en ciudad de Córdoba.

1.3.2. Métodos de Mitigación de interferencia WLAN/ RLAN

En esta sección se describen algunos de los trabajos realizados a lo largo del mundo para mitigar interferencias WLAN/RLAN en señales de radares meteorológicos.

1.3.2.1. Uso del protocolo 802.11

En (Horváth & Varga, 2009) los autores proponen utilizar un mecanismo de reserva de canal definido en el estándar IEEE 802.11 que permitiría operar el radar sin interferencias.

De las posibles soluciones estudiadas para atacar el problema de interferencia en radares meteorológicos, esta es la única que eliminaría la interferencia antes de que aparezca, a diferencia de las restantes que sólo mitigan los efectos.

Básicamente lo que propone este método es utilizar un mecanismo definido en el estándar 802.11 para retrasar en el tiempo la transmisión de datos en los dispositivos RLAN mientras el radar apunta en esa dirección. Esto puede lograrse enviando información a los equipos RLAN para asignar un lote de tiempo al radar. Para que esta asignación de canal no interfiera con el funcionamiento del radar, debe hacerse en el tiempo IDLE. La transmisión puede realizarse con la antena del propio radar apuntando en la misma dirección de éste o con una antena omnidireccional adicional.

El mecanismo utilizado es el de RTS/CTS definido en el estándar 802.11, detallado en (IEEE, 2012) y (van Nee, 2000), para prevenir el problema del nodo escondido. Este problema aparece cuando en un escenario de 3 dispositivos (A, B y C), A y C se encuentran en el rango de B, pero A y C no se encuentran dentro del alcance de ellos. Sin el mecanismo RTS/CTS, A podría

empezar una transmisión luego de monitorear el canal y no detectar portadora de otros terminales. Al no estar en el rango de A, C también monitorea el canal y al encontrarlo libre, decide transmitir. Luego, en B se produce la colisión, los mensajes se pierden y deben ser retransmitidos (Figura 3). Con el mecanismo de RTS/CTS, A decide transmitir y envía una trama RTS a todos los dispositivos a su alcance con información del tiempo que va a transmitir. B recibe la trama y responde con una trama CTS a todos los dispositivos dentro de su alcance. De esta forma, todos los dispositivos dentro del área de alcance de A y B dejarán de transmitir por el tiempo que se haya reservado el canal por parte del terminal A.

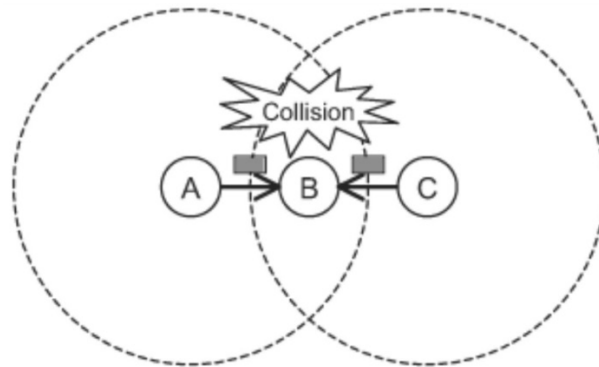


Figura 3. Nodo escondido.

Haciendo uso del mecanismo RTS/CTS se podría engañar a todos los dispositivos que están escuchando el canal, al enviar una trama CTS falsa simulando una respuesta a una trama RTS que nunca existió. Todos los dispositivos WLAN que se encuentren dentro del rango de alcance del dispositivo emisor de la trama CTS deberían dejar el canal libre por el período de tiempo definido en CTS. Para generar la trama falsa, se debe disponer de una placa Wireless 802.11 que permita inyección de paquetes directamente en el firmware del dispositivo, sin pasar por el stack de protocolos del sistema operativo. Si bien existen varias placas que cuentan con esta capacidad, la mayoría opera en la banda de 2.4 GHz cumpliendo con el estándar IEEE 802.11b/g. Es muy limitada la oferta de placas Wireless que cumplan con esta característica y que operen en la banda de 5.8 GHz, es decir que operen bajo alguno de los estándares IEEE 802.11a/n/ac.

No obstante, se decidió avanzar en el desarrollo de un software capaz de generar estas tramas y engañar dispositivos en el rango de cobertura. Se realizaron algunas pruebas con una placa operando en 2.4 GHz y se logró engañar equipos operando según 802.11g. Al generar las tramas CTS falsas, todos los equipos que se encontraban dentro del rango y en el mismo canal, dejaban de transmitir. Para el caso de 802.11n (opera tanto en 2.4 como en 5.8 GHz) los resultados no fueron satisfactorios, debido a que varios fabricantes de dispositivos WLAN implementan mecanismos de protección frente a ataques de denegación de servicio de este tipo en sus controladores. Debido a esto, se descartó esta alternativa y se avanzó en el área de filtros digitales.

1.3.2.2. Procesamiento de Señales

Otro método de mitigación, desarrollado en (Keränen, Rojas, & Nyberg, 2013) consiste en caracterizar la señal proveniente de los dispositivos WLAN/RLAN para luego identificarla y filtrarla. Los autores generaron un ensayo con dos dispositivos Wireless y capturaron la señal en un receptor de radar para estudiar la señal recibida.

Una señal proveniente de un dispositivo 802.11 modulada en OFDM se caracteriza por un espectro de frecuencias plano. OFDM utiliza una gran cantidad de canales paralelos de banda angosta (portadoras) para modular y las transmisiones se llevan a cabo generando ráfagas (bursts) de potencia variable en el tiempo de estas portadoras. A tasas de transmisión bajas, se pueden identificar estas ráfagas, mientras que a medida que se incrementa la tasa de transmisión las ráfagas se van tornando semi continuas.

Los autores detectan un patrón intrínseco en las tramas WLAN/RLAN cuando la tasa de transmisión entre los dispositivos es baja. Al graficar la señal en tiempo, puede verse que, en ausencia de reflexiones meteorológicas, la señal detectada es el piso de ruido, con la salvedad de algunos pulsos de gran amplitud que aparecen como picos en el receptor. Por otro lado, cuando la tasa de transmisión aumenta, la señal recibida corresponde casi en su totalidad a picos provenientes de la modulación de los dispositivos WLAN/RLAN y al piso de ruido en los momentos que no están transmitiendo. Estas interferencias en el receptor del radar son independientes de los parámetros del mismo.

Las propiedades estadísticas de los voltajes recibidos debido a las reflexiones meteorológicas y a ruido térmico son Gaussianas complejas, esto es así ya que debido a la aleatoriedad del tamaño de los meteoros y a la posición de estos, la señal recibida $Y(n)$ puede ser tratada como una variable aleatoria, con distribución gaussiana de media cero. La amplitud de la señal $|Y(n)|$ tiene una distribución Raleigh y $|Y(n)|^2$ que es proporcional a la potencia tiene distribución exponencial (Doviak & Zrnic, 2006).

El espectro de los ecos de precipitaciones depende de la velocidad radial de los reflectores y los ecos están fuertemente correlacionados en los canales ortogonales correspondientes a radares de doble polarización. El espectro plano del ruido térmico es no correlacionado entre canales. Por último, los autores señalan que no pudieron determinar una correlación entre el espectro OFDM recibido en las diferentes polarizaciones del radar.

Haciendo uso de las propiedades estadísticas de las señales recibidas, los autores reconocen las señales OFDM como desviaciones en distribuciones de Rayleigh. Para esto, aplican tests estadísticos para reconocer pulsos no correspondientes con la distribución Rayleigh y filtrarlos o reemplazarlos con una estimación o valor esperado de la señal considerando distribución de Rayleigh para modelos de precipitación y ruido Gaussiano. En la Figura 4 se muestra un PPI antes y después del filtrado obtenido en (Keränen, Rojas, & Nyberg, 2013).

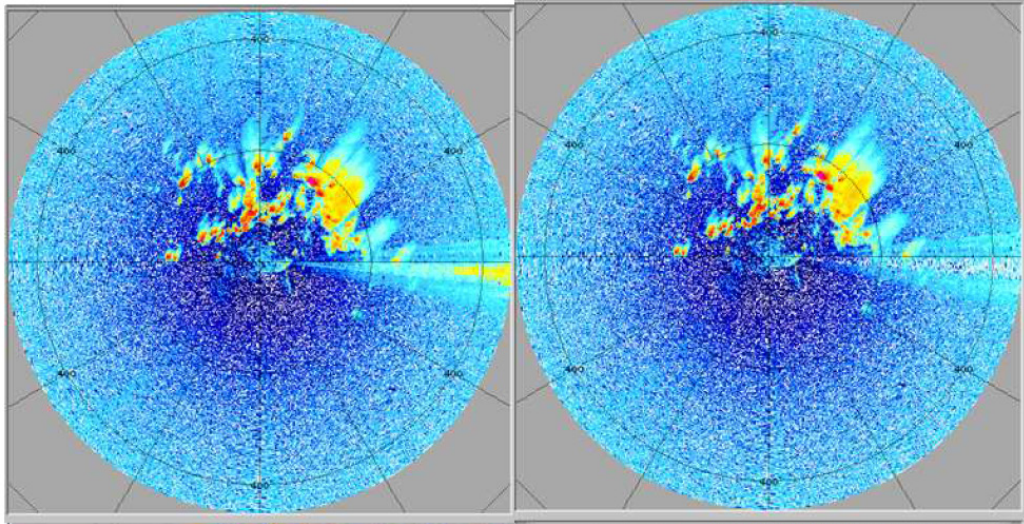


Figura 4. Resultados de filtrado de señal OFDM.

La solución propuesta en este trabajo también se basa en las características de la señal OFDM que interfiere al radar, pero el enfoque en el diseño del filtro no está basado en reconocer desviaciones en las propiedades estadísticas de la señal recibida.

1.3.2.3. Filtro Espectral y Lógica difusa

En (Rojas, Moisseev, Chandrasekar, & et al, 2012) los autores proponen un filtro espectral para radares polarimétricos. Se basan en procesamiento de imágenes, lógica difusa y el hecho de recibir la señal en dos polarizaciones. Haciendo uso de la reflectividad diferencial, fase diferencial y del coeficiente de correlación espectral, definen un filtro espectral capaz de mitigar interferencia RLAN/WLAN.

El método consiste en identificar firmas no meteorológicas del espectro calculado a partir de las series de tiempo de radares doble polarimétricos para luego poder filtrarlos. La identificación se lleva a cabo con un algoritmo de clasificación basado en lógica difusa. El algoritmo es capaz de identificar precipitación, clutter de superficie e interferencia RLAN. El método de clasificación se basa en texturas de imágenes y en la variación de la intensidad de los píxeles dentro de la imagen. La clasificación permite generar una máscara de precipitación, identificando las zonas en donde hay señales meteorológicas y utilizarla en el cálculo de los diferentes momentos espectrales de la señal. De los resultados mostrados en el trabajo se puede concluir que el algoritmo efectivamente mitiga en parte las interferencias RLAN, aunque parece fallar cuando el nivel de interferencia es severo.

El trabajo presentado en (Dufton & Collier, 2015) es similar al mencionado anteriormente, ya que utiliza lógica difusa para la clasificación de señales meteorológicas y no meteorológicas y luego eliminar estas últimas. Cabe destacar que no es aplicado a interferencia RLAN.

Dada la limitación de estos métodos cuando las interferencias son severas, no se avanzó en el desarrollo de una solución basada en estos trabajos.

1.3.2.4. Fusión de datos

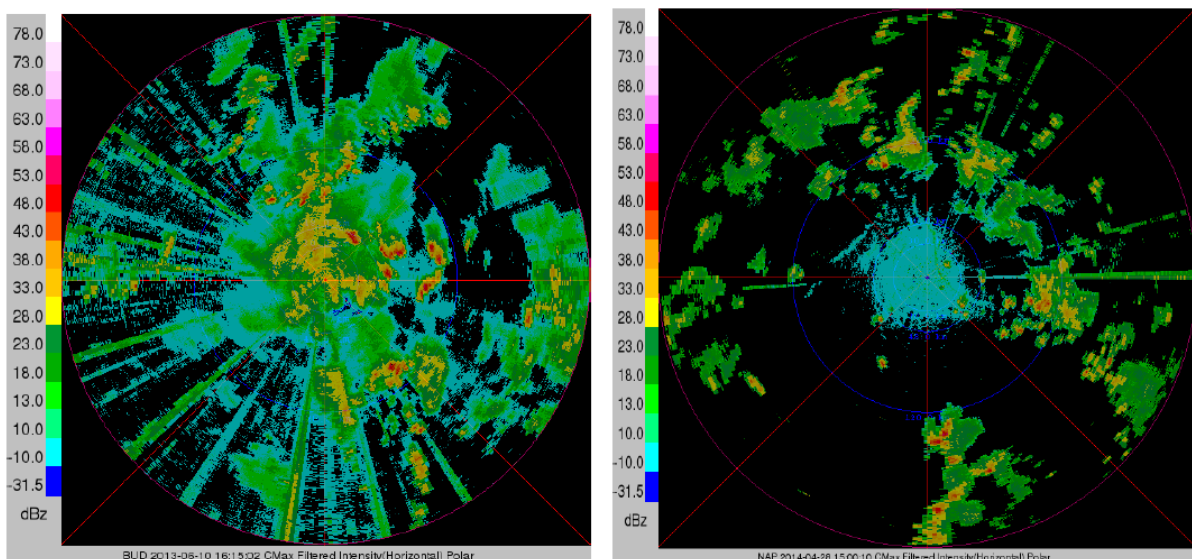
En (Ganster, y otros, 2014) los autores utilizan métodos de procesamiento de imágenes basados en análisis de texturas y operadores geométricos para identificar regiones que incluyan interferencias provenientes de distintas fuentes (clutter, aves, insectos, atmósfera turbulenta, etc.) como para identificar zonas con falta de información debido a un bloqueo del haz (zonas montañosas, shadowing, etc). Luego corrigen las imágenes utilizando información proveniente de Satélites Meteorológicos aplicando la técnica de fusión de datos.

La fusión de datos permite eliminar las interferencias y completar las zonas bloqueadas sin perder información meteorológica relevante, como puede ser el caso de un filtrado fuerte. Para llevar a cabo este método, los autores utilizan la información proporcionada por los Satélites *Meteosat Second Generation* disponibles en terreno Europeo y que brindan una resolución temporal de 15 minutos.

Se decidió descartar esta alternativa debido a la complejidad del método. Además, se prefirió avanzar en una solución en sitio, es decir, no depender de datos externos.

1.3.2.5. Interpolación

La solución presentada en (Steib & et al, 2014) se basa en la identificación, en las imágenes de los productos radar, de las interferencias producidas por dispositivos WLAN/RLAN para eliminarlas y completar esos valores mediante interpolación con los datos adyacentes. En una presentación típica de un producto radar meteorológico como puede ser un COLMAX¹, se identifican fácilmente las interferencias producidas por equipos de comunicaciones ya que estas aparecen en forma de rayos radiales cuyo grosor va en aumento a medida que se aleja del centro (Figura 5).



¹ COLMAX es una forma de visualizar los datos de reflectividad provistos por el radar, en el cual se muestran los máximos obtenidos en el barrido de todo el volumen de escaneo del radar.

Figura 5. COLMAX con Interferencias debido a dispositivos RLAN.

Se hace uso de distintos tipos de filtros, cada uno de ellos adaptado a las condiciones particulares de los diferentes radares que componen el sistema y de acuerdo al grado de interferencia recibida, se hace uso de varios de ellos en serie. En primer lugar se identifica en los productos Zdr o Velocidad Radial los rayos correspondientes a interferencias producidas por dispositivos RLAN. En caso de que las interferencias sean de pocos rayos (menos de 10), se aplica el filtro más sencillo que las elimina. Cuando las interferencias son mayores y constan de varios rayos, se identifican y se marcan para ser tratadas en el siguiente filtro en cascada. El filtro a continuación detecta los rayos marcados por el filtro anterior, los elimina e interpola linealmente con los valores adyacentes para no perder información de precipitaciones reales.

Si bien los resultados del trabajo parecen ser prometedores, cabe mencionar que realizar un filtro procesando las imágenes una vez obtenidos los productos de nivel 2 genera una severa pérdida de datos útiles. Este problema aumenta a medida que la interferencia se hace más severa, por lo que se descarta una solución basada en este método.

Esta página fue dejada intencionalmente en blanco.

2. Marco Teórico

2.1. Interferencia en Radares Meteorológicos

En la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones de 2003 de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), se autorizó el uso en las bandas 5.150-5.350 y 5.470-5.725 GHz a Sistemas de Acceso Inalámbrico (WAS, *Wireless Access System*) dentro de los cuales se encuentran los RLAN/WLAN, según las condiciones establecidas en la Resolución 229 (WRC-03, 2003). La resolución establece que el espectro deberá ser compartido con servicios de Radiodeterminación y Radiolocalización, entre los que se encuentran los radares meteorológicos de banda C. También se hace referencia a estudios que demuestran que el espectro podrá ser compartido si se aplican técnicas de mitigación de interferencias como ser la Selección Dinámica de Frecuencias (DFS, *Dynamic Frequency Selection*), definido en el estándar ETSI (ETSI, 2015).

El mecanismo DFS debe asegurar que el equipo RLAN/WLAN escanea el canal en búsqueda de señales radar antes de utilizarlo. Si se detecta una emisión de radar, el dispositivo debe abandonar el canal por una determinada cantidad de tiempo y buscar otro canal disponible.

Las implementaciones de DFS varían de acuerdo a cada fabricante y pueden diferir además según país y banda de frecuencia. Cuando se activa el mecanismo DFS, el equipo monitorea continuamente el espectro en búsqueda de señales con un patrón específico correspondiente a una emisión de radar. Cuando se detecta actividad de radar inmediatamente se detiene la transmisión en el canal y se busca un canal libre de estas emisiones. Si se detecta actividad de radar en un canal, los canales adyacentes tampoco deberán ser utilizados.

Los primeros casos de interferencia de equipos RLAN en radares meteorológicos de banda C datan de 2005 (Joe, Scott, Sydor, Brandao, & et al, 2005) (Brandao, Sydor, & Brett, 2005). La Figura 6 muestra lo perjudicial que puede resultar este tipo de interferencias en un radar meteorológico y sus aplicaciones.

Estudios subsiguientes (EUMETNET, 2008) confirmaron las fallas en la especificación del mecanismo DFS para detectar señales de radar y por lo tanto dejar los canales libres de interferencia. Las principales fallas en las primeras especificaciones de este mecanismo se resumen a continuación:

1. Posibilidad de deshabilitar DFS: Las primeras versiones del estándar ETSI EN 301 893 permitían al usuario deshabilitar la función. Deshabilitar DFS significa que el dispositivo puede operar en un canal con menos interferencia de equipos WLAN/RLAN en el área de cobertura ya que los dispositivos con DFS habilitado dejarán el canal libre al detectar emisiones radar. Los dispositivos WLAN/RLAN que eligen el canal de operación de forma automática, escanean periódicamente el espectro y se mueven al canal con menor interferencia y piso de ruido (en este caso sería el canal donde opera el radar). Esto llevó a que a partir de la versión v1.4.1 la funcionalidad no pueda ser controlada por el usuario y siempre esté activa en el dispositivo.

2. Ancho de pulso mínimo: El ancho de pulso mínimo del radar necesario para que los dispositivos con DFS puedan detectarlo es de $1\mu s$ (hasta v1.4.1), de $0.8\mu s$ (v1.5.1), y $0.5\mu s$ (hasta v2.0.7). Si el ancho de pulso está por debajo de los mínimos detectables, el dispositivo RLAN no detectará el radar y seguirá utilizando el canal.
3. PRF fija: Hasta la v1.4.1 (Julio 2010) DFS sólo era capaz de detectar PRF (*Pulse Repetition Frequency*) fija. Recién a partir de la versión 1.5.1 (enero 2013) se obliga a los dispositivos a detectar PRF fija, staggered e interleaved.
4. Channel Availability Check (CAC) es de solo 60 segundos (ETSI v1.2.3, v1.3.1, v1.4.1), y puede ser menor al periodo de rotación de la antenna. De ser así, una vez detectada la presencia de un radar, el dispositivo se mueve a otro canal libre de emisiones radar por 60 segundos. En ese tiempo, sigue monitoreando el canal que dejó libre y si no detecta emisiones radar, lo vuelve a marcar como canal libre de emisiones. Dependiendo de la estrategia que esté realizando el radar, este valor de CAC puede ser insuficiente, provocando que el dispositivo RLAN vuelva a utilizar el canal antes de que el radar haya emitido en esa dirección nuevamente. En ETSI v1.5.1 el CAC se incrementó a 10 minutos para la banda 5600-5650 MHz.
5. Se encuentran en el mercado muchos dispositivos que solo cumplen con versiones obsoletas de ETSI.

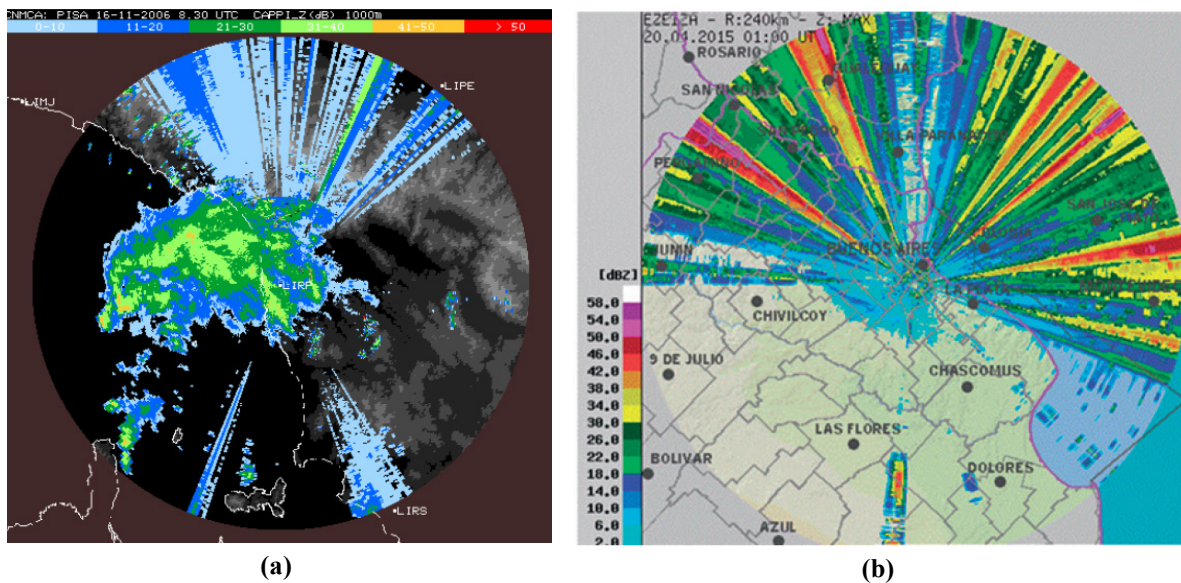


Figura 6. Interferencia de RLAN en Radar Meteorológico de banda C. (a) Imagen de (EUMETNET, 2008) (b) Radar del SMN en Ezeiza, Argentina.

2.2. Características de señal OFDM

Los dispositivos WLAN/RLAN que funcionan en la banda de 5 GHz por lo general cumplen con el estándar IEEE 802.11, ya sea en sus versiones *a*, *g* o *n*. Estos dispositivos utilizan Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) en conjunto con diferentes modulaciones digitales (QPSK, QAM, etc).

OFDM es una técnica de multiplexación y modulación multiportadora que permite incrementar la robustez frente a interferencia de banda angosta y fading. En un sistema de portadora simple, el fading o las interferencias pueden hacer fallar el link en su totalidad, mientras que en un sistema multiportadora, sólo un porcentaje de subportadoras se verán afectadas. En un sistema multiportadora por división en frecuencia, el ancho de banda del canal se divide en N subcanales no solapados, que pueden ser modulados de forma separada, mejorando las condiciones frente a la interferencia respecto de un sistema de portadora única. El problema con este método es el uso ineficiente del ancho de banda disponible. Para obtener la señal en el receptor, se utilizan filtros convencionales y demoduladores que permiten separar las subportadoras entre sí.

Para mejorar el uso del ancho de banda se utilizan subcanales solapados ortogonalmente, es decir, existe una relación matemática entre las frecuencias de las portadoras del sistema. Esto permite que las bandas laterales de las subportadoras se solapen y aun así puedan ser demoduladas en el receptor sin interferencia de portadora adyacente, mejorando de forma sustancial el aprovechamiento del ancho de banda (Figura 7). La Figura 8 muestra el espectro de tres subportadoras ortogonales en una señal OFDM. La separación en frecuencia entre portadoras, es igual a la velocidad de transmisión de cada una de ellas.

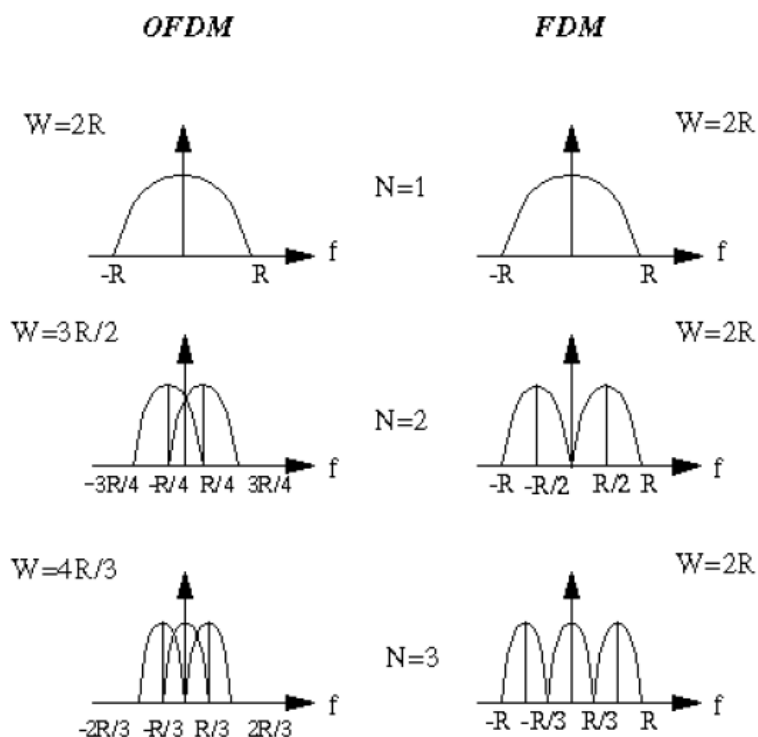


Figura 7. OFDM y FDM.

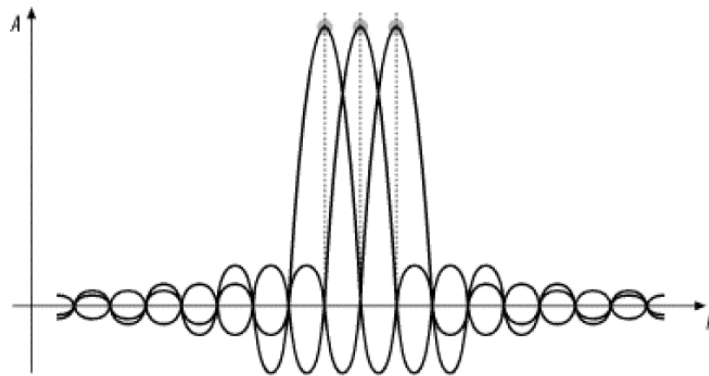


Figura 8. Espectro de señal OFDM.

De acuerdo a la versión de 802.11 (*a, b, g, n, ac*, etc), el ancho de banda de los canales variará entre 20, 40, 80 y 160 MHz. En la Figura 9 se muestra el espectro y la numeración de canales para cada una de las versiones de 802.11 que operan en la banda de 5 GHz. Se excluye el espectro de 2.4 GHz ya que no es de interés para este trabajo. También se detallan los canales que incluyen DFS y la porción de la banda que es compartida con radares meteorológicos.

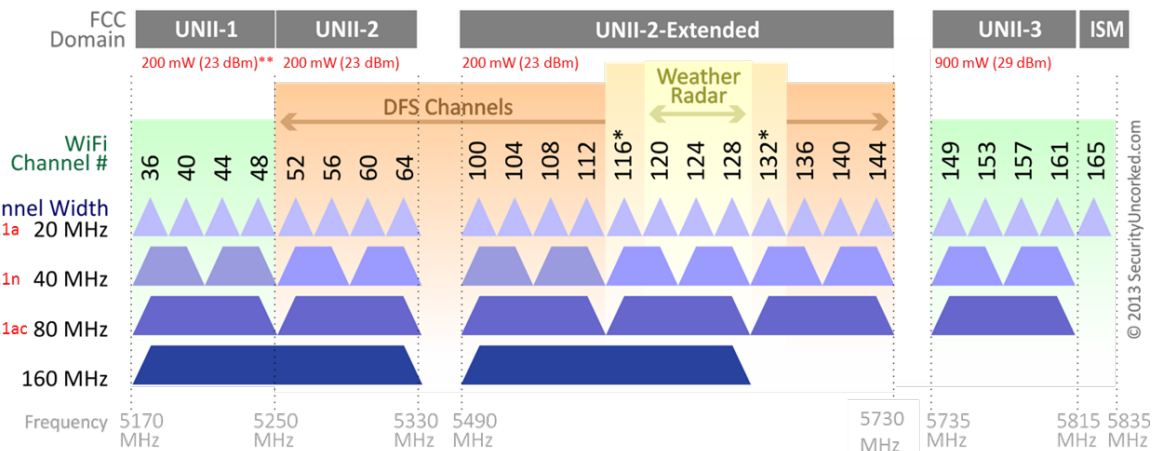


Figura 9. Espectro y asignación de canales en 802.11.

2.3. Radar Meteorológico

Una señal radar está compuesta por múltiples ecos provenientes de una gran cantidad de meteoros (lluvia, ceniza, polvo, nieve, granizo, insectos, etc.). El radar emite un pulso electromagnético y, luego de un periodo de tiempo igual a dos veces el tiempo de propagación desde el radar al volumen de meteoros, recibe los ecos provenientes de esos meteoros.

Esa información recibida en el radar, puede interpretarse para obtener diferentes productos de utilidad en meteorología. Algunos de ellos se detallan en la sección siguiente.

Los radares pulsados tienen diferentes intervalos de muestreo, de los cuales el muestreo en tiempo rápido y muestreo en tiempo lento serán los de mayor interés en este trabajo. Durante su operación el radar emite una serie pulsos periódicos. A este periodo se lo denomina Periodo de Repetición de Pulsos (PRI, *Pulse Repetition Interval*), y su inversa es la Frecuencia de Repetición de Pulsos (PRF, *Pulse Repetition Frequency*). Esto es lo que se denomina muestreo en tiempo lento. Por otro lado, por cada pulso periódico que se emite el radar muestrea la señal recibida a una frecuencia de muestreo F_s , la cual es superior a la PRF, y cuya inversa es el periodo de muestreo $T_s = 1/F_s$. Esto es lo que se denomina muestreo en tiempo rápido (Richards, McGraw-Hill Education).

Las muestras de la señal recibida por el radar pueden organizarse en una matriz de datos $Y(m, n)$ como se muestra en la Figura 10. Las filas representan los diferentes pulsos emitidos por el radar a su PRF y las columnas representan las muestras tomadas a F_s por cada uno de los pulsos emitidos.

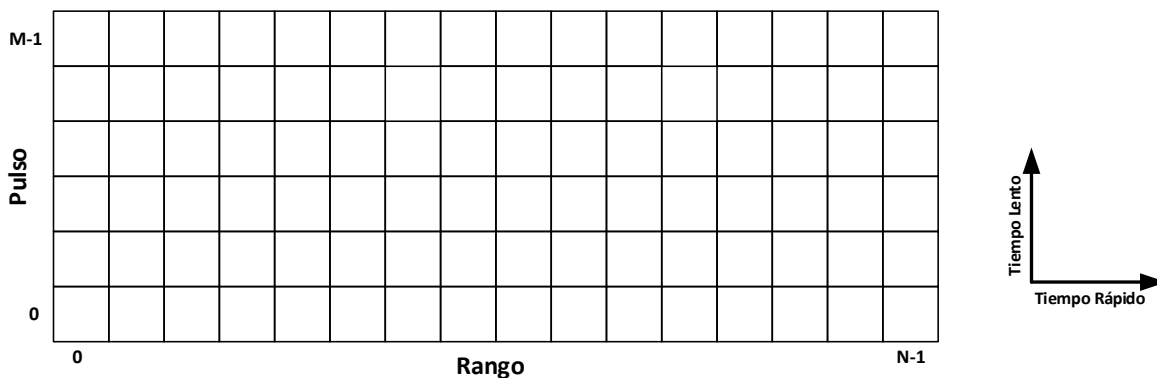


Figura 10. Matriz de datos.

Un radar Doppler o coherente es capaz de determinar la diferencia de fase entre las señales transmitidas y recibidas, lo cual le permite conocer la velocidad Doppler de las partículas que se encuentran en el volumen de resolución. Se muestra un diagrama en bloques de la arquitectura básica de un radar Doppler en la Figura 11 (Meischner, 2005).

Los radares Doppler deben contar con un receptor coherente, capaz de determinar la amplitud y fase de las señales recibidas. Por otro lado, también deben ser capaces de controlar o determinar la fase del pulso transmitido. El transmisor del radar RMA está basado en magnetrón, el cual no permite controlar la fase del pulso transmitido, por lo que se utiliza un esquema de pseudo-coherencia. En este tipo de sistemas se debe medir la fase del pulso transmitido por el magnetrón con respecto a la del oscilador local de gran estabilidad, comúnmente denominado STALO. Luego, se utilizará el mismo STALO como referencia para el receptor.

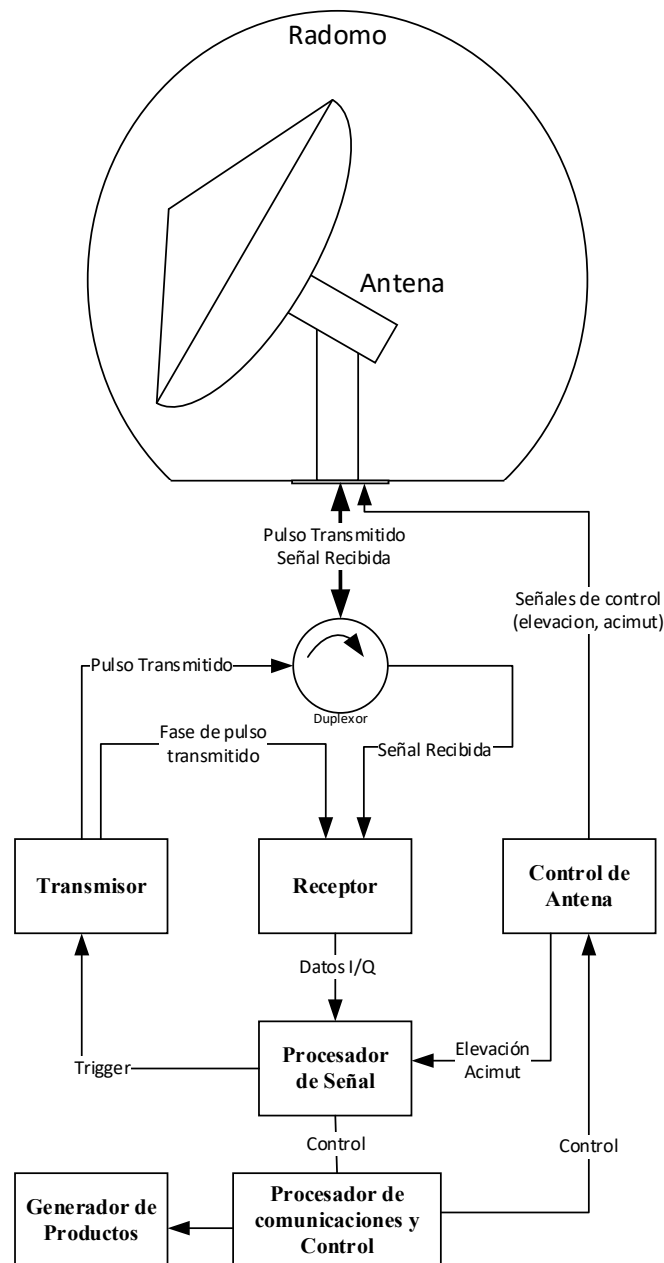


Figura 11. Arquitectura básica de un radar Doppler.

En la Figura 12 se muestra el proceso de transmisión y recepción en un radar Doppler tomado de (Meischner, 2005). La señal de RF es generada en el oscilador local estable STALO y alimenta tanto al excitador como a la etapa de recepción. La señal es modulada antes de ingresar en el transmisor, donde será amplificada y luego de pasar por el duplexor ingresa a la antena para ser transmitida al medio. Las ondas electromagnéticas que sean reflejadas en un meteoro, ingresan a la antena. Luego de pasar por el duplexor son amplificadas por un amplificador de bajo ruido (LNA, *Low Noise Amplifier*). La señal recibida después de ser amplificada se filtra e ingresa en la etapa de recepción, que comúnmente involucra una o más etapas de mezclado en frecuencia para llevarla a frecuencia intermedia. El mezclado en frecuencia se realiza con la señal de referencia proveniente del STALO. Los receptores coherentes dividen la señal en su componente en fase I (*In-phase*) y su componente en cuadratura Q (*Quadrature*), por lo que la potencia a partir de la señal recibida estará dada por:

$$P = \frac{I^2 + Q^2}{Z_L} \quad (2.1)$$

Donde Z_L es la impedancia de la línea. Por último, las señales en fase y cuadratura son digitalizadas por convertores analógico-digitales (ADC, *Analog - Digital Converter*) para su posterior procesamiento en el dominio digital.

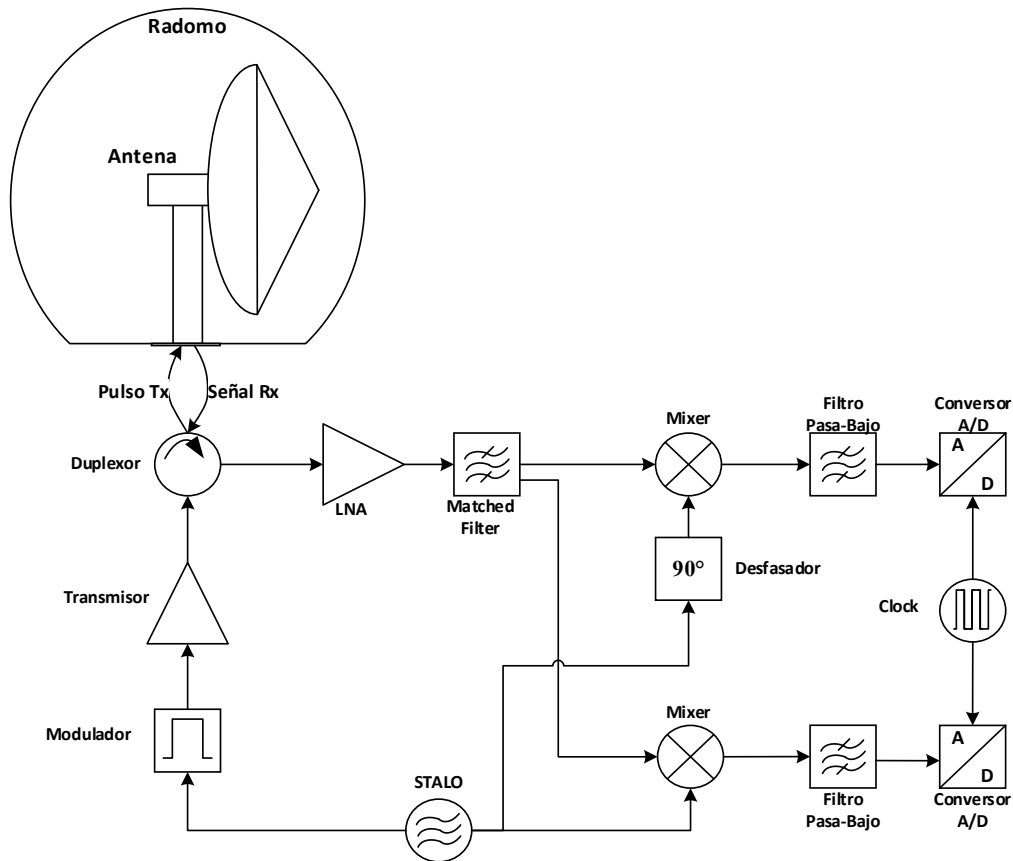


Figura 12. Flujo de señal (transmisión y recepción) en un Radar Doppler.

Los diagramas anteriores corresponden a radares Doppler de polarización simple mientras que el RMA es un radar de polarización doble simultánea. Sin embargo, los elementos básicos que componen el sistema son compartidos por ambos tipos de radar. Un radar polarimétrico proporciona información adicional para poder reconocer y clasificar diferentes tipos de precipitaciones como ser lluvia, granizo, nieve; así como también permite mejorar las estimaciones de precipitación (Bringi & Chandrasekar, 2001) (Meischner, 2005). El radar RMA transmite y recibe la señal en polarización vertical y horizontal de manera simultánea y luego procesa en paralelo las señales recibidas en ambas polarizaciones.

2.3.1. Niveles de datos

2.3.1.1. Datos de Nivel 1

En un radar Doppler, la señal recibida y convertida a banda base o frecuencia intermedia cuenta con dos componentes, en fase (I) y en cuadratura (Q), como se describió en la sección anterior. Esta señal en banda base es muestreada en tiempo rápido a una frecuencia F_s para obtener una matriz de muestras complejas $Y(m, n)$ de tamaño $M \times N$ (número de pulsos x número de muestras en rango) como se detalla a continuación:

$$Y(m, n) = I(m, n) + jQ(m, n) \quad (2.2)$$

donde j es la unidad imaginaria.

Si el radar es polarimétrico, se tendrá una matriz de muestras para el canal vertical y una matriz de datos para el canal horizontal:

$$Y_H(m, n) = I_H(m, n) + jQ_H(m, n) \quad (2.3)$$

$$Y_V(m, n) = I_V(m, n) + jQ_V(m, n) \quad (2.4)$$

A estos datos se los conoce como de nivel 1 o datos crudos ya que aún no han sido procesados para extraerles información meteorológica. De aquí en más llamamos $H(m) = Y_H(m, n = \text{fijo})$ y $V(m) = Y_V(m, n = \text{fijo})$.

2.3.1.2. Datos de Nivel 2 (L2)

Los datos de nivel 1 se procesan en una unidad de procesamiento para obtener diferentes productos radar, los cuales tienen significado físico y serán útiles para las aplicaciones meteorológicas.

2.4. Productos Radar

A continuación, se hará una breve descripción de los principales productos de un radar Doppler polarimétrico.

De la matriz de muestras $Y(m, n)$, descrita en la sección 2.1, y ecuación (2.1) puede obtenerse la potencia promedio recibida cómo:

$$\hat{P} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} P(m) \quad (2.5)$$

2.4.1. Reflectividad

La reflectividad Z de un meteoro (lluvia, nieve, granizo, etc.), indica tamaño y concentración del meteoro y se estima a partir de la potencia de la señal recibida. Con ella se puede calcular la tasa de precipitación.

$$P(r) = \frac{\pi^3 P_T G^2 G_R \Theta^2 c \tau |K|^2 Z}{2^{10} \ln(2) \lambda^2 r^2 L_{atm}^2 L_{MF}} \quad (2.6)$$

Donde:

P_T	Potencia pico de transmisión
G	Ganancia de Antena
G_R	Ganancia de Recepción
Θ	Ancho de haz de antena a 3dB
$ K ^2$	Constante: 0,93 para lluvia o 0,2 para hielo y nieve
L_{atm}	Atenuación atmosférica
L_{MF}	Perdidas en el Matched Filter

La ecuación (2.6) puede reordenarse para obtener la reflectividad (Z) como:

$$Z = \frac{2^{10} \ln(2) c}{\pi^3 |K|^2} \cdot \frac{1}{f^2 P_T \tau} \cdot \frac{1}{G^2 \Theta^2} \cdot \frac{L_{MF}}{G_R} \cdot r^2 \cdot L_{atm}^2 \cdot P_R \quad (2.7)$$

Dado el extenso rango dinámico en las observaciones de reflectividad se suele utilizar Z en unidades logarítmicas.

$$dBZ = 10 \log[Z] \quad (2.8)$$

2.4.2. Reflectividad Diferencial

La Reflectividad diferencial Z_{DR} es una variable propia de radares polarimétricos que relaciona la potencia recibida en polarización horizontal y la recibida en polarización vertical. Esta relación permite determinar la forma del meteoro como se muestra en la Figura 13. De acuerdo a los valores obtenidos, las gotas pueden clasificarse en:

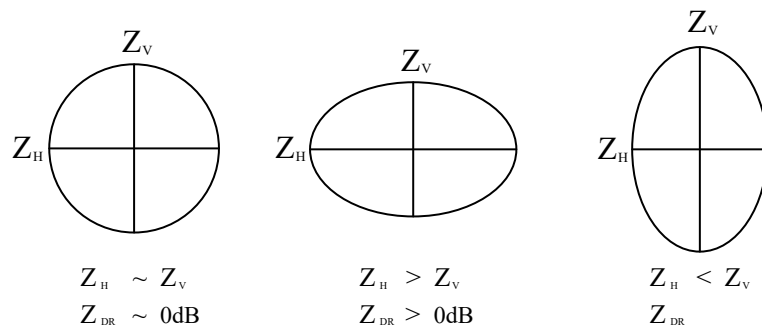


Figura 13. Valores de Z_{DR}

1. Esférica: La potencia recibida en ambas polarizaciones es similar, por lo que Z_{DR} será cercano a cero.
2. Achatada: La potencia recibida en polarización horizontal será mayor que en polarización vertical, por lo que Z_{DR} será positivo.
3. Alargada: La potencia recibida en polarización horizontal será menor que en polarización vertical, por lo que Z_{DR} será negativo.

$$S_h = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |H(m)|^2 \quad (2.9)$$

$$S_v = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |V(m)|^2 \quad (2.10)$$

$$Z_{DR} = 10 \cdot \log \left(\frac{S_h}{S_v} \right) \quad (2.11)$$

2.4.3. Cambio de Fase Diferencial

El cambio de fase diferencial ϕ_{DP} es una medida de la orientación de las partículas en un volumen del haz. Se determina a partir de la diferencia de fase entre los canales V y H. Esta variable es acumulativa a lo largo del rango. La aplicación más importante es detectar áreas de lluvias intensas ya sea sola o mezclada con hielo.

$$\phi_{DP} = \arg \left[\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M V(m) H(m)^* \right] \quad (2.12)$$

2.4.4. Cambio de Fase Diferencial Específico

La fase diferencial específica K_{DP} se define como la diferencia de propagación entre las ondas polarizadas horizontal y verticalmente. El medio por el que se propagan las ondas no produce el mismo desplazamiento en las fases horizontal y vertical debido a su forma y concentración. Se determina a partir de la derivada de ϕ_{DP} respecto del rango:

$$K_{DP} = \frac{1}{2} \frac{d}{dR} \phi_{DP} \quad (2.13)$$

2.4.5. Velocidad

La velocidad radial se obtiene por el efecto Doppler que aparece en la señal recibida debido el movimiento relativo entre el meteoro y el radar. Este efecto se observa para cada rango en la frecuencia de las señales recibidas en tiempo lento.

$$\bar{v} = \frac{\sum_{k=1}^M V(k) \cdot |X(k)|^2}{\sum_{k=1}^M |X(k)|^2} \quad (2.14)$$

$X(k)$ es la transformada discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) de $Y(m, n = \text{fijo})$ y $V(k) = \frac{\lambda k}{2 M T_s}$.

2.4.6. Coeficiente de Correlación

El coeficiente de correlación, ρ_{HV} o RHO, da una medida de cuan similares son las señales recibidas de los pulsos de los canales H y V (Horizontal y Vertical) a un rango dado. Se la utiliza para diferenciar la naturaleza de los ecos, meteorológicos o no meteorológicos, diferenciar lluvia de nieve e identificar formas de hidrometeoros irregulares, etc.

$$\rho_{HV} = \frac{|C_{HV}|}{\left[\frac{1}{M} \sum_{m=0}^M |H[m]|^2 \cdot \frac{1}{M} \sum_{m=0}^M |V[m]|^2 \right]^{1/2}} \quad (2.15)$$

Donde C_{HV} es correlación cruzada del retraso (lag) 0.

$$C_{HV} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^M H[m] \cdot V^*[m] \quad (2.16)$$

Este producto mide el cambio temporal de las formas y orientación de las partículas que conforman un meteoro. Si la forma, orientación y distribución de las partículas no cambian pulso a pulso, $\rho_{HV} = 1$.

2.5. Filtros digitales

En esta sección se presenta una descripción de la teoría de filtros digitales que sirve de base para el desarrollo de los filtros propuestos en el capítulo siguiente.

Un filtro es un operador lineal invariante en el tiempo que actúa sobre el vector de entrada x . El vector de salida y es el resultado de la convolución de x con un vector fijo h . El vector h contiene los coeficientes del filtro $h(0), h(1), h(2), \dots, h(n)$ con tiempos discretos $t = nT$. El periodo de muestra T se asume igual a 1. La salida $y(n)$ esta dada por:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) x(n-k) = h(n) * x(n) \quad (2.17)$$

donde N es el número de coeficientes del filtro y $*$ el operador convolución.

Una entrada que tiene especial importancia es el impulso unitario en tiempo cero $\delta = (\dots, 0, 1, 0, \dots)$. Una propiedad del impulso unitario es:

$$\delta_{n,k} = \delta(n-k) = \begin{cases} 1, & n \neq k \\ 0, & n = k \end{cases} \quad (2.18)$$

La salida del sistema, cuando se aplica δ a la entrada, se denomina respuesta al impulso y se define como:

$$y(n) = \sum_k h(k) \delta(n-k) = h(n) \quad (2.19)$$

2.5.1. Banco de filtros

Un banco de filtros es un conjunto de filtros que separan la señal de entrada en bandas de frecuencia. Cuando la combinación de los filtros del banco cubre todo el espectro de frecuencia analizado se dice que los filtros son complementarios. Un banco de filtros simple consiste en un filtro pasa bajos y un filtro pasa altos, los dos con frecuencia de corte a la mitad del ancho de banda. Si a una señal se le aplica este banco de filtros, se tiene como resultado dos nuevas señales, una con las frecuencias bajas de la señal y la otra con las frecuencias altas de la señal. Cada una de estas señales tiene la misma cantidad de muestras que la entrada, por lo que a la salida se obtiene el doble de muestras que a la entrada. En la Figura 14 se muestra un diagrama en bloques.

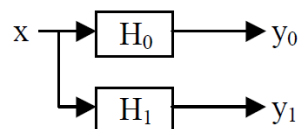


Figura 14. Banco de Filtros complementarios.

El ancho de banda de y_0, y_1 es la mitad del ancho de banda de la señal original, ya que la otra mitad fue removida por el filtro correspondiente. Entonces, por el teorema de muestreo, estas señales pueden ser representadas por la mitad de sus muestras. Para lograr esto, se utilizan decimadores, los cuales reducen el tamaño de la señal a la mitad representando el mismo intervalo de tiempo que la señal original. Esta operación se denomina submuestreo y se representa como $\downarrow 2$.

Se pueden construir bancos de filtros que separen la señal en más de dos bandas de frecuencias, insertando filtros pasa banda que se complementen con el filtro pasa bajos y pasa altos.

También es posible separar en más bandas de frecuencias la señal, utilizando solamente el filtro pasa bajo y el pasa alto antes mencionados. Para esto, se vuelve a aplicar el banco de filtros a las salidas y_0, y_1 obteniendo dos señales por cada salida del primer banco de filtros.

En la Figura 15 se muestra el diagrama en bloques de un banco de filtros con 4 bandas de frecuencias de salida.

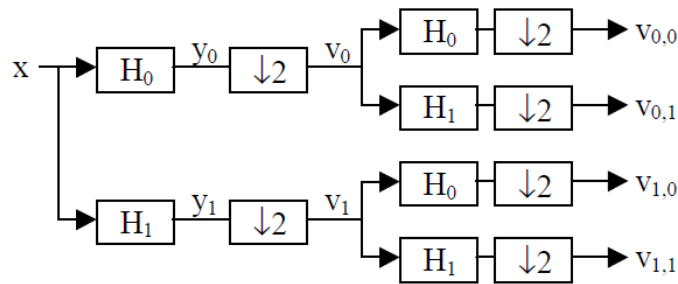


Figura 15. Diagrama en Bloques de un Banco de filtros con 4 Frecuencias de salida.

Este tipo de banco de filtros trabaja en etapas sucesivas. El número de filtros por etapa se denomina canal. En general, cuando se utilizan M filtros por canal se denomina banco de filtros de M -canales y se puede submuestrear tomando la M -ésima muestra de la señal de salida $\downarrow M$. En este trabajo se utilizan bancos de filtros de 2 canales.

2.5.2. Reconstrucción perfecta

Bajo ciertas condiciones, un banco de filtros es reversible, es decir, se puede obtener la señal original a partir de las señales separadas en bandas de frecuencia.

La reconstrucción perfecta dependerá de los filtros. Para reconstruir primero se debe sobremuestrear (*upsample*) la señal que antes fue submuestreada (*downsample*). Una forma de realizar esto es insertando ceros entre muestras sucesivas. Nótese que cuando se sobremuestra, se insertan ceros, por lo tanto la señal obtenida no será la misma que se tenía antes de submuestrear. Para que esto suceda se introducen dos filtros F_0 y F_1 que suavizan la señal, denominados filtros de síntesis o reconstrucción. La señal original se obtiene de sumar las salidas de los filtros de síntesis. En la Figura 16 se muestra un diagrama en bloques:

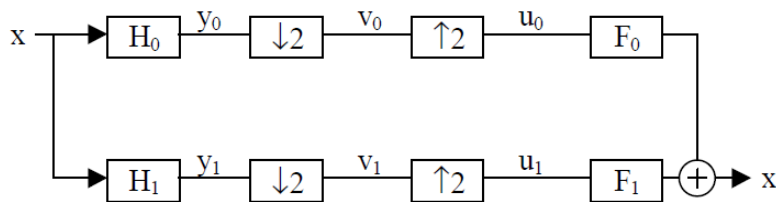


Figura 16. Diagrama en Bloques de la Reconstrucción Perfecta

Los filtros discretos no tienen un corte ideal, por lo que la respuesta en frecuencia de los filtros pasa bajo y pasa altos se solapan. El filtro pasa bajo deja pasar componentes de frecuencias altas y viceversa como se ven en la Figura 17. Esto produce *aliasing* cuando se submuestra. La solución es diseñar los filtros de síntesis o reconstrucción de tal manera que cancelen el *aliasing* introducido por los filtros de análisis.

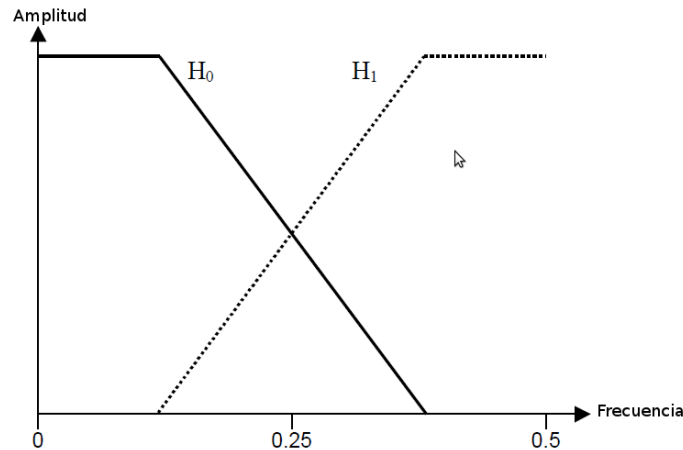


Figura 17. Respuesta en Frecuencia de los Filtros Pasa Bajo y Pasa Alto

2.6. Transformada Wavelet

A continuación, se hará una introducción a la teoría de Wavelets. El objetivo es presentar algunos de los aspectos más importantes de esta transformada y cómo aplicarlos al análisis de señales radar. También se hará una breve comparación con el análisis de Fourier para explicar por qué en este caso no resulta adecuado hacer uso de esta herramienta.

El análisis Wavelet está motivado en parte por la necesidad de analizar señales cuya frecuencia varía durante la duración de la señal.

La Transformada de Fourier es ampliamente utilizada en el procesamiento y análisis de señales con resultados satisfactorios en los casos en que estas señales son periódicas y lo suficientemente regulares, pero no resulta conveniente para el análisis de señales no estacionarias o señales cuyo espectro varía con el tiempo.

Las funciones de la base de Fourier (seno, coseno o exponenciales complejas) son funciones ortonormales de duración infinita en el tiempo, pero con comportamiento local en frecuencia. Por esto, la transformada de Fourier es capaz de determinar la presencia de una determinada frecuencia, pero no otorga información alguna de la evolución en el tiempo de las características espectrales de la señal. Debido a esto, muchos aspectos temporales de la señal, tales como el comienzo, el fin de una señal finita y el instante de aparición de singularidades en una señal transitoria, no pueden ser analizados adecuadamente.

Existe una adaptación de esta transformada, denominada Transformada de Fourier de Tiempo Corto (STFT, *Short Time Fourier Transform*) que consiste en realizar el análisis de Fourier pero multiplicando la señal por una ventana deslizante en el tiempo. La STFT divide una señal no estacionaria en fragmentos, donde la señal se considera estacionaria. Las ventanas tienen un ancho específico, distinta de cero solo en un intervalo finito. Un ejemplo es la ventana Gaussiana que se describe con la siguiente ecuación:

$$\omega(t) = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} e^{-\alpha t^2} \quad (2.20)$$

La función Gaussiana está centrada en $t = 0$, con una duración que depende del valor de α . Variando la ubicación de la ventana con el parámetro τ , se obtiene:

$$\omega(t - \tau) = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} e^{-\alpha(t - \tau)^2} \quad (2.21)$$

que centra la ventana alrededor de τ . Multiplicando una señal por $\omega(t - \tau)$ se selecciona una porción de la señal centrada en τ . Al aplicar la Transformada de Fourier a estos segmentos “ventaneados” para diferentes valores de τ , se obtiene la STFT.

Matemáticamente, esto es:

$$F(\omega, \tau) = \int f(t) \omega(t - \tau) e^{-j\omega t} dt \quad (2.22)$$

La STFT mapea una función de una variable en una función de dos variables. La Figura 18 muestra una representación esquemática de la STFT y su representación tiempo-frecuencia-amplitud.

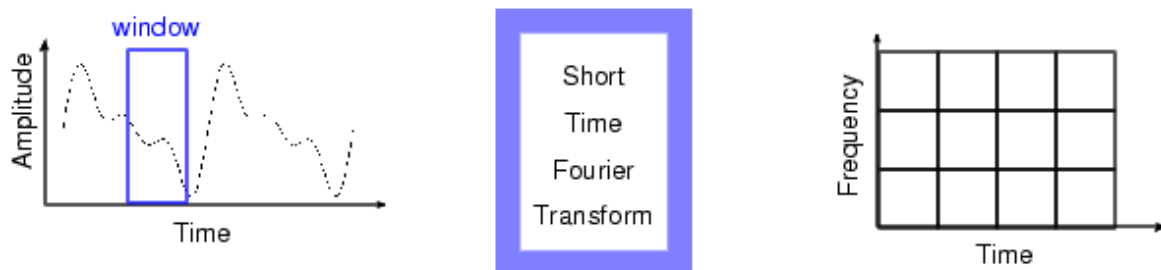


Figura 18. Representación gráfica de STFT

El resultado de la Transformada se puede representar en un gráfico de tres dimensiones (tiempo, frecuencia y amplitud), donde se podrá observar picos correspondientes a las componentes de frecuencia de la señal original, ubicados en los intervalos de tiempo que ocurrieron.

Esta transformada tiene una limitación que viene dada por el principio de incertidumbre de Heisenberg (Mallat, 1998), el cual establece que no es posible determinar una representación tiempo-frecuencia exacta de la señal, sino tan sólo los intervalos de tiempo en los cuales existen determinadas bandas de frecuencia, hecho por el cual surge un problema de resolución (Mallat, 1998). Esto se manifiesta cuando se cambia el tamaño de la ventana de análisis. La selección de la ventana a utilizar depende exclusivamente de la aplicación, dependiendo de la resolución deseada en tiempo y en frecuencia: si se emplea una ventana estrecha, se obtiene una buena resolución en el tiempo y una pobre resolución en el dominio de la frecuencia, mientras que si se utiliza una ventana ancha, sucede lo contrario.

La Transformada Wavelet (WT, *Wavelet Transform*) es una alternativa a la STFT para el análisis de señales. En particular, la WT es muy utilizada para el análisis de señales no estacionarias. La principal diferencia es que en vez de utilizar funciones base de duración infinita ventaneadas, WT utiliza funciones base de duración finita denominadas Wavelets. Mediante dilataciones o contracciones y a su vez, traslaciones en tiempo de estas Wavelets, este análisis permite extraer información valiosa de señales no estacionarias.

El análisis de Fourier, y en particular los filtros basados en la transformada de Fourier, no resultan adecuados en el marco de este trabajo, ya que la interferencia que afecta a los radares, se encuentra en la misma banda de operación del radar.

2.6.1. Transformada Wavelet Continua

Una base es un conjunto de funciones linealmente independiente que puede ser utilizada para representar cualquier función admitida en el tiempo, mediante combinación lineal de éstas.

Las Wavelets $\psi_{a,s}(t)$ son funciones base en tiempo continuo. Una característica especial de las bases de Wavelet es que todas las funciones $\psi_{a,s}(t)$ son versiones dilatadas y trasladadas de una Wavelet madre $\psi(t)$ de duración finita. Se normaliza con \sqrt{a} para preservar la energía en el dominio de Wavelet (Daubechies, 1992).

$$\psi_{a,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-s}{a}\right) \quad (2.23)$$

La transformada continua de Wavelet de una función $f(t)$ se define como

$$W_f(a,s) = \int f(t) \psi_{a,s}^*(t) dt \quad (2.24)$$

donde $\psi_{a,s}^*$ es el complejo conjugado de $\psi_{a,s}$. Esta ecuación mide la similitud entre la señal y las funciones base. El análisis resulta en un conjunto de coeficientes de Wavelet que indican que tan parecida es una señal al conjunto de funciones base determinado.

Para reconstruir la señal original se aplica la Transformada Continua Inversa de Wavelet definida como:

$$f(t) = \frac{1}{C} \iint W_f(a,s) \psi_{a,s}^*(t) \frac{da ds}{a^2} \quad (2.25)$$

con:

$$C = 2\pi \int \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega \quad (2.26)$$

donde $\hat{\psi}$ denota la Transformada de Fourier de ψ . Se puede ver que la inversa de CWT solo existe si la constante C existe. Esto se puede garantizar cuando la integral de ψ es cero (Daubechies, 1992). Sin embargo, la CWT no es práctica porque requiere mucha capacidad de procesamiento, lo que da lugar a soluciones discretas.

2.6.2. Transformada Discreta de Wavelet

La Transformada Discreta de Wavelet (DWT, Discrete Wavelet Transform) se considera una discretización de la Transformada Continua de Wavelet en el plano (a,s) . Esta discretización

permite obtener soluciones numéricas basadas en sumas en vez de integrales (Van Fleet, 2008) (Strang & Nguyen, 1996).

Existen muchas posibilidades para discretizar la CWT pero en este trabajo se utilizará una discretización binaria llamada Transformada Discreta de Wavelet diádica, la cual utiliza potencias de 2 para las dilataciones y traslaciones. De acuerdo con esto, las funciones Wavelet quedan definidas por:

$$\psi_{j,k} = 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \quad (2.27)$$

Los coeficientes $b_{j,k}$ de la Transformada Discreta de Wavelet se calculan como:

$$b_{j,k} = \int f(t) \psi_{j,k}(t) dt \quad (2.28)$$

Y la Transformada Discreta Inversa de Wavelet se obtiene como la suma ponderada por los coeficientes $b_{j,k}$ de las Wavelets dilatadas y trasladadas.

$$f(t) = \sum_{j,k} b_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (2.29)$$

2.6.3. Funciones Wavelet

Las Wavelets son funciones en tiempo continuo que tienen ciertas propiedades especiales. Estas funciones tienden a desaparecer hacia $-\infty$ y $+\infty$, es decir que las Wavelets son ondas localizadas. También pueden tener soporte compacto, propiedad muy útil en algunos casos, pero no necesaria. Otra propiedad establece que la integral sobre todo el intervalo de tiempo sea cero o que su valor medio sea cero. Por lo tanto, la Wavelet tiene que tener al menos un cambio de signo, haciendo parecer su forma a una pequeña onda.

Generalmente las Wavelets se diseñan para tener ciertas propiedades específicas que las hacen muy útiles en el procesamiento de señales.

Las Wavelets pueden ser utilizadas como una herramienta matemática para extraer información de distintos tipos de señales (audio, imágenes, video, radar, etc.). Por lo general, se necesita un conjunto de Wavelets para analizar una señal completamente. Un conjunto de Wavelets complementarias permitirá descomponer una señal de forma tal que el procedimiento sea matemáticamente reversible. Por esto, los conjuntos de Wavelets complementarias son útiles en aplicaciones de compresión-descompresión de señales, eliminación de ruido, etc.

Existen varias familias de Wavelets muy utilizadas. A continuación se hace una breve reseña de algunas de las más importantes (Misiti, Misiti, Oppenheim, & Poggi, 2015).

2.6.3.1. Haar

Es la primer Wavelet conocida y la más simple, fue propuesta en 1909 por Alfréd Haar². La Wavelet de Haar se asemeja a una función escalón, es discontinua, por lo que no es derivable. Esta propiedad si bien es un impedimento técnico en algunos casos de análisis, es de suma utilidad para trabajar con señales con transiciones repentinas y señales digitales. En la Figura 19 se muestra la Wavelet de Haar.

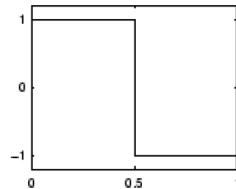


Figura 19. Wavelet de Haar.

2.6.3.2. Daubechies

Ingrid Daubechies³ es una de las grandes investigadoras en el campo de Wavelet y ella fue quien inventó las Wavelets ortonormales de soporte compacto, lo que hizo posible el análisis discreto de Wavelet.

La familia de Wavelet de Daubechies se escribe como dbN , donde N es el orden de la Wavelet. En la Figura 20 se muestran algunas Wavelets de Daubechies.

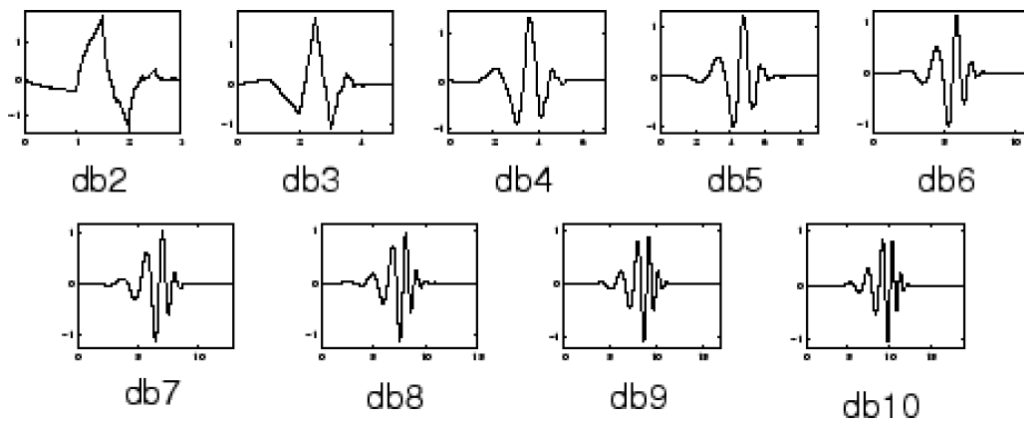


Figura 20. Wavelet de Daubechies.

² Alfréd Haar (1885-1933): Matemático Húngaro doctorado en la Universidad de Göttingen, Alemania. Reconocido por su trabajo en la Teoría de Grupos, donde introdujo una métrica conocida hoy en día como “Medida de Haar”

³ Ingrid Daubechies (1954): Física y Matemática belga, reconocida por su labor en el área de las Wavelet.

2.6.3.3. Biortogonal

Esta familia de Wavelets tiene la propiedad de tener fase lineal, es muy útil para reconstruir señales e imágenes. Se utilizan dos Wavelets, una para descomposición y otra para reconstrucción, obteniéndose con esto propiedades interesantes.

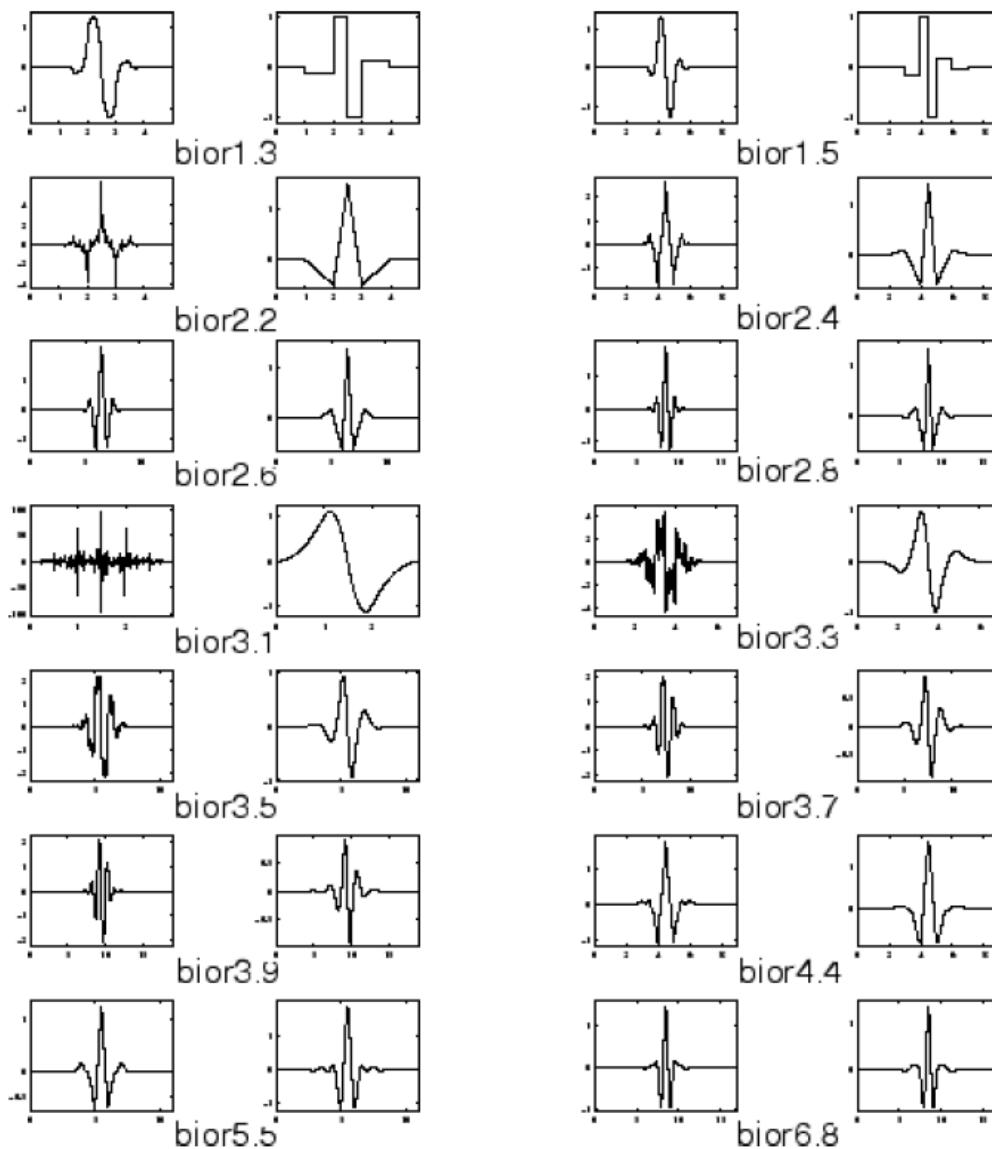


Figura 21. Wavelet Biortogonal.

2.6.3.4. Coiflets

Fueron construidas por Daubechies. Estas Wavelets tienen $2N$ momentos iguales a cero y la función escala tiene $2N - 1$ momentos iguales a cero. El soporte de las dos funciones es $6N - 1$.

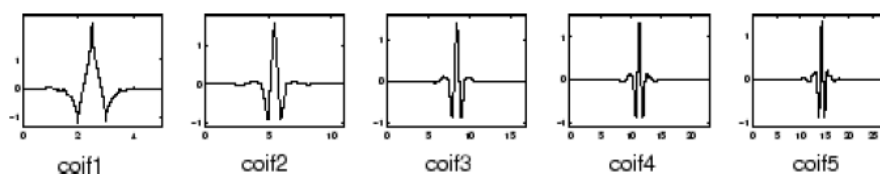


Figura 22. Wavelet Coiflets.

2.6.3.5. Symlets

Las Symlets son Wavelets casi simétricas propuestas por Daubechies como una modificación de la familia que lleva su nombre. Tiene propiedades similares a las *dbN*.

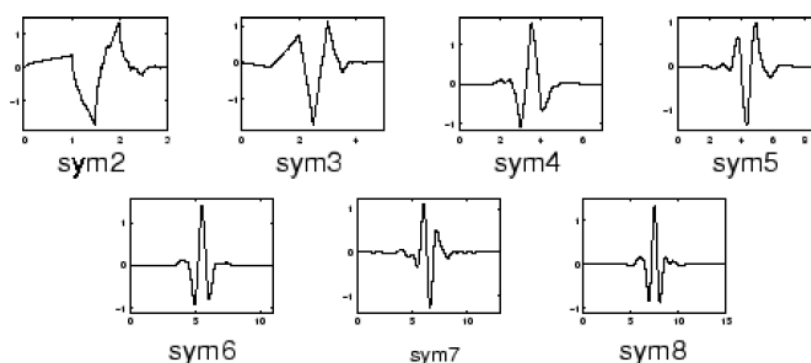


Figura 23. Wavelet Symlets

2.6.4. Banco de filtros Wavelet

Un importante paso para la aplicación de la teoría de Wavelet en el procesamiento de señales, es la transición de la teoría matemática a la utilización de bancos de filtros digitales. Este método, presentado por Mallat (Mallat, 1998), permite analizar señales en múltiples bandas de frecuencia a través de un análisis multi-resolución. Los bancos de filtros Wavelet son bancos de filtros pasa-bajos y pasa-altos de reconstrucción perfecta.

Dos de los métodos de descomposición más populares son el árbol de paquetes wavelet y el árbol de descomposición de Wavelet (Strang & Nguyen, 1996). El primero consiste en un análisis multinivel donde el espectro se va dividiendo en mitades a medida que se avanza en el nivel de descomposición. Luego de submuestrear se puede dividir el espectro nuevamente en mitades dando lugar al segundo nivel de descomposición. Esto se puede seguir realizando según el nivel de descomposición que se desee alcanzar. En la Figura 24 se muestra una descomposición en 3 niveles.

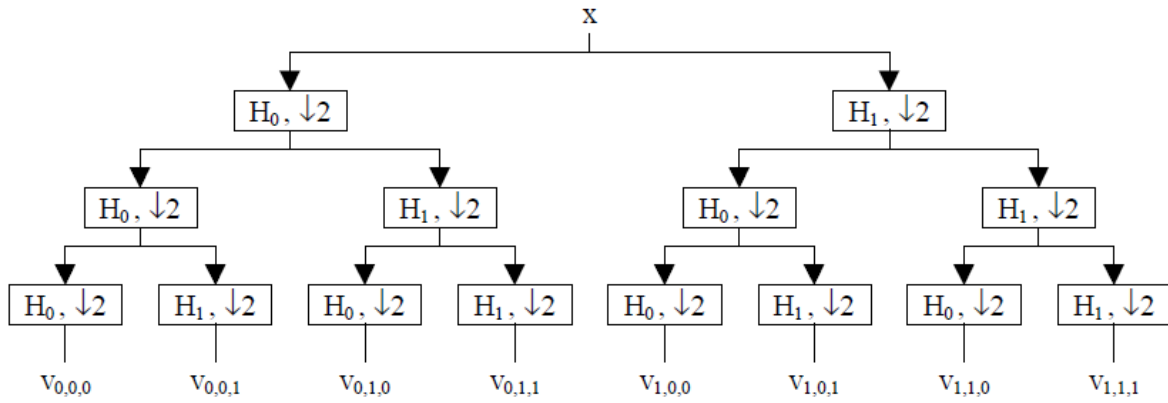


Figura 24. Árbol de Paquetes de Wavelet

El segundo método es el árbol de descomposición de Wavelet (*Wavelet Decomposition Tree*) también llamado algoritmo piramidal o algoritmo de Mallat. (Mallat, 1998). En éste, la salida del pasa altos no es filtrada nuevamente. El diagrama en bloques se ilustra en la Figura 25.

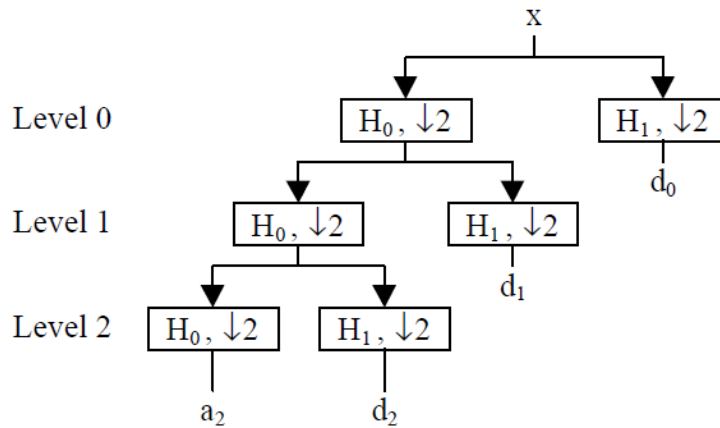


Figura 25. Árbol de Descomposición de Wavelet

Cuando se utiliza el árbol de descomposición Wavelet las señales de salida son llamadas detalles d y aproximaciones a . A estos se los denomina coeficientes de Wavelet. Las aproximaciones son las salidas submuestreadas del filtro pasa bajos, y los detalles, las salidas submuestreadas del filtro pasa altos. En cada nivel, las aproximaciones son nuevamente separadas y solo se conserva la aproximación del último nivel. El número de niveles de descomposición determina la cantidad de detalles en que se descompone la señal. En el primer nivel de descomposición, a_0 y d_0 , tienen la mitad de coeficientes que la señal original debido al submuestreo. En el segundo nivel a_1 y d_1 , tienen un cuarto de la cantidad de coeficientes de la señal original y así sucesivamente. Esta descomposición separa la señal en octavas. En este trabajo se utiliza el algoritmo piramidal en dos dimensiones como se detalla más adelante.

Considerando la resolución en el tiempo de los coeficientes, se puede notar que cada nivel tiene la mitad de resolución en tiempo que el nivel anterior. A medida que se desciende en el árbol de descomposición la resolución en tiempo disminuye, pero aumenta la resolución en frecuencia

Por lo general, la dimensión de los niveles no es llamada frecuencia sino escala, por lo que la salida de la Transformada de Wavelet es un dominio tiempo-escala. Los coeficientes de Wavelet pueden ser representados en un gráfico de tiempo-escala, como se muestra en la Figura 26. En esta imagen se puede ver que en el Nivel 0 se cuenta con la escala más amplia (menor resolución en frecuencia), pero con la mayor resolución en tiempo. A medida que se avanza en los niveles aumenta la resolución en frecuencia, pero se disminuye en el tiempo. También se puede apreciar que en el último nivel representado (Nivel 2), tanto la aproximación como el detalle utilizan la misma resolución en tiempo y en frecuencia.

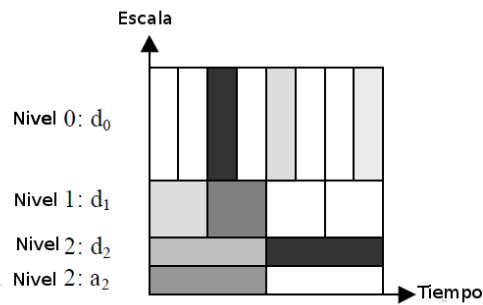


Figura 26. Gráfico Tiempo-Escala de Wavelet

El número de niveles en que se puede descomponer la señal no está limitado, excepto por la longitud de la señal. Como cada nivel utiliza la mitad de muestras del nivel anterior, en algún momento no será posible seguir descomponiendo.

2.6.5. Reconstrucción Wavelet

La reconstrucción Wavelet se lleva a cabo como se explicó en la sección 2.5.2 los coeficientes de detalle y aproximación son sobremuestreados y filtrados con los filtros de síntesis. La suma de las salidas de estos da como resultado los coeficientes de aproximación del nivel superior. El proceso se repite hasta que se alcanza el nivel cero. En la Figura 27 se muestra un diagrama en bloques del procedimiento.

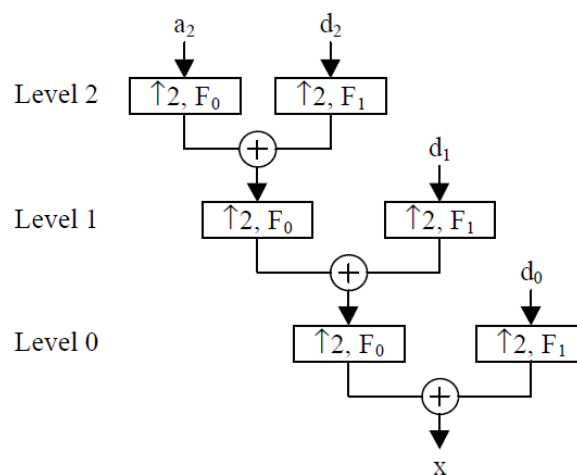


Figura 27. Reconstrucción Wavelet

2.6.6. Transformada de Wavelet en dos dimensiones

Una forma de interpretar la Transformada Wavelet en dos dimensiones es haciendo uso de la técnica de separación de variables. Si se piensa en un sistema de coordenadas cartesianas x, y , la separación de variables implica tomar la DWT en la dirección de x y luego en la dirección de y . Una matriz de datos de dos dimensiones se descompone entonces en coeficientes de menor resolución: coeficientes de aproximación CA , coeficientes de detalle horizontal CDh , coeficientes de detalle vertical CDv y coeficientes de detalle diagonal CDD (Mallat, 1998), (Stack, Murtagh, & Bijaoui, 1998), (Antoine & Murenzi, 2004).

El análisis multi resolución aplicado en dos dimensiones puede representarse con un árbol de descomposición de Wavelet como se muestra en la Figura 28, en la cual se ha aplicado multi resolución en dos dimensiones hasta nivel 2.

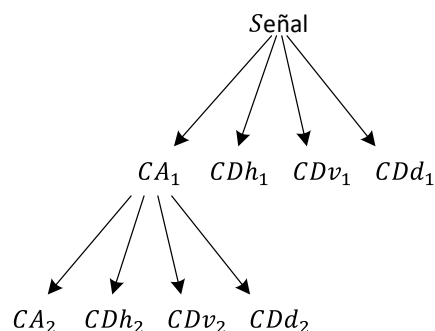


Figura 28. Árbol de descomposición de Wavelet en dos dimensiones.

Otra forma de representar el análisis multi resolución en dos dimensiones es utilizando un esquema de cajas anidadas. En este esquema, se divide un cuadrado en cuatro partes, donde cada una representa coeficientes de aproximación o detalle. La parte de menor resolución se presenta en la parte superior izquierda, como se muestra en la Figura 29. Este cuadrado superior izquierdo es luego subdividido de la misma forma a medida que se avanza en el nivel de multi resolución.

El proceso de descomposición en coeficientes de aproximación y detalles está representado en la Figura 30. La matriz de datos que será analizada está representada por CA_j donde j representa el nivel de descomposición en el árbol de multi resolución de Wavelet. Para el caso de la matriz original $j=0$. La matriz se descompone en dos componentes, por medio de la aplicación (a las filas) de un banco de filtros de descomposición. El banco de filtros está compuesto por un filtro pasa-bajo H_0 y un filtro pasa-alto H_1 con sus respectivos módulos de submuestreo. Los coeficientes de los filtros están determinados por la familia de Wavelet utilizada. Luego, cada una de estas dos componentes ingresa nuevamente al mismo banco de filtros pero esta vez se analizan las columnas de las matrices. A la salida se obtiene una descomposición de la señal

de entrada CA_j compuesta por la aproximación CA_{j+1} , el detalle horizontal CDh_{j+1} , el detalle vertical CDv_{j+1} y el detalle diagonal CDD_{j+1} .

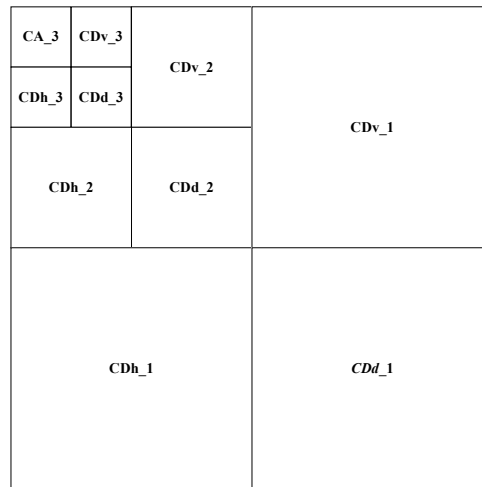


Figura 29. Esquema de descomposición en cajas anidadas hasta nivel 3 de descomposición.

El proceso de reconstrucción de la señal a partir de su descomposición en componentes de detalle y aproximación se ilustra en la Figura 31. Las descomposiciones son sobremuestreadas y luego ingresan a bancos de filtros pasa-bajos F_0 y pasa-altos F_1 de reconstrucción o síntesis cuyos coeficientes dependen de la familia de Wavelet utilizada.

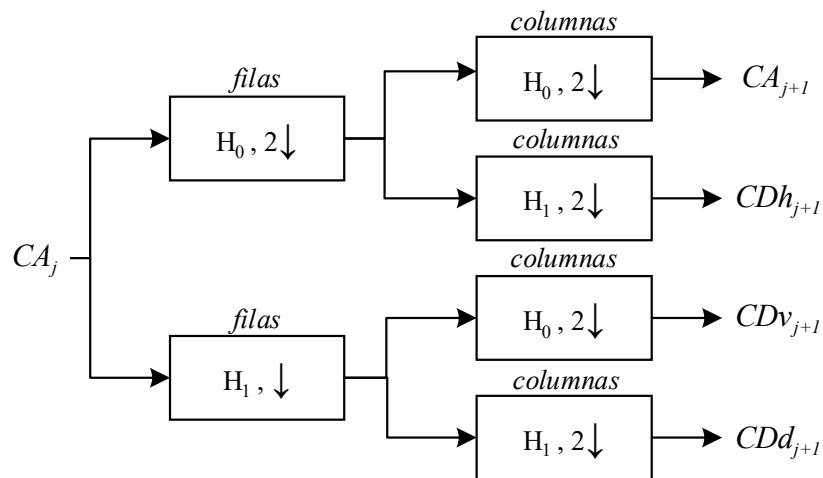


Figura 30. Transformada Wavelet Discreta. Análisis Multi resolución. Proceso de descomposición de matriz en coeficientes de aproximación, horizontales, verticales y diagonales.

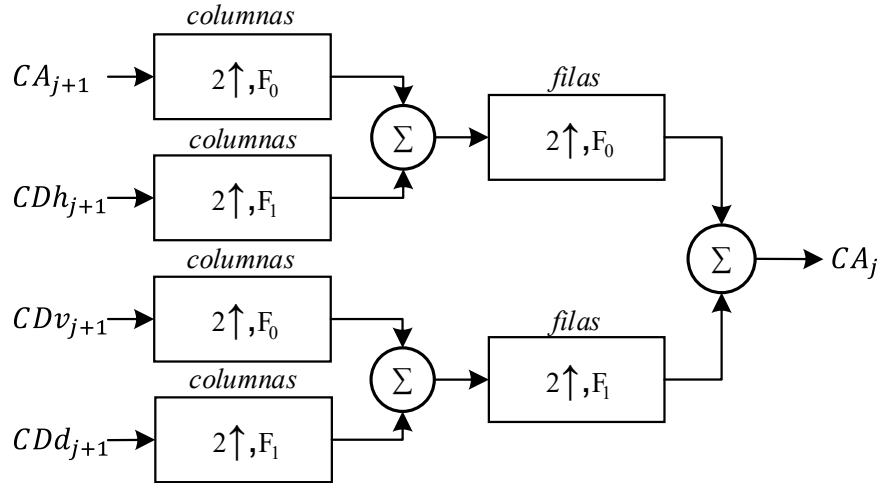


Figura 31. Transformada Wavelet Discreta. Análisis Multi resolución. Proceso de reconstrucción de matriz a partir de coeficientes.

2.7. Filtro de Mediana

El filtro de mediana es una técnica de filtrado digital espacial, no lineal, comúnmente utilizada para filtrar ruido de tipo impulsivo. Este método de filtrado es muy utilizado en procesamiento digital de imágenes ya que permite remover ruido preservando los bordes (Gonzalez, Woods,

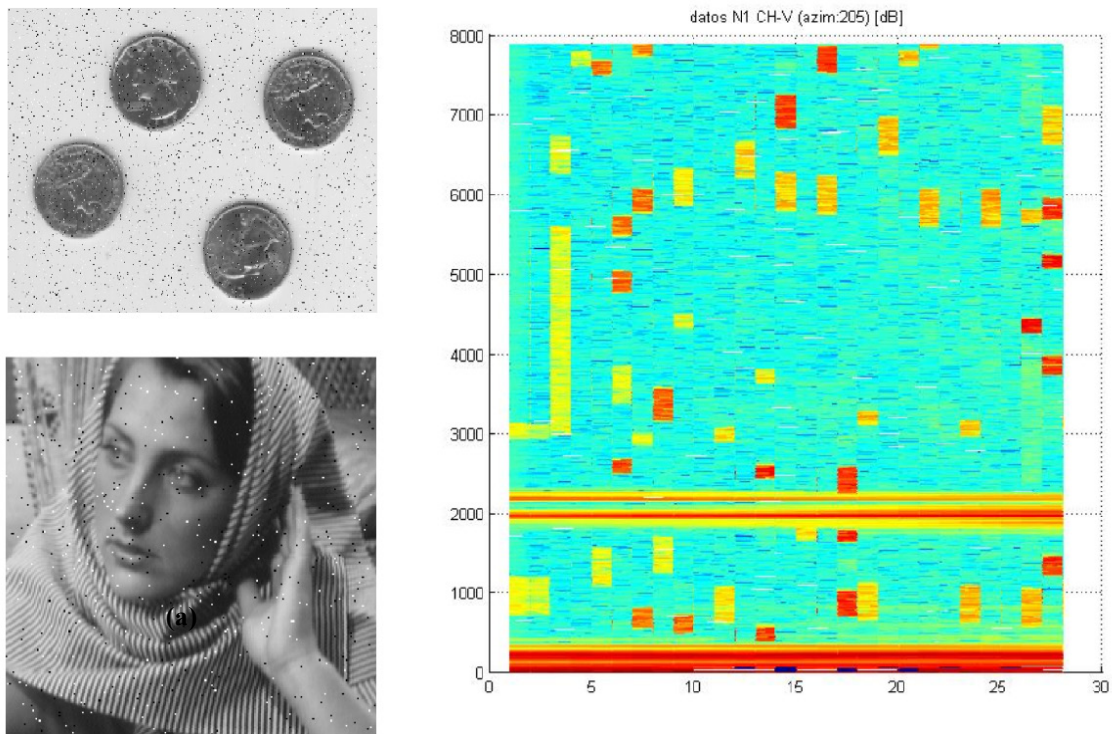


Figura 32. (a). Imagen corrupta por ruido salt&pepper. (b) Imagen corrupta por ruido salt&pepper. (c) Datos de nivel 1, RMA1 con interferencias WLAN/RLAN. Intervalo coherente de pulsos correspondiente al acimut 205.

& Eddins, 2009). En procesamiento de imágenes el filtro de mediana se utiliza comúnmente para filtrar ruidos del tipo *salt&pepper* o ruido *speckle*, con excelentes resultados. Los filtros de mediana también son utilizados para reducir el ruido en imágenes SAR (*Synthetic Aperture Radar*) (van Genderen & Huang, 1996). Los efectos de estos tipos de ruido en la imagen tienen semejanza con los efectos de las interferencias WLAN/RLAN en un intervalo coherente de pulsos de nivel 1 como se muestra en la Figura 32.

El filtro de mediana utilizado en este trabajo no se aplica en el dominio del procesamiento de imágenes, sino que es aplicado a la potencia calculada a partir de los datos crudos de nivel 1 del radar, la cual puede ser “interpretada” como una imagen. Luego la potencia filtrada, junto con la fase previamente guardada, se utilizan para reconstruir la matriz de datos complejos N1.

El principio de funcionamiento de este filtro es recorrer cada uno de los elementos de una matriz de datos de entrada $Y(n,m)$ y reemplazarlos por la mediana de los elementos vecinos. La cantidad de elementos vecinos a tener en cuenta está dada por una ventana deslizante de tamaño ajustable $W(u,v)$. Luego, la mediana se calcula ordenando los valores de los elementos vecinos de menor a mayor y seleccionando el que se encuentra al medio. En el ejemplo de la Figura 33, el elemento analizado en la matriz es el $Y(2,4)$ y se resalta en azul. La ventana deslizante será de tamaño 3×5 y se resalta en rojo. El elemento analizado será reemplazado luego de calcular la mediana de todos los elementos que se encuentran encerrados en la ventana $W(3,5)$.

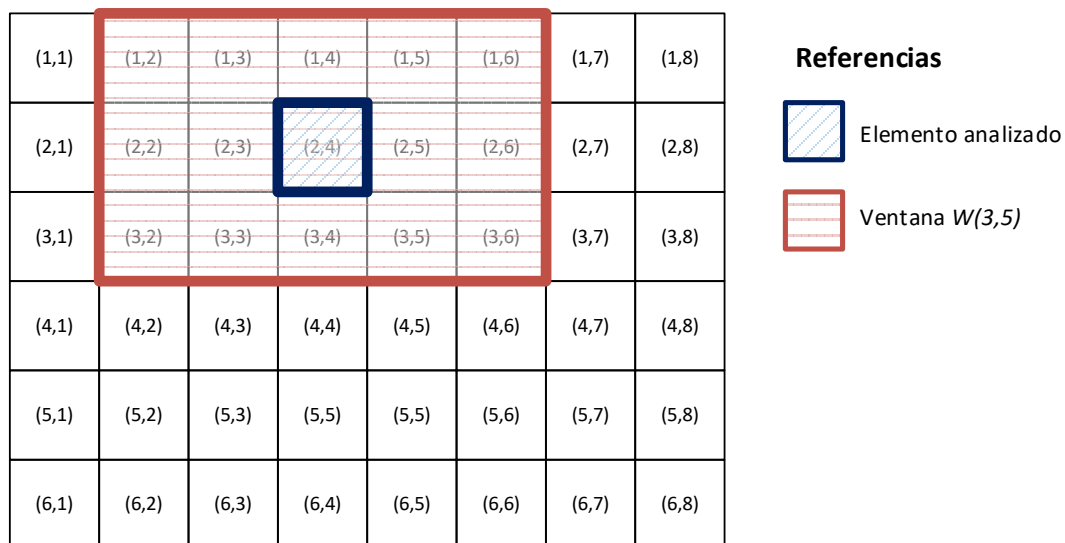


Figura 33. Filtro de Medianas.

La forma más general del filtro de Medianas es un filtro de orden estadístico. El filtro de medianas se define tomando el orden en un 50% de un filtro de orden estadístico. Sin embargo, en este trabajo no se prueban diferentes órdenes al de 50% o mediana.

2.8. Criterios de Evaluación de Desempeño

Las métricas utilizadas para medir y comparar el desempeño de los filtros realizados se presentan a continuación.

2.8.1. Relación Señal a Ruido

La SNR (*Signal to Noise Ratio*) se define como la relación entre la potencia de señal y la potencia de ruido. Cabe destacar que para utilizar esta métrica para evaluar el tipo de interferencia aleatoria y pulsada que se analiza en este trabajo, es necesario disponer de la potencia de la señal pura y de la potencia de la señal con ruido para poder realizar la separación. Matemáticamente se expresa como:

$$SNR = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \quad (2.30)$$

Donde P es la potencia promedio. La SNR definida en decibeles:

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \right) = P_{señal[dB]} - P_{ruido[dB]} \quad (2.31)$$

Como puede apreciarse a partir de la definición, mientras mayor sea el valor de la SNR, mejor será la calidad de la señal ya que será mayor que la potencia de ruido.

2.8.2. Error Cuadrático Medio

El error cuadrático medio (RMSE, *Root Mean Squared Error*, por sus siglas en inglés) representa la desviación estándar del error entre la señal original sin ruido $Y(j, k)$ y la señal filtrada $Y_{filter}(j, k)$. Mientras más bajo el valor, más se asemeja la señal original con la filtrada. Al igual que en el caso anterior, para hacer uso de esta métrica se debe conocer la señal pura sin ruido.

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{MN} \sum_j^M \sum_k^N [Y(j, k) - Y_{filter}(j, k)]^2} \quad (2.32)$$

2.8.3. Varianza

La varianza (*VAR*) de la señal se utiliza para medir el nivel de aleatoriedad debido a interferencia y ruido térmico de cada sector acimutal. Se calcula la varianza de cada sector en tiempo lento y en tiempo rápido. Valores bajos indican baja interferencia, valores altos indican mayor cantidad de interferencia. Puede utilizarse como medida de interferencia en un sector acimutal y luego para comparar la varianza del sector con sus datos originales y con los datos

filtrados. Valores pequeños de varianza significan baja interferencia y valores altos anticipan mayor nivel de interferencia aleatoria en la señal. Se define como:

$$VAR = \frac{1}{MN} \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^N |Y(j,k) - \mu|^2 \quad (2.33)$$

Donde μ representa el valor medio de Y .

2.8.4. Coeficiente de Variación

El coeficiente de variación (CV) de la señal Y también conocido como índice de speckle (SI, por sus siglas en inglés) puede utilizarse para representar la cantidad de ruido pulsado en la señal. Se calcula por cada uno de los sectores acimutales o intervalos coherentes de pulsos. Mientras más bajo el valor, menor interferencia habrá en la señal analizada (Santoso, Bayuaji, & et al, 2016) (Sivakumar, Gayathri, & Nedumaran, 2010) (van Genderen & Huang, 1996). Valores pequeños del coeficiente de variación significan baja interferencia y valores altos anticipan mayor nivel de interferencia aleatoria en la señal. Matemáticamente se define como:

$$CV = \frac{1}{MN} \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^N \frac{\sigma(Y(j,k))}{\mu(Y(j,k))} \quad (2.34)$$

3. Desarrollo

3.1. Introducción

En este capítulo se describen los diferentes filtros digitales implementados y se presentan los resultados de cada uno de ellos. Todos los algoritmos fueron implementados en Matlab y probados con datos reales del radar RMA0 y RMA1.

En la Figura 34 se representa un diagrama en bloques del flujo de datos durante el procesamiento de los mismos desde que ingresa la señal digitalizada proveniente del radar hasta que se obtienen los productos de nivel 2 (reflectividad, velocidad, ancho espectral, coeficiente de correlación, etc.) en pantalla de visualización. El filtro propuesto se inserta entre el extractor de datos de nivel 1 y el generador de productos de nivel 2, de forma modular. Este diagrama es igual para todos los filtros implementados, sólo se cambia el módulo Filtro Digital.

El extractor extrae los datos con la ayuda de información obtenida de la cabecera de datos, como ser elevación, acimut, entre otras, obtenidas al momento de digitalizar. Los datos de nivel 1 ingresan al filtro digital donde son procesados. Luego a la salida del filtro digital se encuentra el generador de productos de nivel 2 el cual toma los datos procesados por el filtro y genera los productos que luego se visualizan en la pantalla del operador.

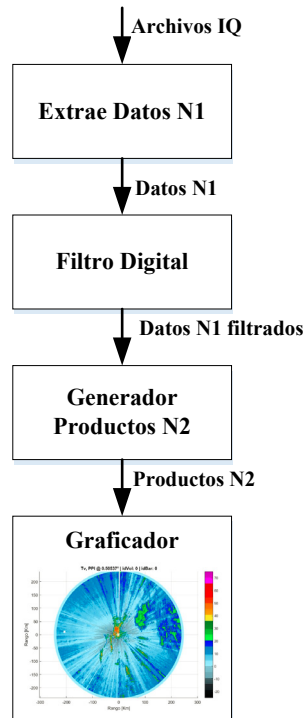


Figura 34. Flujo de datos durante procesamiento de señal radar.

El filtro actúa sobre la potencia de la señal. Previamente se guarda la fase y luego del proceso de filtrado se la incorpora a la potencia filtrada para obtener una matriz de datos IQ.

El filtro es aplicado a cada intervalo coherente de pulsos (CPI, Coherent Pulse Interval). La cantidad de pulsos en el CPI es función de la velocidad de rotación de la antena, el ancho a 3dB del patrón antena y de la Frecuencia de Repetición de Pulsos (PRF, *Pulse Repetition Frequency*) del radar. El tiempo que le lleva al radar recorrer su ancho (1 deg. para el RMA) a 3 dB del patrón de antena se denomina dwell.

Cada CPI contiene M pulsos (tiempo lento) y cada uno de estos pulsos tiene N muestras (tiempo rápido). No se diferenciará entre matriz de datos correspondiente a polarización horizontal o vertical a menos que sea necesario.

$$Y(m, n) = I(m, n) + jQ(m, n) \quad (3.1)$$

Se utiliza una propiedad de los logaritmos de números complejos para no perder la fase de la señal durante el análisis y filtrado (Brown & Churchill, 2009). La rama principal del logaritmo natural de un número complejo $z = a + jb$ está definido por:

$$z_{\log} = \ln(z) = \ln|z| + j \text{Arg}(z) \quad (3.2)$$

$$z_{\log} = \ln(z) = \ln|a + jb| + j \cdot \tan^{(-1)} \frac{b}{a} \quad (3.3)$$

$$z_{\log} = z_{\log(\text{Real})} + j z_{\log(\text{Imag})} \quad (3.4)$$

A partir de aquí, se trabaja con la parte real del resultado de la ecuación (3.3), es decir $\text{Real}\{z_{\log}\}$. Los filtros serán aplicados a esta señal.

Luego de realizar todo el procesamiento de filtrado, se reconstruye la señal IQ filtrada a partir de su componente real (filtrada) y la componente imaginaria (la fase, guardada al principio del procesamiento), aplicando la función inversa según se detalla en la ecuación (3.5).

$$z_{\text{filtrado}} = e^{z_{\log(\text{Real})-\text{filtrado}} + j z_{\log(\text{Imag})}} \quad (3.5)$$

3.2. Interferencias en datos RMA

A continuación, se muestran los productos de nivel 2 obtenidos a partir de los datos crudos con interferencias. Todos los gráficos presentados son PPI (PPI, Plan Position Indicator). En todos los casos se presentan dos PPI, el de la izquierda corresponde a datos del RMA1 con alto grado de interferencias y el de la derecha corresponde al RMA0 con baja interferencia. La Figura 35 muestra los productos reflectividad, la Figura 36 muestra el coeficiente de correlación, la Figura 37 muestra el cambio de fase diferencial y la Figura 38 muestra la velocidad radial. Puede apreciarse claramente que en los productos obtenidos a partir de los datos del RMA1

existen interferencias severas en múltiples direcciones acimutales, las cuales se manifiestan en todos los productos. Los datos del RMA0 sólo presentan interferencia en la dirección acimutal 270 (al oeste del radar, tomando el norte 0°). Si bien la interferencia es en una sola dirección, se verá más adelante que es muy severa.

En las secciones subsiguientes se presentan los algoritmos de filtrado implementados y se comparan estos PPI con los PPI obtenidos a partir de los datos filtrados.

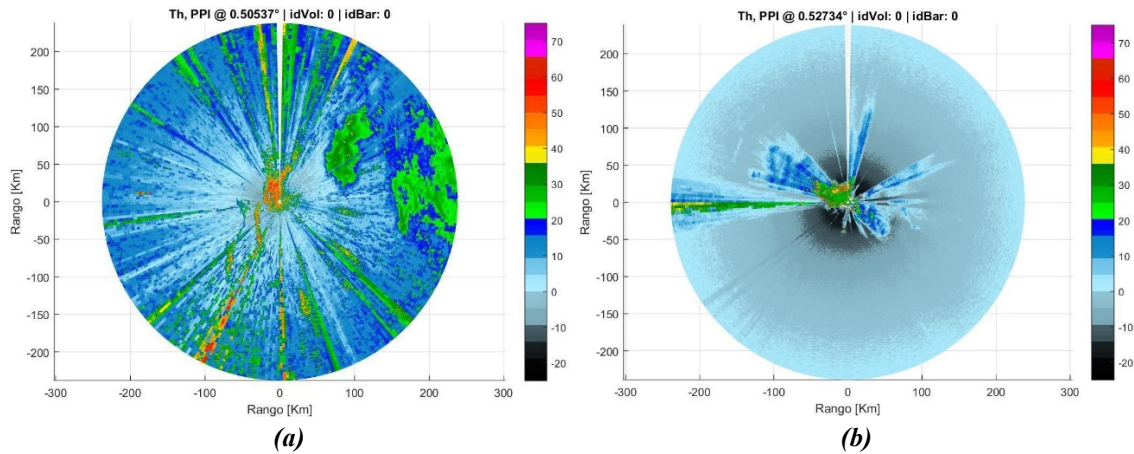


Figura 35. Producto Reflectividad con interferencias. (a) RMA1 nivel alto de interferencia. (b) RMA0, bajo nivel de interferencias.

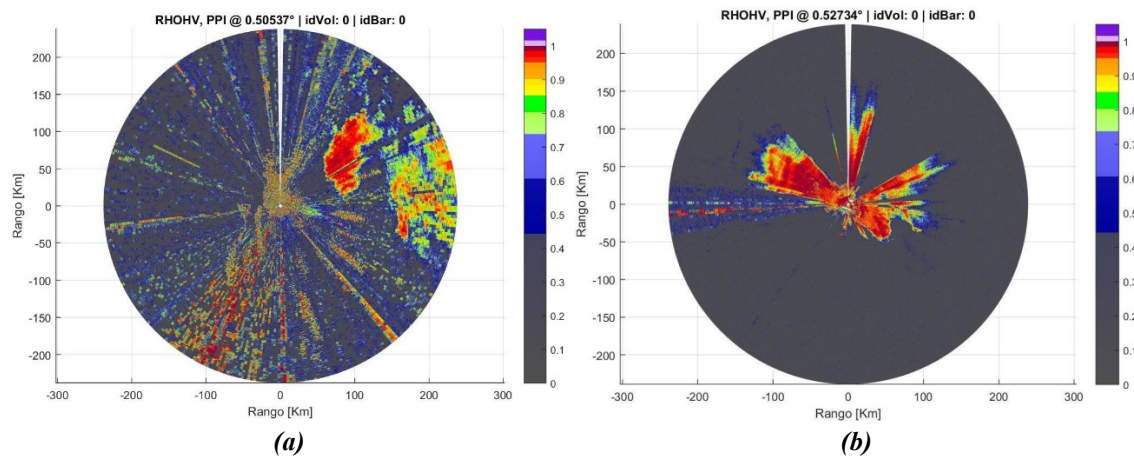


Figura 36. Coeficiente de Correlación con interferencias. (a) RMA1 nivel alto de interferencia. (b) RMA0, bajo nivel de interferencias.

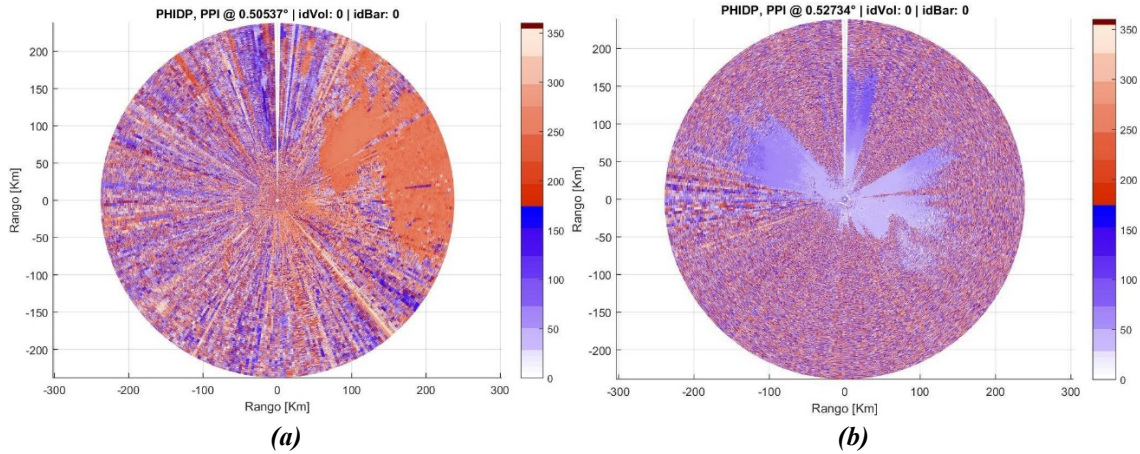


Figura 37. Cambio de fase diferencial con interferencias. (a) RMA1 nivel alto de interferencia. (b) RMA0, bajo nivel de interferencias.

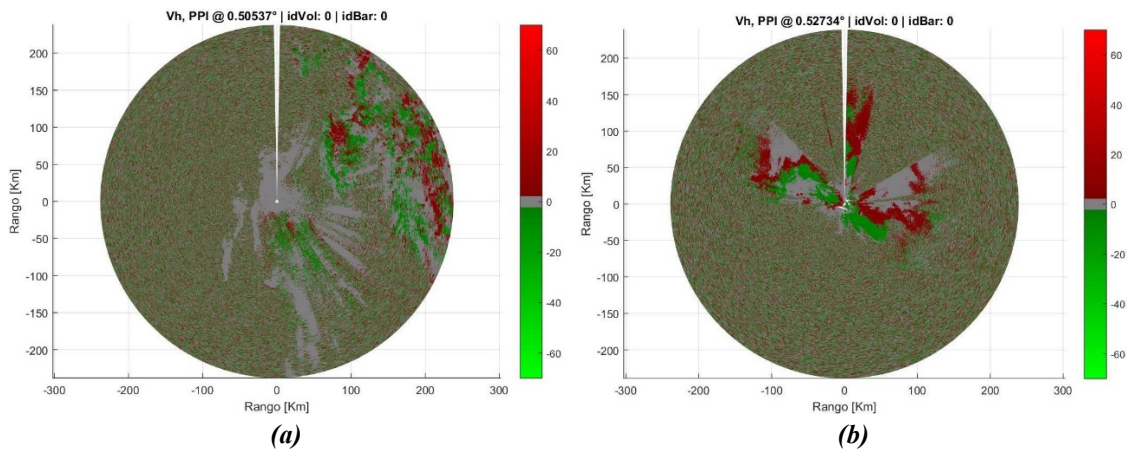


Figura 38. Velocidad radial con interferencias. (a) RMA1 nivel alto de interferencia. (b) RMA0, bajo nivel de interferencias.

Como se mencionó anteriormente, el filtro actuará sobre intervalos coherentes de pulsos para cada una de las direcciones acimutales en las que apunta el radar. Estos CPIs son los que luego se procesan para obtener los datos de nivel 2.

En la Figura 39 se grafica la potencia recibida en 28 ventanas de recepción de pulsos transmitidos correspondientes a un CPI en una dirección con presencia de interferencia de los datos de nivel 1 del RMA1. En esta se ve la matriz de datos de tiempo lento (acimut) y tiempo rápido (rango). Se muestra la misma señal desde diversos puntos de vista; arriba en 3 dimensiones y luego cortes del eje xy y yz abajo. En todas ellas se distingue claramente que hay pulsos de amplitud comparable a la recibida por reflexiones válidas, que aparecen aleatoriamente en el tiempo. La ubicación de los mismos no puede asociarse con distancia al radar, ya que no están sincronizados a la recepción de éste.

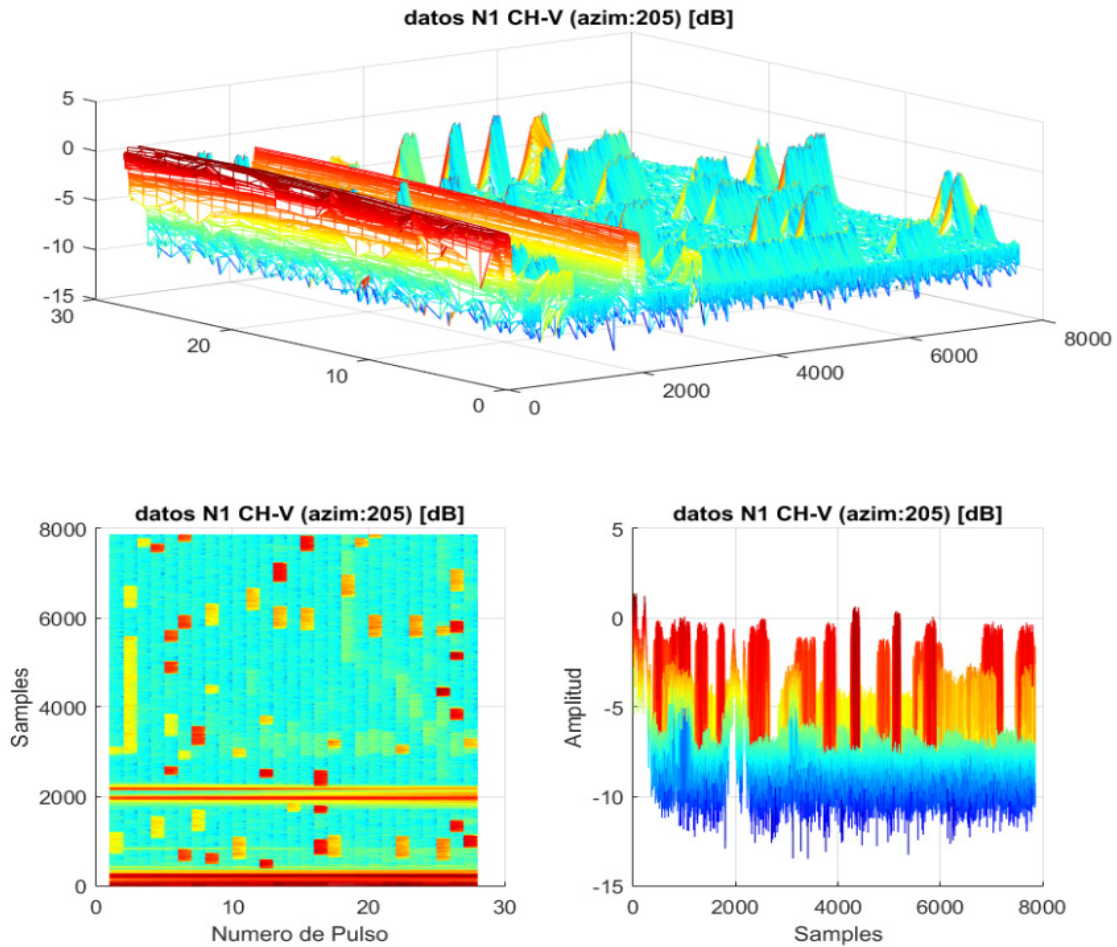


Figura 39. Datos de nivel 1 del RMA1, acimut 205.

También se grafica, en la Figura 40 el módulo al cuadrado de $Y(x,n)$ en decibels, el módulo al cuadrado de $Y(x,n)$ y la parte real de $Y(x,n)$; x corresponde a un pulso dentro del intervalo coherente de pulsos graficado en la Figura 39. Es decir, se toma la matriz de recepción de datos y se grafica una fila (tiempo lento – pulso) y todas las columnas correspondientes a tiempo rápido. El pulso graficado es el número 15 ($x=15$).

Se resaltaron con un fondo verde los espacios temporales en donde existen reflexiones válidas, correspondientes a meteoros, los cuales están ubicadas en la muestra 2000 de tiempo rápido aproximadamente. Estas reflexiones aparecen en los pulsos contiguos, como puede verse en la Figura 39 desde otra perspectiva. También se resaltaron con fondo rojo los datos correspondientes a interferencias. Se destaca que la amplitud de las interferencias es del orden de la magnitud de las reflexiones válidas, e incluso muchas veces superior a éstas. También se hace notar que estas reflexiones aparecen aisladas, de forma intermitente y aleatoria en el intervalo de pulsos, como puede comprobarse al examinar la Figura 39.

Estos datos de nivel 1 son los que ingresan al filtro digital para ser procesados.

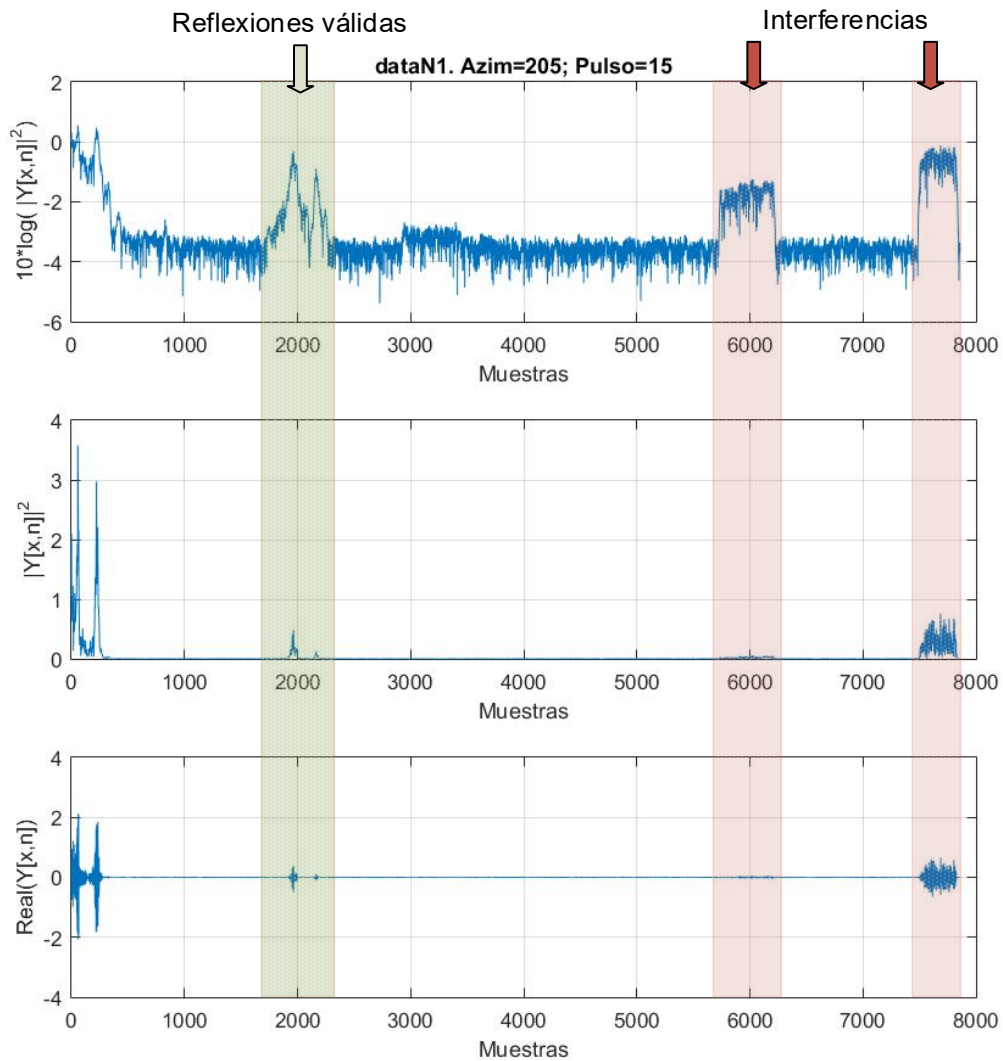


Figura 40. Datos de nivel 1 del RMA1, acimut 205, pulso 15.

Por último, se muestra en la Figura 41 la potencia recibida correspondiente al CPI de la dirección acimutal 269 con los datos N1 del radar RMA0. Como se puede apreciar, el nivel de interferencia es muy severo, afectando un gran porcentaje del CPI, lo que dificulta la tarea de filtrado.

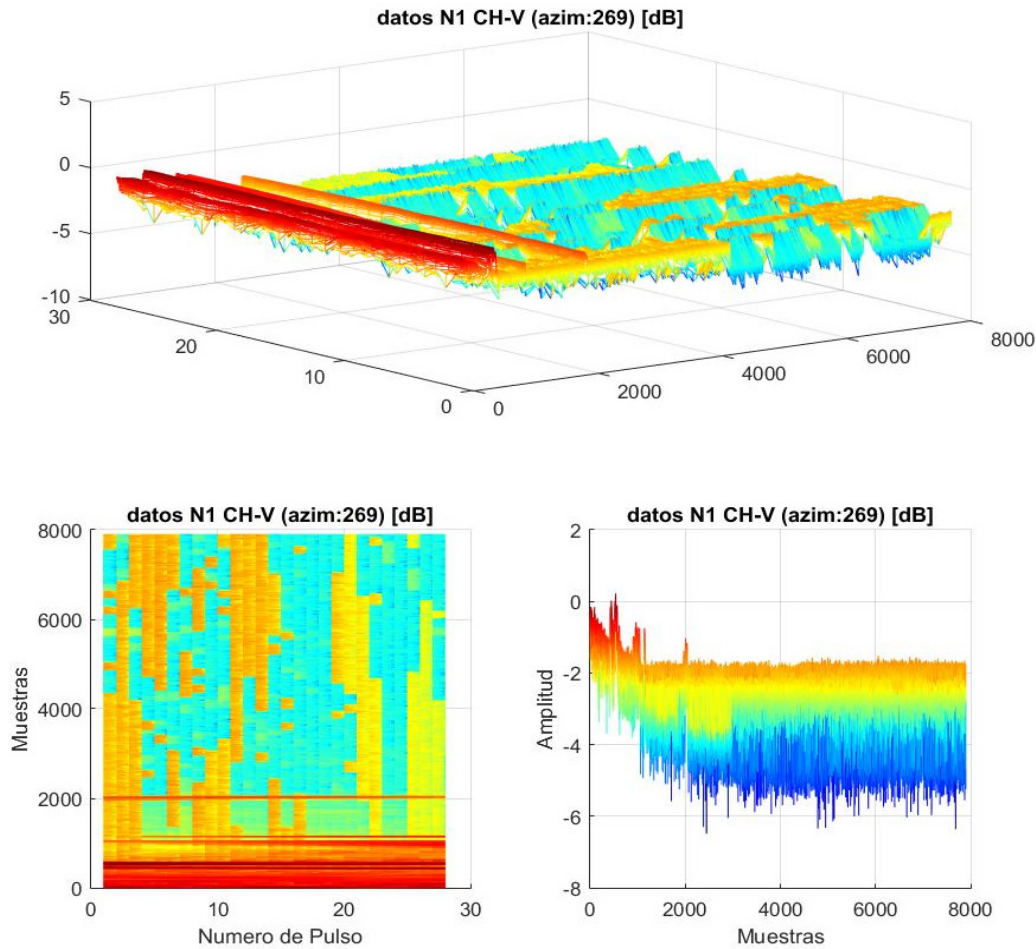


Figura 41. Datos de nivel 1 del RMA0, acimut 269.

3.3. Interferencias simuladas

Para poder hacer una evaluación completa del desempeño de los filtros, es necesario tener tanto la señal pura como la señal con interferencias. Esto permite utilizar la señal interferida, filtrarla con diferentes tipos de filtros y luego comparar la señal original con las obtenidas por cada uno de los filtros utilizando las métricas de desempeño presentadas en la sección 2.8.

Se utilizaron los datos crudos del RMA0, que sólo presenta interferencias cerca del acimut 270, para tomarlos como base (señal pura) y agregarles ruido simulando las interferencias WLAN/RLAN. De esta forma se obtuvieron las métricas de desempeño de los filtros descritas en la sección 2.8.

Como se describió en la sección 2.2 las interferencias provienen de equipos WLAN/RLAN que funcionan según el estándar IEEE 802.11 y utilizan modulación OFDM. Al receptor del radar, estas señales OFDM llegan de forma aleatoria, es decir, no están sincronizadas con el transmisor ni receptor del mismo.

Para crear los pulsos de interferencia, se generan señales senoidales de N muestras a la frecuencia de operación del radar. Cada una de estas corresponde a la parte real y parte

imaginaria de los datos IQ de nivel 1. La cantidad de muestras N es la misma que la cantidad de muestras de la matriz de datos de recepción del radar $Y[M,N]$. Se agrupan en una matriz de senos Y_{senos} de tamaño $M \times N$. Se genera una matriz de ceros Y_{mask} de tamaño $M \times N$ en donde se ponen valores unitarios de manera aleatoria y con una longitud aleatoria en la dimensión de tiempo rápido, n . Se multiplican, componente a componente, las matrices Y_{senos} e Y_{mask} , generando una nueva matriz Y_{pulsos} . Luego se suma la matriz $Y_{pulsos}[M,N]$ que contiene los pulsos de interferencia a la matriz de pulsos $Y[M,N]$ original para cada uno de los intervalos acimutales, generando una matriz $Y_{interf}[M,N]$. El proceso se muestra en la Figura 42.

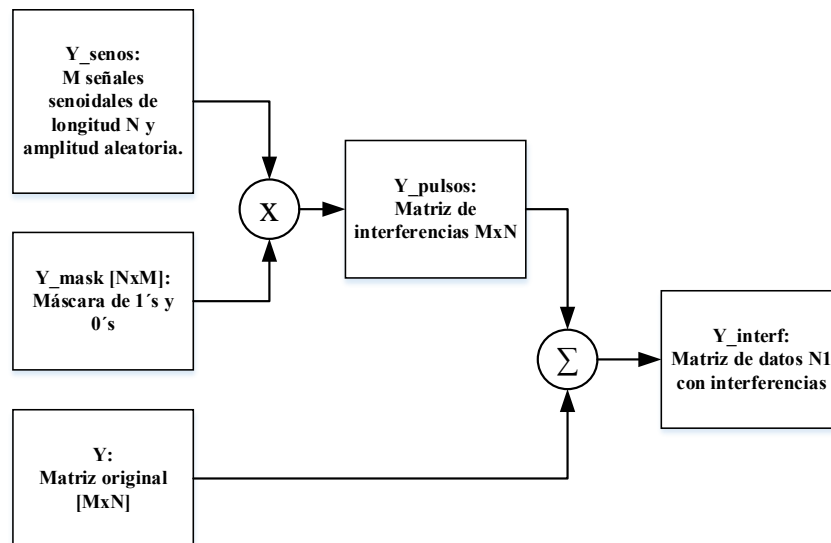


Figura 42. Generador de interferencia simulada.

En la Figura 43 se muestra el intervalo coherente de pulsos correspondiente a los datos de nivel 1 del RMA0, en la dirección acimutal 159, libre de interferencias. Luego, en la Figura 44, se muestra la matriz de ruido simulado, la cual se suma a la señal original de la Figura 43 para dar lugar a los datos de nivel 1 con ruido simulado como se muestra en la Figura 45.

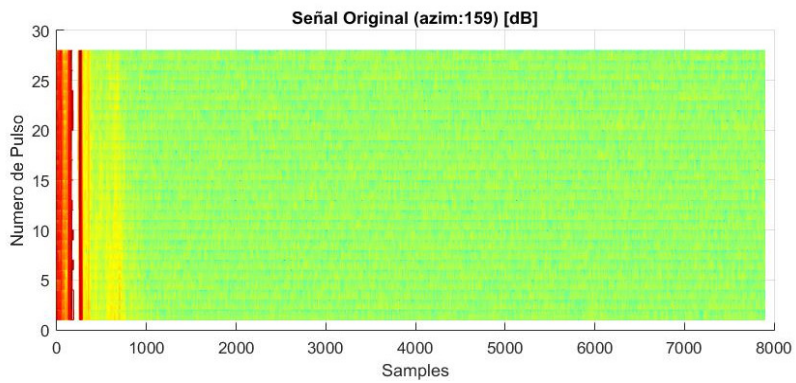
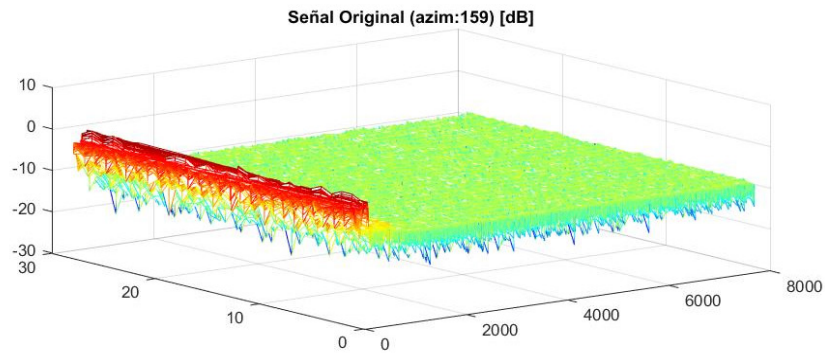


Figura 43. Datos N1 sin interferencias, RMA0, acimut 159.

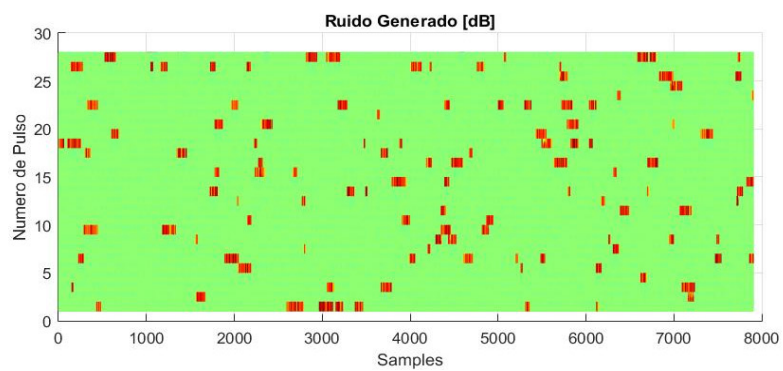
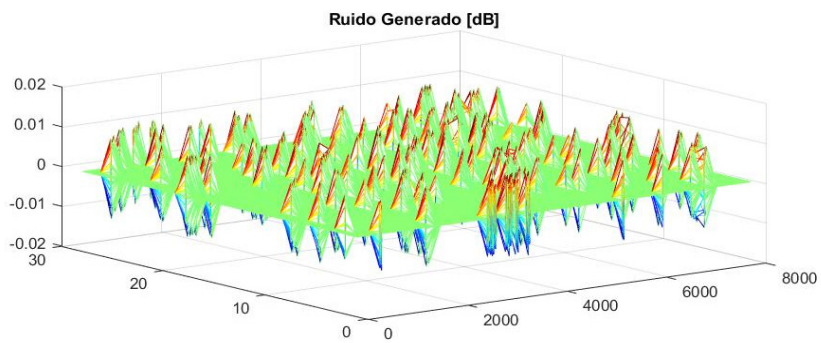


Figura 44. Ruido N1 simulado.

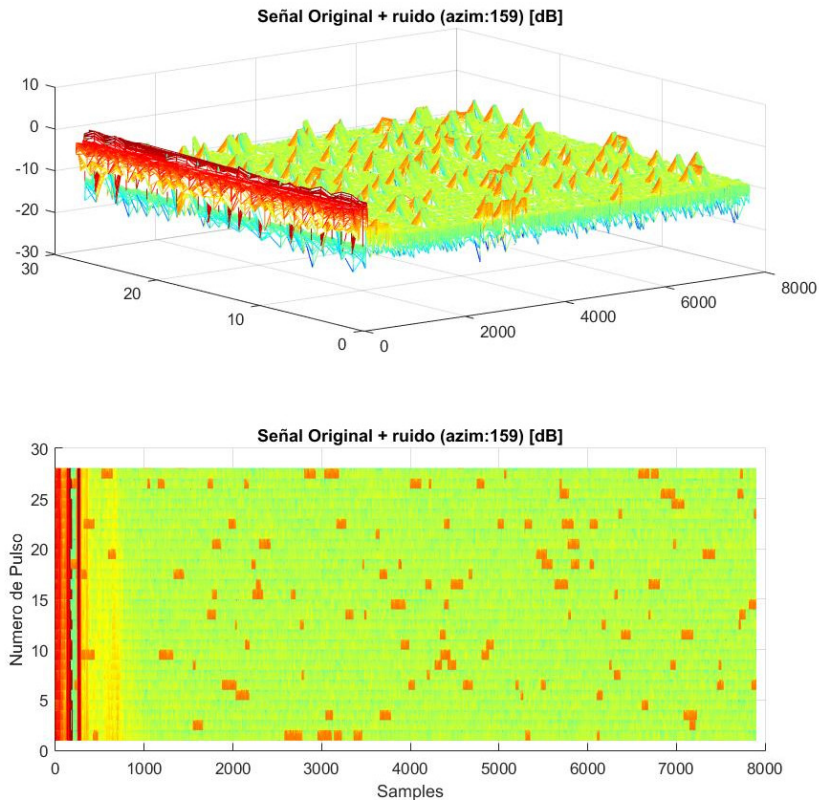


Figura 45. Datos N1 más ruido simulado, RMA0, acimut 159.

Desde la Figura 46 hasta la Figura 49 se muestran los productos de nivel 2 calculados con las señales originales y con las señales con interferencia simulada. Puede verse que el nivel de interferencia generado es bastante severo, enmascarando los datos reales de reflexiones válidas.

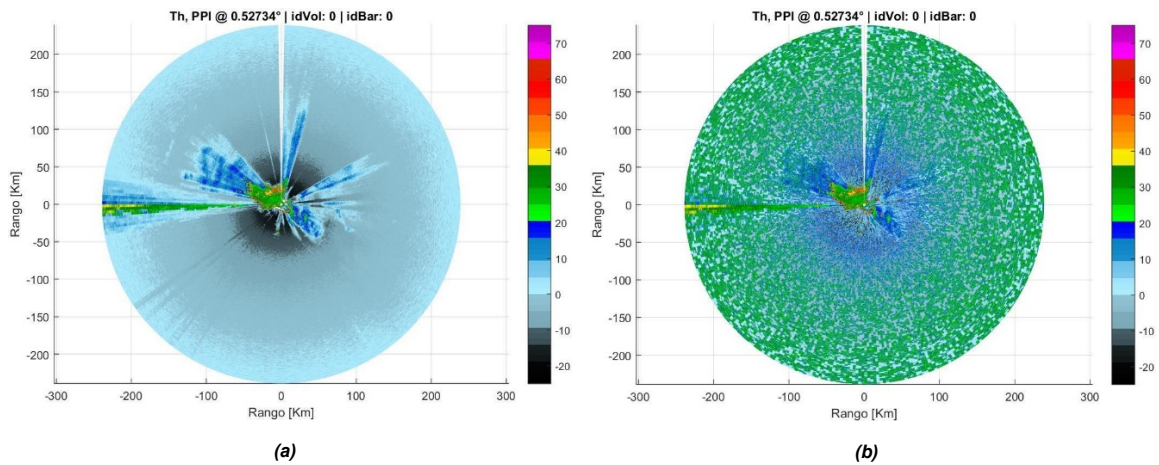


Figura 46. Producto Reflectividad. Datos N1 RMA0. (a) Originales. (b) Con interferencia simulada.

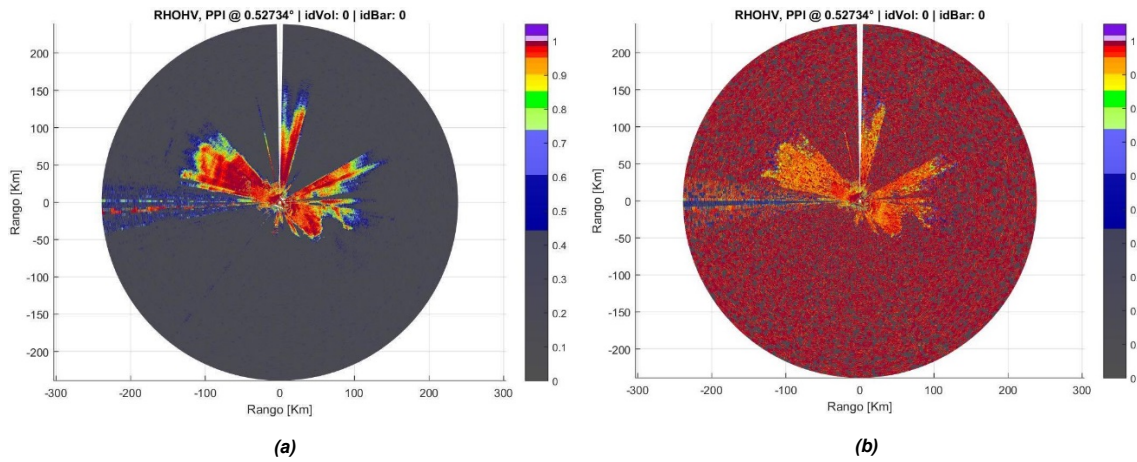


Figura 47. Producto Coeficiente de correlación HV. Datos N1 RMA0. (a) Originales. (b) Con interferencia simulada.

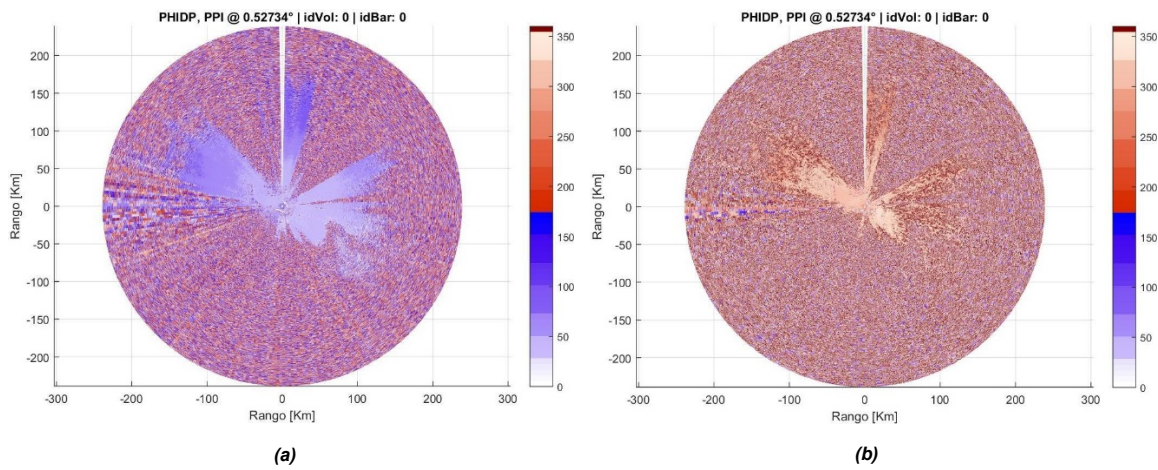


Figura 48. Producto cambio de fase diferencial. Datos N1 RMA0. (a) Originales. (b) Con interferencia simulada.

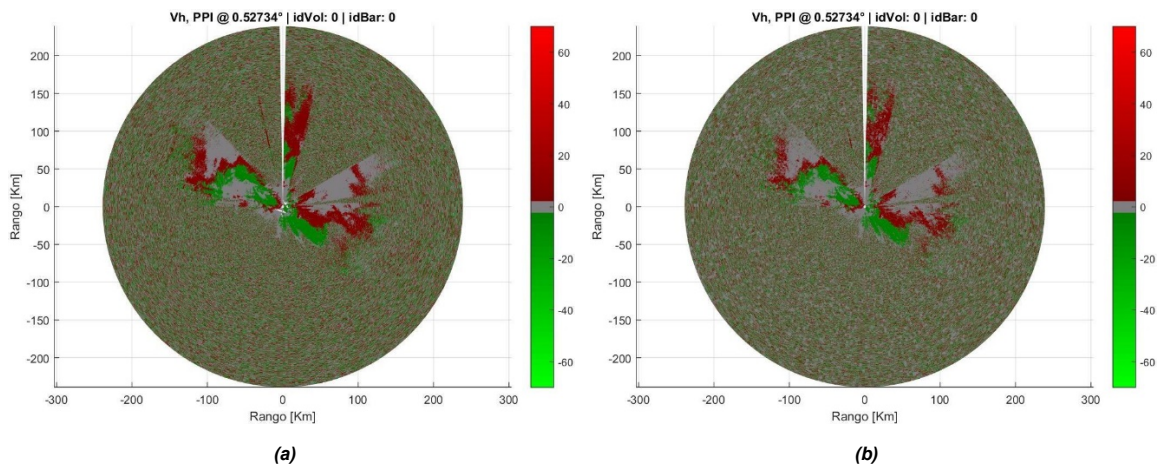


Figura 49. Producto velocidad radial. Datos N1 RMA0. (a) Originales. (b) Con interferencia simulada.

3.4. Filtro basado en DWT

El primer filtro presentado está basado en la Transformada Discreta de Wavelet de dos dimensiones y en el análisis multi-resolución como se explicó en la sección 2.6. En la Figura 50 se muestra el diagrama en bloques simplificado del flujo de datos (Petracca & Lugo, 2017).

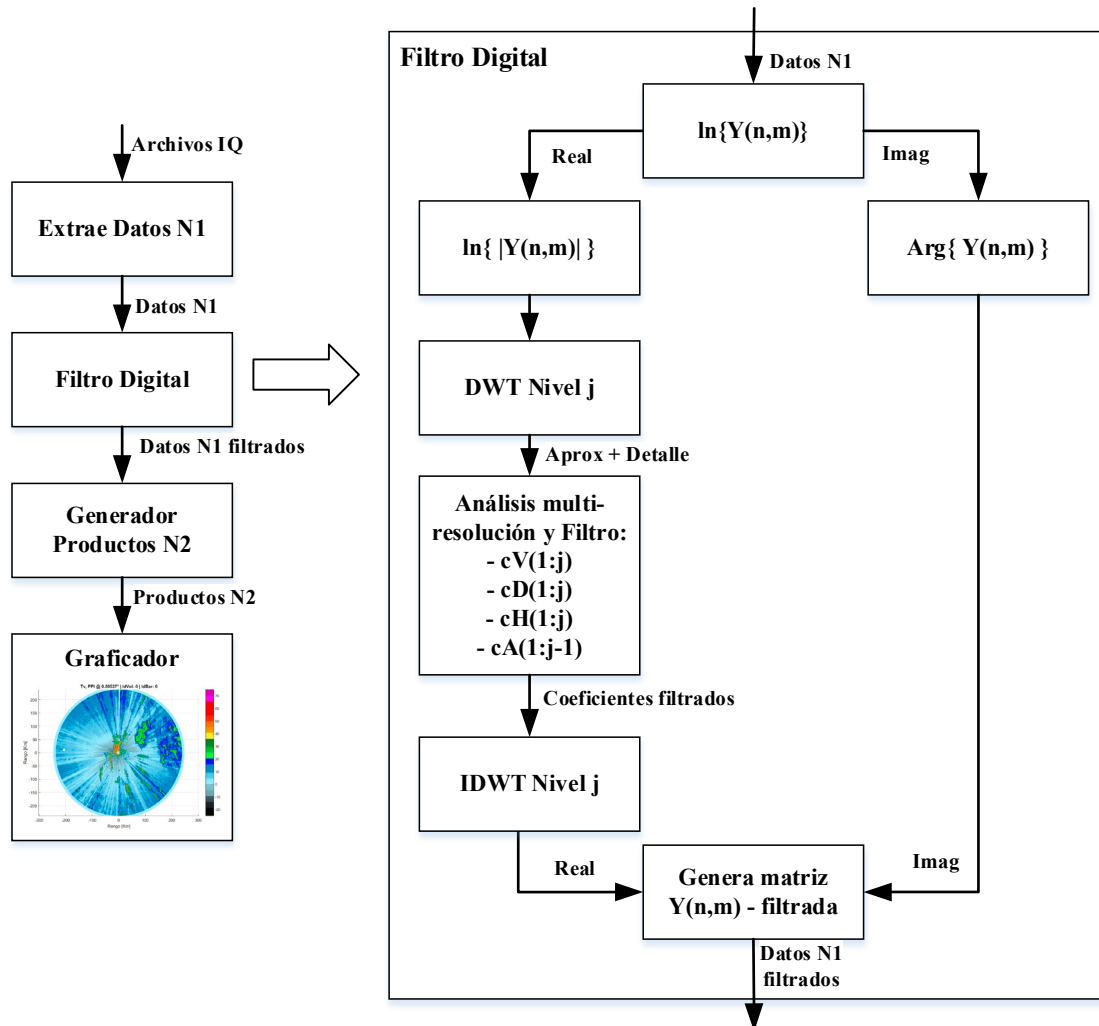


Figura 50. Diagrama en bloques del filtro basado en DWT.

Los datos de nivel 1 provenientes del extractor ingresan en el filtro, en donde se les aplica DWT en dos dimensiones con alguna de las familias de Wavelet, hasta cierto nivel de multi-resolución sólo a la potencia de la señal. En la Figura 51 se muestra un ejemplo de árbol de análisis multi-resolución hasta nivel 4. Los parámetros de entrada del filtro permiten elegir la familia Wavelet a utilizar y el nivel de multi-resolución deseado. La fase se guarda al inicio del procesamiento y una vez filtrados los datos, se reincorpora para volver a obtener una matriz de datos IQ.

Cada CPI es una matriz de datos IQ $Y[n,m]$ donde n es la cantidad de pulsos en tiempo lento y m la cantidad de muestras en tiempo rápido. De esta forma, se puede pensar que se tiene una

imagen de 28x8000 pixeles a la que se le va a aplicar DWT en dos dimensiones hasta nivel 4 de multi-resolución. Los coeficientes de detalle de los primeros niveles de multi-resolución representan las altas frecuencias espaciales de la matriz $Y[n,m]$ y a medida que se avanza en el nivel de multi-resolución se van representando frecuencias espaciales más bajas. Visto desde la óptica del análisis de imágenes, las altas frecuencias espaciales son los bordes abruptos en una imagen. Como se vio anteriormente al graficar un CPI, la interferencia WLAN/RLAN aparece de manera aleatoria como pulsos de gran amplitud en la misma frecuencia que opera el radar, generando bordes abruptos (si se lo analiza como una imagen). Por otro lado, las reflexiones válidas no tienen tal nivel de aleatoriedad sino que se mantienen de cierta forma constantes pulso a pulso (tiempo lento). Por esto, el filtrado se lleva a cabo poniendo en cero los coeficientes de detalle en todos los niveles de multi-resolución ya que estos coeficientes son los que mapean las interferencias por las características de éstas. Dentro de los parámetros de entrada del filtro se puede optar por eliminar los coeficientes de detalle vertical, horizontal, diagonal o cualquier combinación de éstos. Al poner en cero estos coeficientes se busca construir un filtro que en forma localizada (propiedad de las wavelets) elimine las altas frecuencias que tiene este tipo de interferencia.

Luego se reconstruye la señal con los coeficientes filtrados aplicando la Transformada Discreta de Wavelet Inversa (IDWT, *Inverse Discrete Wavelet Transform*). Por último, se utiliza la fase de la señal guardada al principio del procesamiento para generar una matriz de datos IQ filtrada.

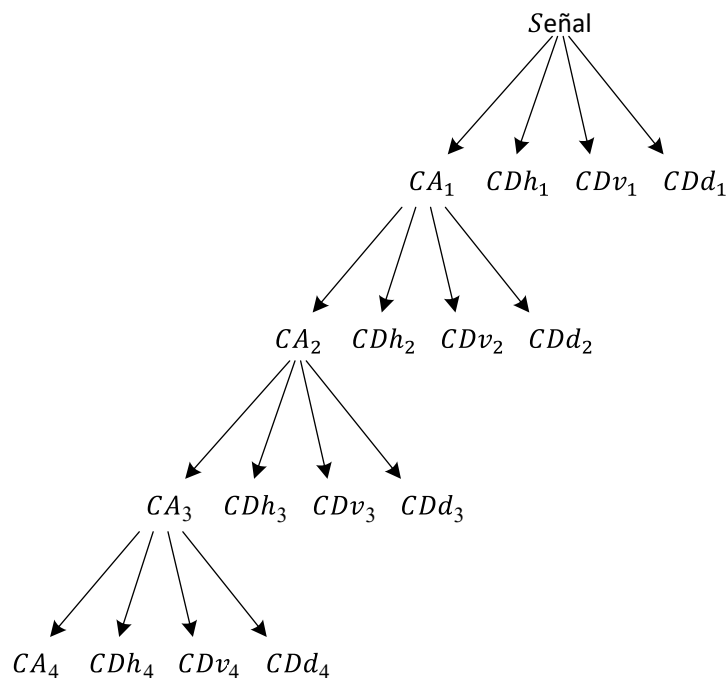


Figura 51. Árbol de descomposición Wavelet.

3.4.1. Filtrado de datos N1 con interferencia real

En esta sección se presentan resultados del filtro Wavelet aplicado a datos N1 crudos con interferencias WLAN/RLAN provenientes del RMA1.

Se muestra el proceso de filtrado para un intervalo coherente de pulsos. Los datos originales se presentan en la Figura 52. Estos datos ingresan en el filtro Wavelet y se descomponen en sus coeficientes de aproximación (CA) y coeficientes de detalle vertical (CDv), horizontal (CDh) y diagonal (CDd). En los parámetros de entrada del filtro se define la familia Wavelet a utilizar, el nivel de multi-resolución y los coeficientes a filtrar. Para el ejemplo que se muestra a continuación, los parámetros de entrada del filtro son los siguientes:

```
filter_prop = {'db4', 4, V, D};
```

Esto quiere decir que se utilizará la familia de Wavelet Daubechies 4, nivel de multi-resolución 4 y se filtrarán los coeficientes verticales y diagonales. El proceso puede representarse mediante el árbol de reconstrucción de Wavelet en dos dimensiones como se muestra en la Figura 53. Los coeficientes de detalle vertical y diagonal son eliminados en todos los niveles, mientras que para la reconstrucción se utilizarán los coeficientes de detalle horizontal y el coeficiente de aproximación.

En las siguientes cuatro figuras se muestran los resultados luego de aplicarle la DWT y el análisis multi-resolución a un intervalo coherente de pulsos. En la Figura 54 se muestran los coeficientes de aproximación CA , en la Figura 55 se muestran los coeficientes de detalle horizontal CDh , en la Figura 56 se muestran los coeficientes de detalle vertical CDv y en la Figura 57 se muestran los coeficientes de detalle diagonal CDd . Todos los coeficientes se grafican en sus cuatro niveles de multi-resolución.

A simple vista puede verse que los coeficientes de detalle vertical CDv reflejan las interferencias de alta frecuencia de la señal original. El filtro, según los parámetros que se introdujeron a su entrada, eliminará los CDv y los CDd y luego reconstruirá la señal.

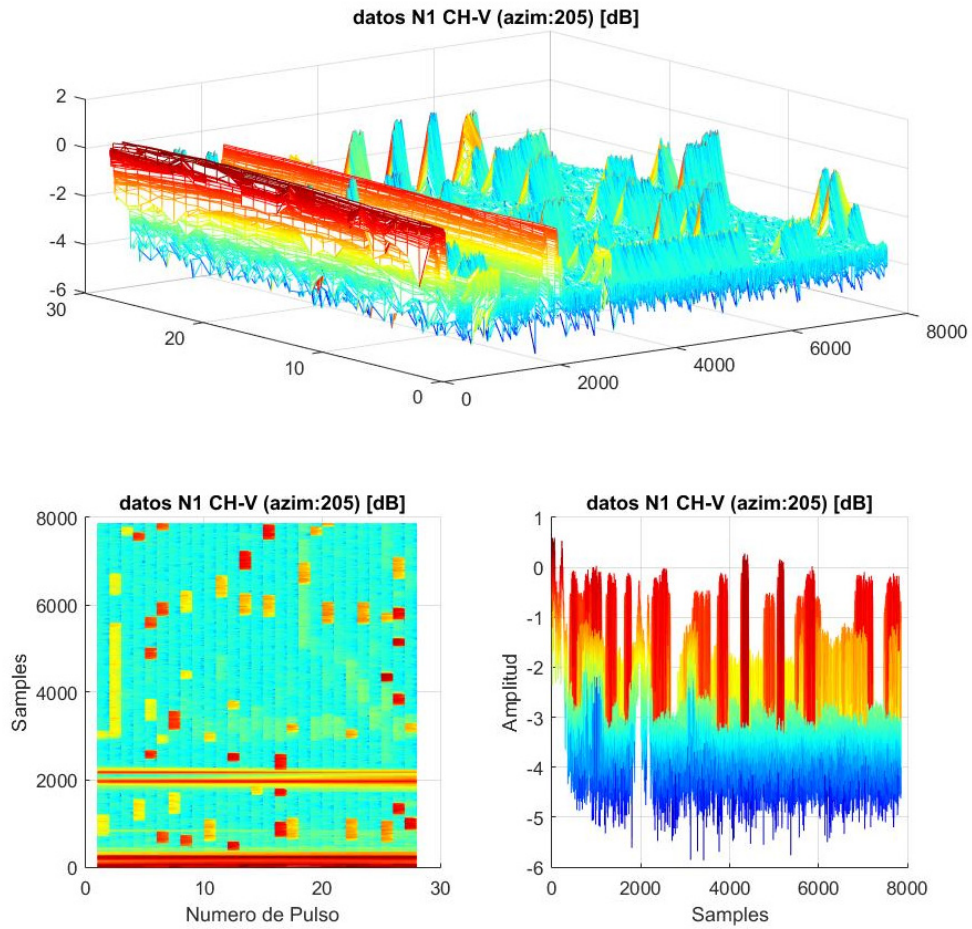


Figura 52. Datos N1 crudos, acimut 205.

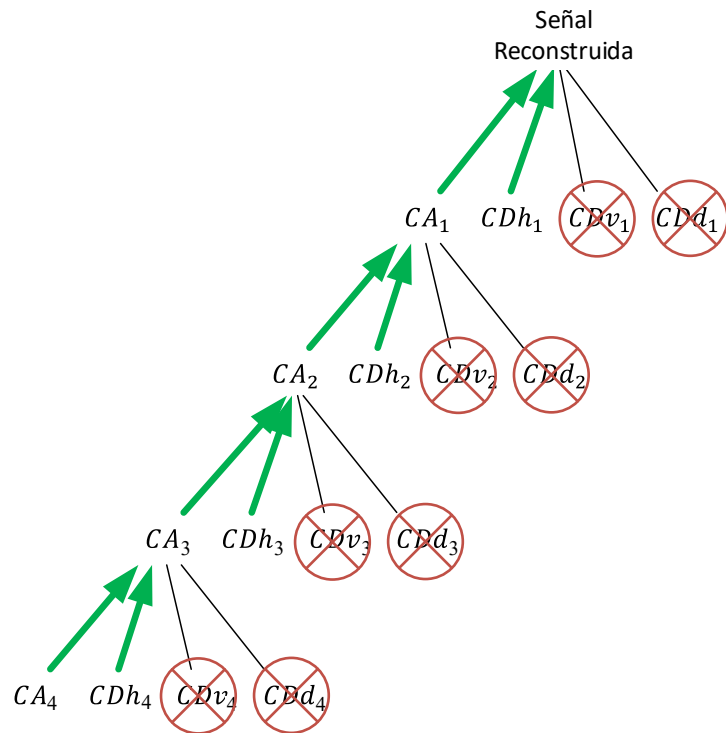


Figura 53. Árbol de reconstrucción de Wavelet utilizado en el filtro.

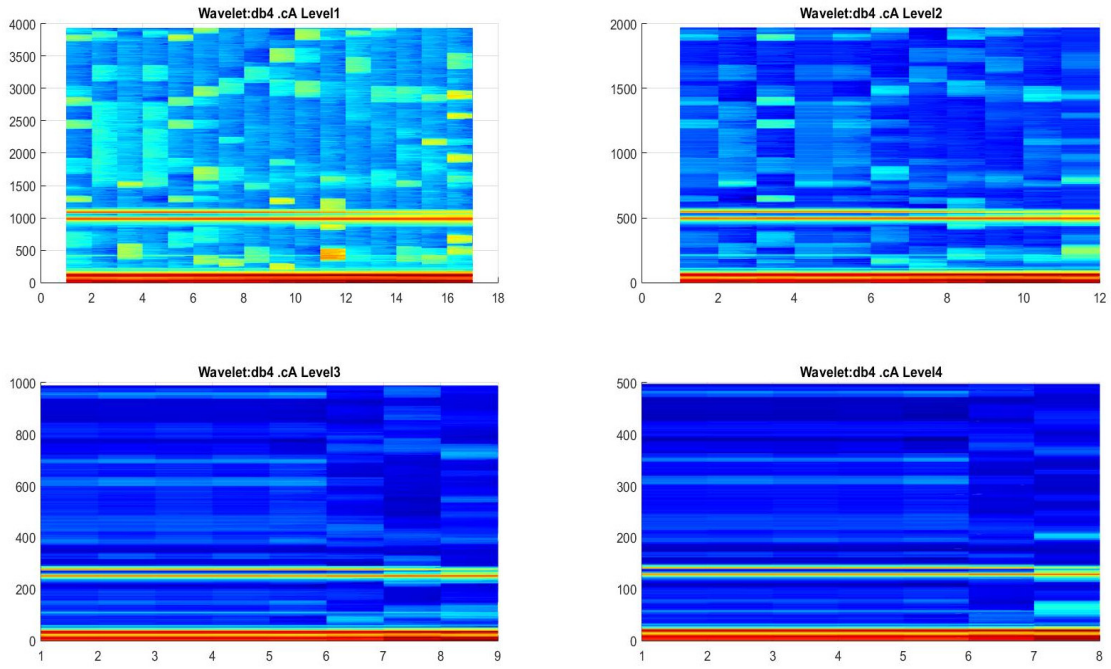


Figura 54. Datos N1 crudos, acimut 205. Coeficientes de aproximación hasta nivel 4.

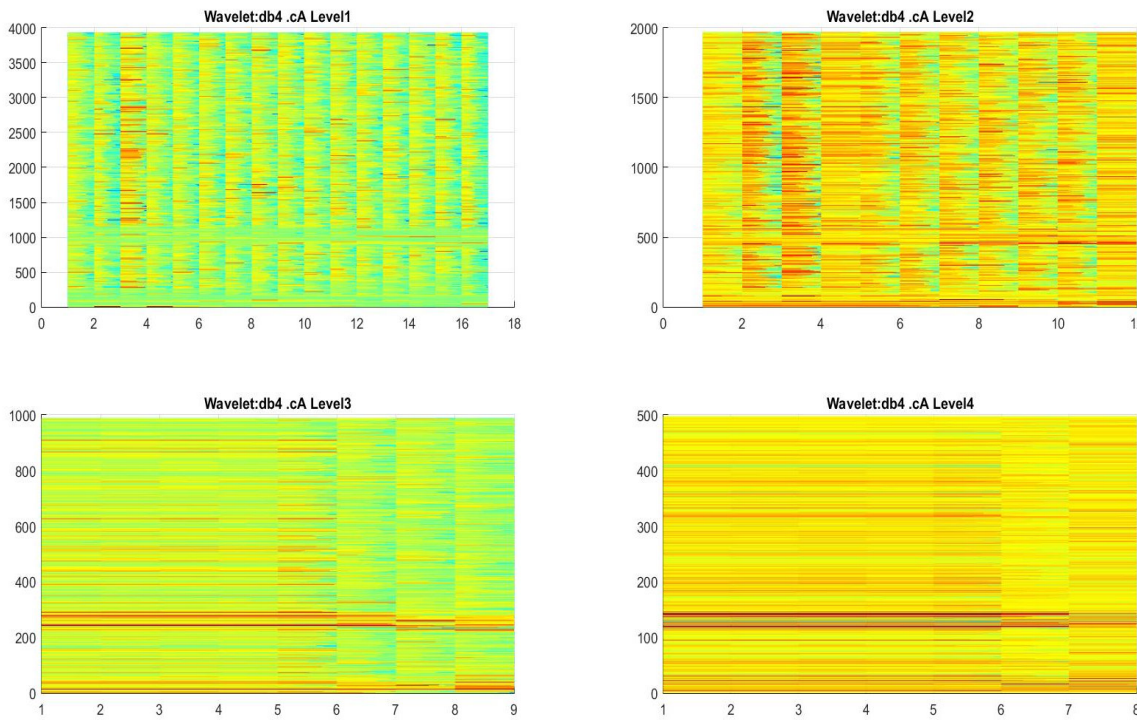


Figura 55. Datos N1 crudos, acimut 205. Coeficientes de Detalle Horizontal hasta nivel 4.

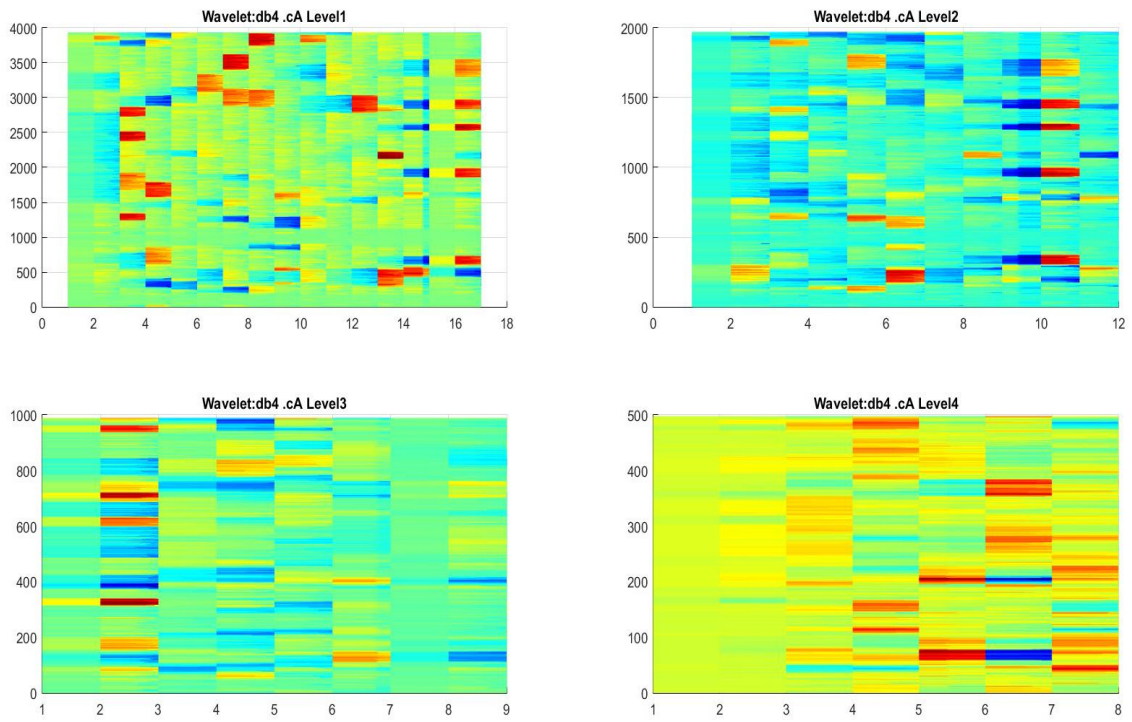


Figura 56. Datos N1 crudos, acimut 205. Coeficientes de Detalle Vertical hasta nivel 4.

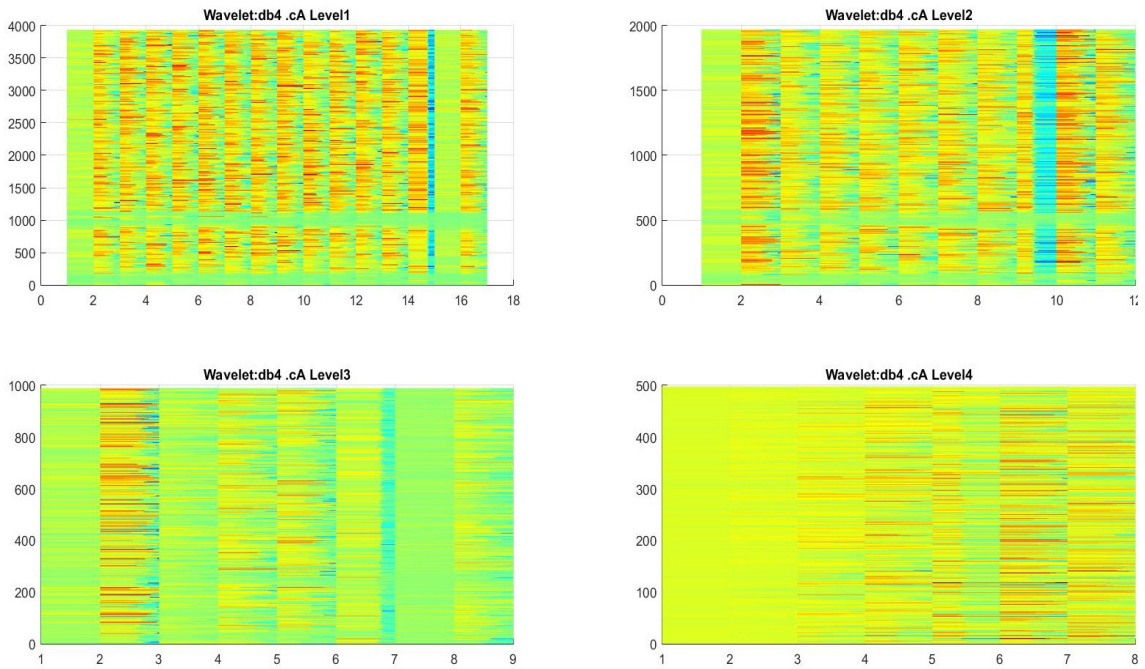


Figura 57. Datos N1 crudos, acimut 205. Coeficientes de Detalle Diagonal hasta nivel 4.

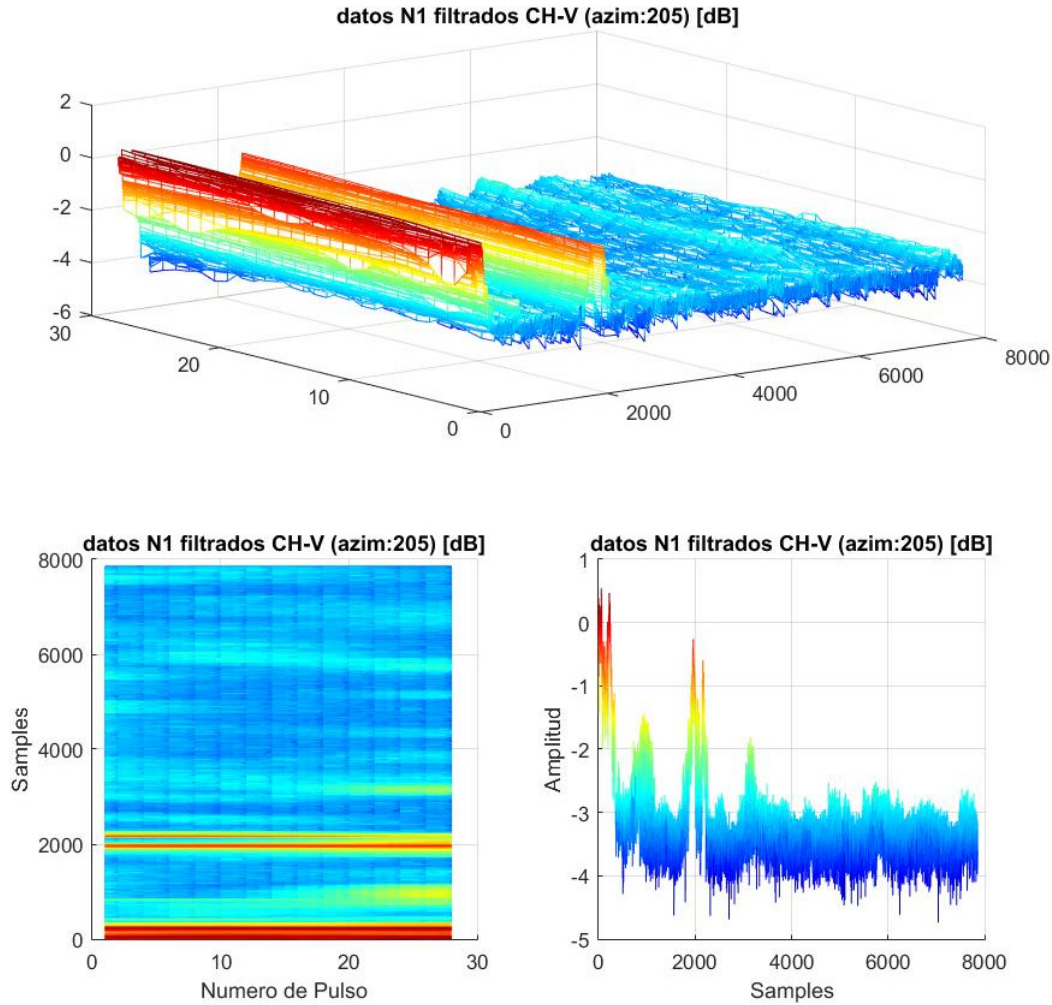


Figura 58. Filtro DWT. Datos N1 filtrados, acimut 205.

La señal filtrada y reconstruida se muestra en la Figura 58. Es notable como han desaparecido los pulsos aleatorios correspondientes a interferencias y han quedado casi sin alteraciones los datos correspondientes a reflexiones válidas.

En la Figura 59(a) se grafica el módulo al cuadrado de $Y(x,n)$ en decibels, el módulo al cuadrado de $Y(x,n)$ y la parte real de $Y(x,n)$, mientras que en la Figura 59(b) se muestran los mismos gráficos pero para la señal filtrada $Y_{filter}(x,n)$; x corresponde a un pulso dentro del intervalo coherente de pulsos graficado en la Figura 58. En este caso $x=15$ (se grafica el pulso número 15). Puede verse como el filtro ha logrado eliminar las interferencias (resaltadas en rojo) casi sin afectar las reflexiones válidas.

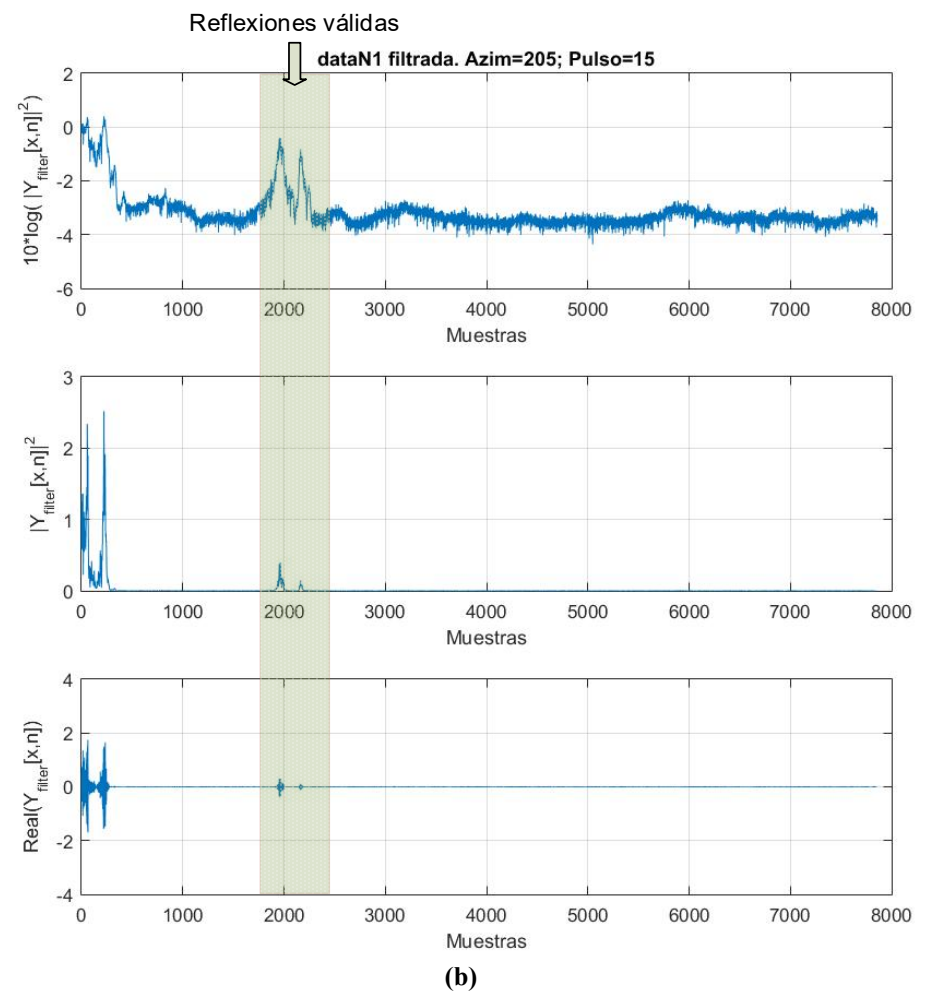
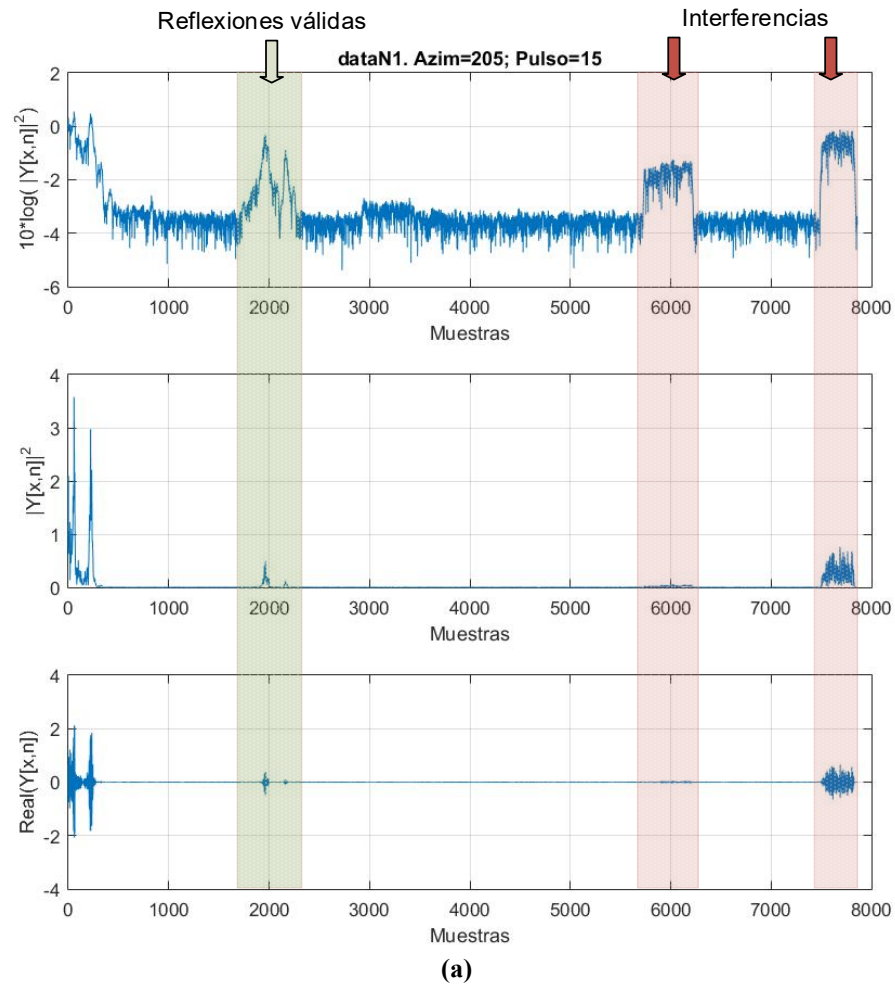


Figura 59. Datos de nivel 1 del RMA1, acimut 205, pulso 15. (a) Señal original. (b) Señal filtrada con filtro DWT.

Se aplica el filtro a la totalidad de los datos N1 y se calculan los productos de nivel 2. A continuación se muestran los productos de nivel 2, generados a partir de datos N1 crudos y filtrados con el filtro basado en DWT.

La Figura 60 (a) muestra el producto reflectividad con datos originales y la Figura 60 (b) muestra el producto reflectividad luego de ser filtrado. En la Figura 61 (a) se muestra el gráfico PPI para el coeficiente de correlación H-V con datos N1 sin filtrar, mientras que la Figura 61 (b) muestra el mismo producto pero obtenido a partir de los datos N1 filtrados. Estos dos productos, se calculan a partir de la potencia de la señal, pero el coeficiente de correlación H-V tiene en cuenta también la polarimetría del radar.

Como puede verse, se han eliminado casi la totalidad de radiales afectados por interferencia. También se aprecia que hay leves efectos en las reflexiones válidas. La tormenta que se encuentra en los cuadrantes 1 y 2 de los PPI anteriores se ve levemente alterada debido al filtro. Tampoco se ve afectado el clutter de la cadena montañosa que aparece en el radial 205 deg aproximadamente en acimut, (el Norte está en parte la superior del gráfico y vale 0 deg), a pesar de haber filtrado la interferencia de mayor grado en ese acimut.

Para el cálculo de los productos PHIDP y velocidad radial es necesaria tanto la amplitud como la fase de la señal. La Figura 62 (a) muestra el gráfico PPI del producto cambio de fase diferencial con datos sin filtrar y la Figura 62 (b) muestra el mismo producto generado con datos N1 filtrados. En la Figura 63 (a) se muestra el producto velocidad radial obtenido a partir de datos N1 originales y en la Figura 63 (b) se presenta el PPI para velocidad radial generado con datos N1 filtrados.

En el producto velocidad radial no se ven grandes mejoras, ya que pareciera que las interferencias no afectan en gran medida este producto. Esto es debido al algoritmo de cálculo de la velocidad, el cual hace uso de la FFT (*Fast Fourier Transform*) para calcular el espectro de la señal en tiempo lento. Tomando el CPI graficado arriba, a un mismo rango los datos en tiempo lento usados para calcular la velocidad tienen en promedio dañado un 7% de los pulsos (2/28) con máximo de 25% (7/28) en sectores con mucha interferencia (Figura 52). Es decir el algoritmo de FFT a partir del cual se calcula la velocidad es robusto a este tipo de ruido y se puede estimar la velocidad de ese punto de todas maneras. Distinto es el caso del producto reflectividad ya que la potencia se calcula en cada rango, como promedio de las potencias en tiempo lento.

En todos los productos se aprecian mejoras sustanciales debido a la eliminación de interferencias.

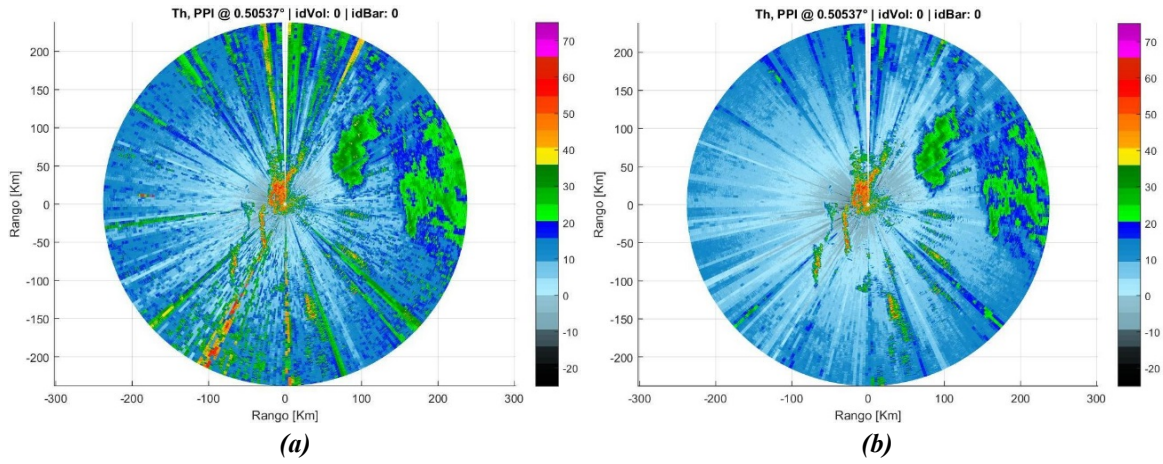


Figura 60. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT.

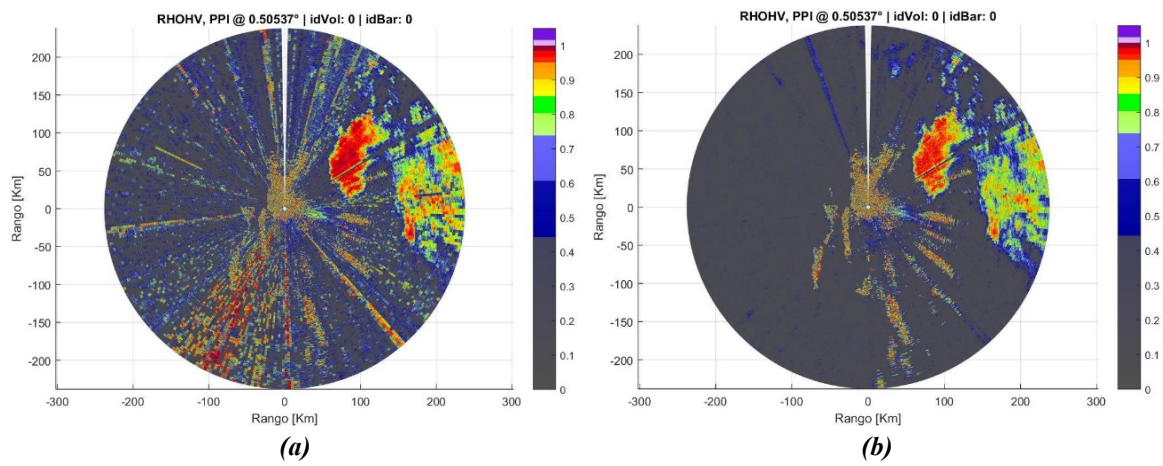


Figura 61. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT.

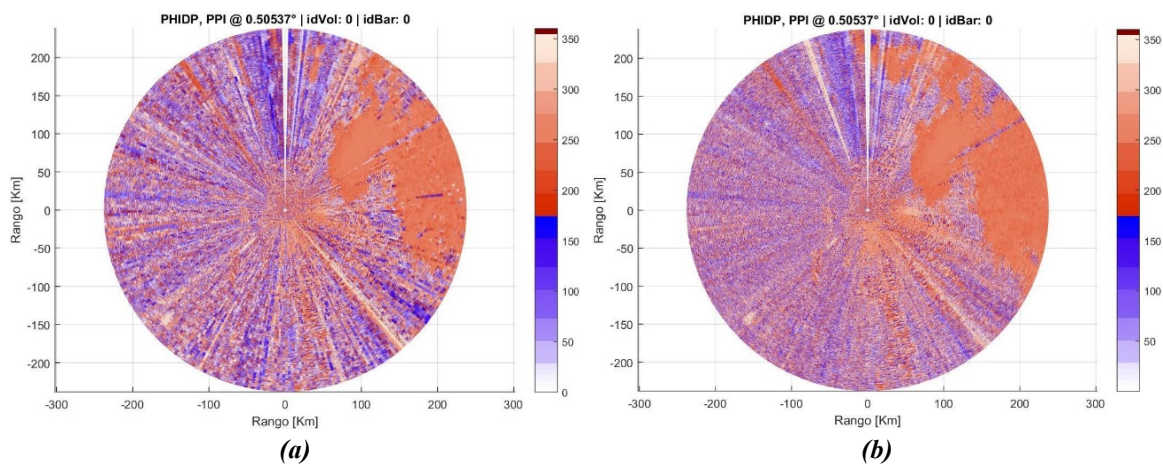


Figura 62. Producto Cambio de fase diferencial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT.

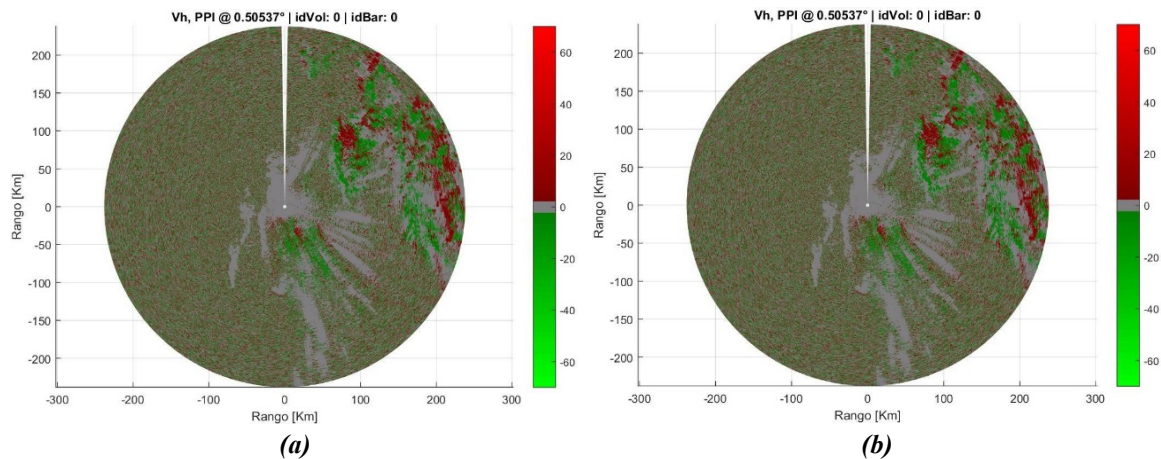


Figura 63. Producto Velocidad radial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT.

3.4.1.1. Desempeño de los filtros DWT con interferencia WLAN/RLAN

En esta sección se presentarán los resultados al aplicar los filtros utilizando diferentes familias de Wavelets, diferentes niveles de resolución y diferentes tipos de filtrado, es decir, variando los parámetros de entrada del filtro para cada iteración.

Los test automatizados que se realizaron variaron los parámetros de entrada de los filtros combinando estos valores:

1. Familias Wavelet utilizadas:
 - a. Daubechies db4
 - b. Daubechies db6
 - c. Daubechies db8
 - d. Symlets 2
 - e. Symlets 4
 - f. Symlets 8
 - g. Coiflets 1
 - h. Coiflets 2
2. Niveles de multi-resolución
 - a. Nivel 3
 - b. Nivel 4
 - c. Nivel 5
3. Coeficientes de detalle filtrados
 - a. Vertical y Diagonal
 - b. Vertical, Diagonal y Horizontal

Se calcularon las métricas para cada uno de los filtros aplicados como se describió anteriormente. Dado que no se puede separar la señal original de las interferencias, las métricas SNR y RMSE no son aplicables.

En la Figura 64 y Figura 65 se muestran la Varianza y el Coeficiente de Variación respectivamente. Debido a la gran cantidad de resultados generados por las combinaciones de parámetros de entrada utilizados en los filtros, en las figuras se superponen los resultados de algunas de las combinaciones de filtros testeados junto con la señal original. En ambas figuras, la curva celeste de arriba es la que representa los datos de nivel 1 originales, tal y como está marcado en la leyenda de referencia. Puede apreciarse que estas dos métricas sirven de indicadores de nivel de interferencia en las direcciones acimutales que se estén evaluando. Esto puede comprobarse mediante una rápida comparación de estas métricas con los PPI graficados anteriormente. Estas métricas pueden utilizarse para predecir de manera analítica si una dirección acimutal presenta o no interferencias.

En ambas figuras se ven graficadas algunas de las familias de curvas correspondientes a los diferentes tipos de filtros Wavelet ensayados, los cuales están por debajo de los valores de la señal sin filtrar.

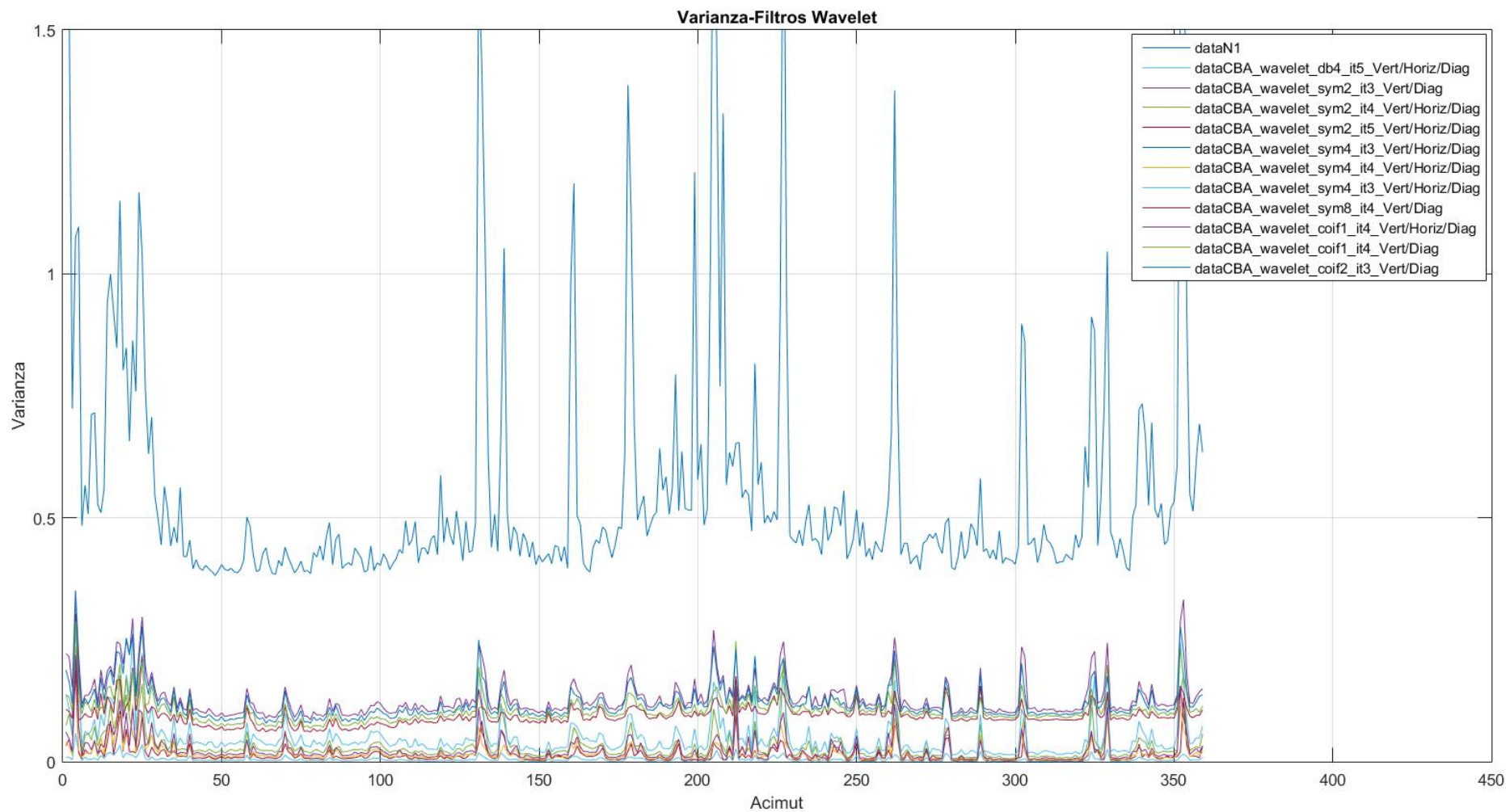


Figura 64. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del filtro DWT.

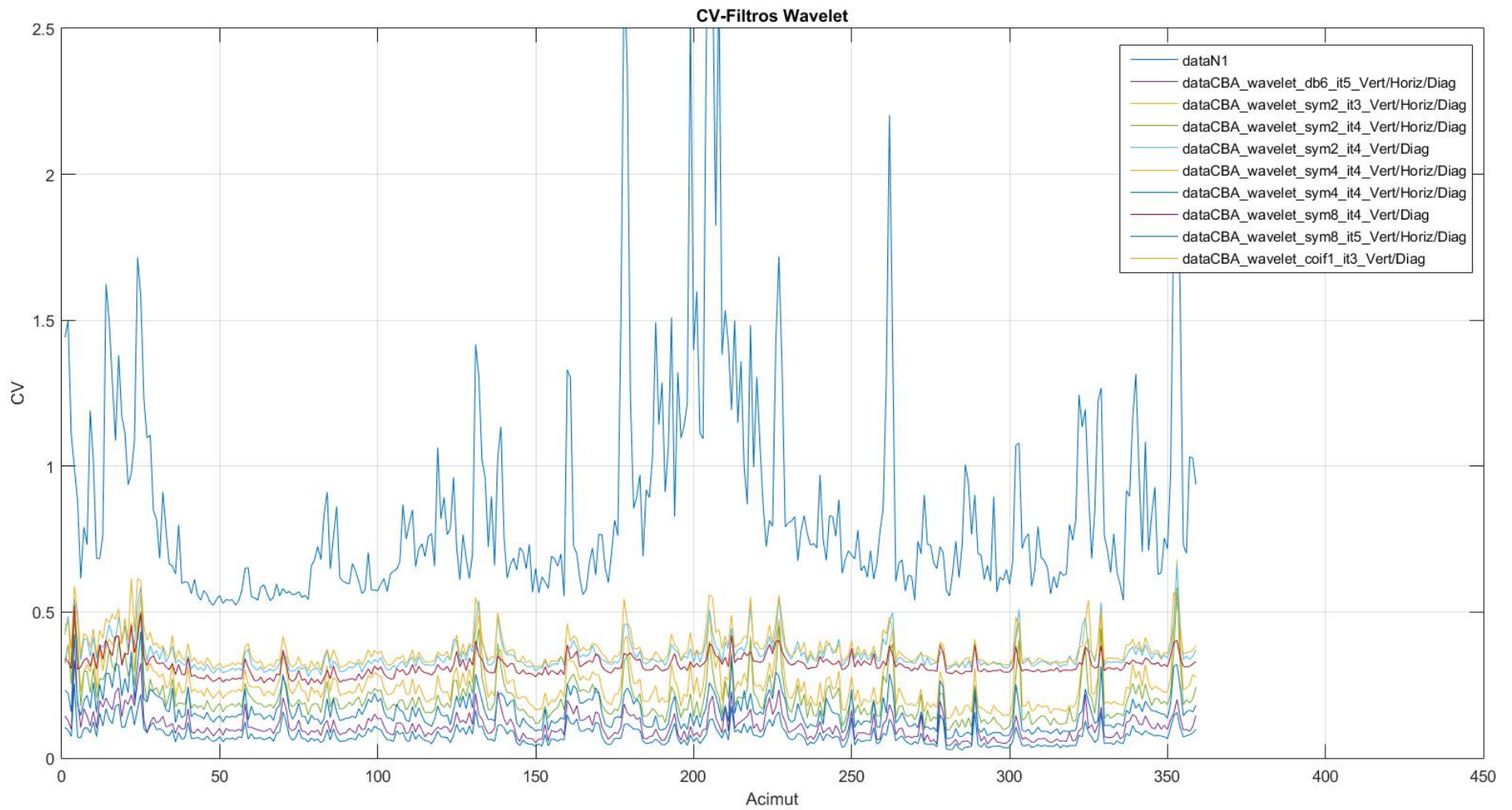


Figura 65. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del filtro DWT.

Para poder apreciar con mayor claridad cuáles fueron los filtros con mejor desempeño, se muestran los valores para cada una de las métricas y para cada uno de los tipos de filtro en la Tabla 2. Se tomó el promedio a lo largo de todos los intervalos coherentes de pulsos para cada una de las métricas. Para cada una de ellas, se resaltan los diez filtros que mejor desempeño tuvieron, como puede verse en la tabla. También se grafican las métricas ordenadas según desempeño para cada uno de los filtros en la Figura 66 y Figura 67. Estos últimos dos gráficos sirven para tener una visión clara y para poder comparar el desempeño de cada uno de los filtros.

Tipo	Var	CV
db4_it3_Vert/Horiz/Diag	0,047094	0,238227
db4_it3_Vert/Diag	0,125696	0,362364
db4_it4_Vert/Horiz/Diag	0,021672	0,171454
db4_it4_Vert/Diag	0,103827	0,331894
db4_it5_Vert/Horiz/Diag	0,004816	0,081638
db6_it3_Vert/Horiz/Diag	0,050349	0,24624
db6_it3_Vert/Diag	0,130447	0,36986
db6_it4_Vert/Horiz/Diag	0,018802	0,160618
db6_it4_Vert/Diag	0,101874	0,327568
db6_it5_Vert/Horiz/Diag	0,008712	0,109527
db8_it3_Vert/Horiz/Diag	0,046318	0,236526
db8_it3_Vert/Diag	0,121394	0,357211
db8_it4_Vert/Horiz/Diag	0,020365	0,161978
db8_it4_Vert/Diag	0,096953	0,318278
db8_it5_Vert/Horiz/Diag	0,005443	0,08704
sym2_it3_Vert/Horiz/Diag	0,05242	0,254473
sym2_it3_Vert/Diag	0,131146	0,373616
sym2_it4_Vert/Horiz/Diag	0,033322	0,205239
sym2_it4_Vert/Diag	0,116603	0,353648
sym2_it5_Vert/Horiz/Diag	0,014873	0,145843
sym4_it3_Vert/Horiz/Diag	0,050249	0,243605
sym4_it3_Vert/Diag	0,126944	0,36434
sym4_it4_Vert/Horiz/Diag	0,018511	0,160174
sym4_it4_Vert/Diag	0,098557	0,323253
sym4_it5_Vert/Horiz/Diag	0,006874	0,097524
sym4_it3_Vert/Horiz/Diag	0,050249	0,243605
sym4_it3_Vert/Diag	0,126944	0,36434
sym4_it4_Vert/Horiz/Diag	0,018511	0,160174
sym4_it4_Vert/Diag	0,098557	0,323253
sym4_it5_Vert/Horiz/Diag	0,006874	0,097524
sym8_it3_Vert/Horiz/Diag	0,041561	0,223126
sym8_it3_Vert/Diag	0,116328	0,348683
sym8_it4_Vert/Horiz/Diag	0,017161	0,154245
sym8_it4_Vert/Diag	0,094431	0,316707
sym8_it5_Vert/Horiz/Diag	0,004498	0,078554
coif1_it3_Vert/Horiz/Diag	0,051831	0,250455
coif1_it3_Vert/Diag	0,130321	0,37162
coif1_it4_Vert/Horiz/Diag	0,024005	0,178258
coif1_it4_Vert/Diag	0,105481	0,335242
coif1_it5_Vert/Horiz/Diag	0,011172	0,123283
coif2_it3_Vert/Horiz/Diag	0,044014	0,23038
coif2_it3_Vert/Diag	0,119953	0,353826
coif2_it4_Vert/Horiz/Diag	0,017864	0,157039
coif2_it4_Vert/Diag	0,096722	0,320572
coif2_it5_Vert/Horiz/Diag	0,006008	0,090817
coif2_it5_Vert/Diag	0,081678	0,287168

Tabla 2. Métricas Filtros Wavelet.

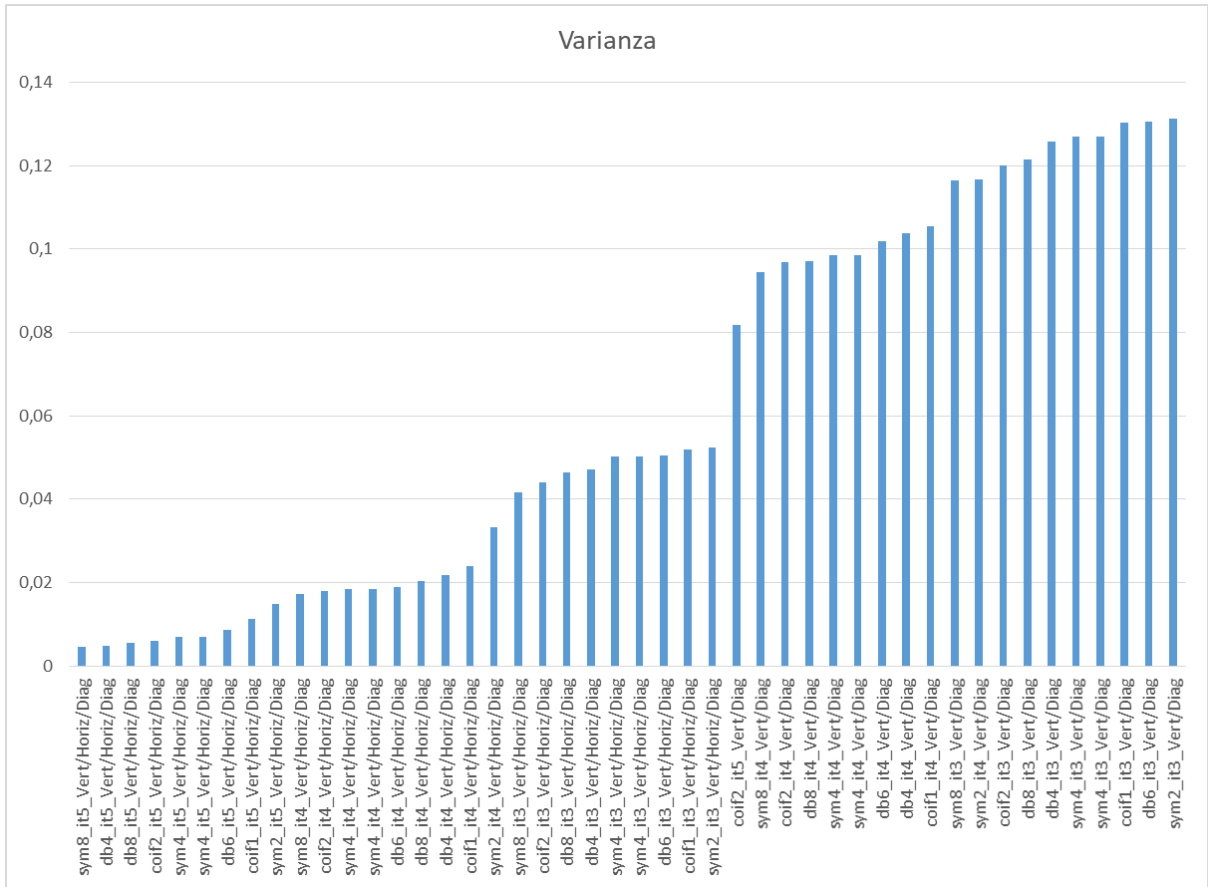


Figura 66. Varianza de todas las combinaciones de filtros Wavelet.

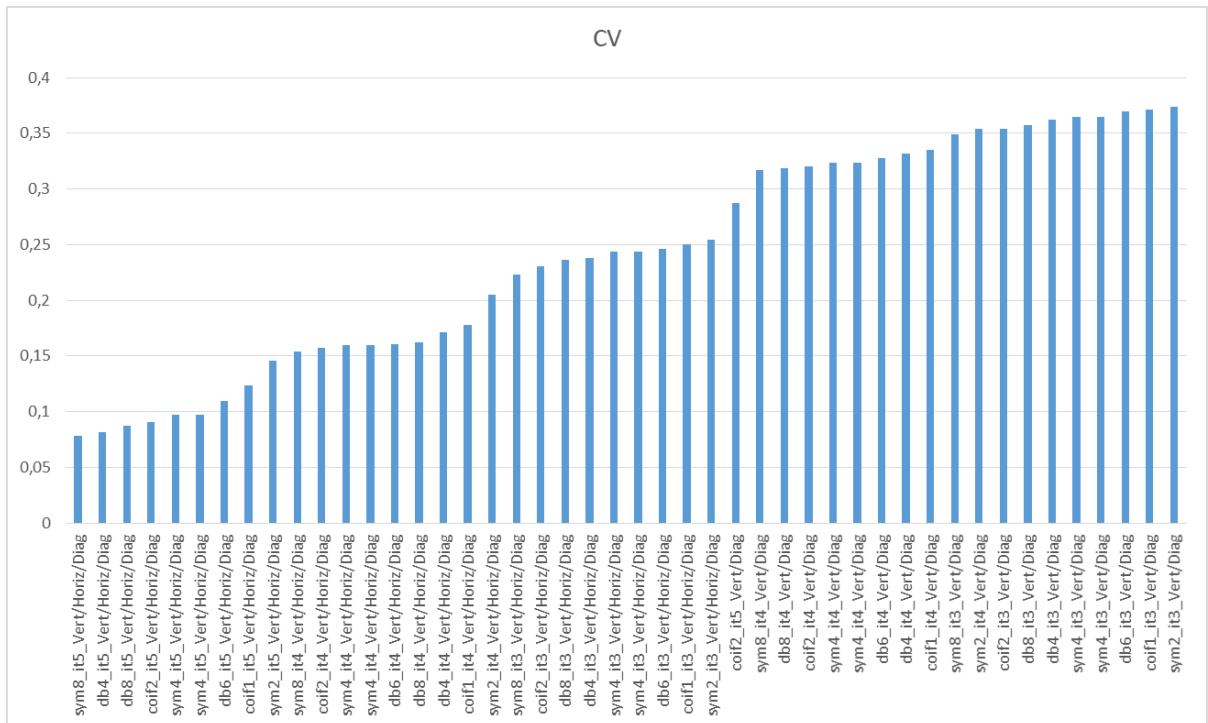


Figura 67. Coeficiente de Variación de todas las combinaciones de filtros Wavelet.

3.4.1.2. Conclusiones de filtrado de interferencia real basado en DWT

En base a los resultados obtenidos en las secciones anteriores, puede concluirse que los filtros digitales basados en DWT y análisis multi-resolución son una buena alternativa para el filtrado de interferencia WLAN/RLAN en señales de radar meteorológico. Se probaron diferentes familias de Wavelet, varios niveles de multi-resolución y filtrado de diferentes combinaciones de coeficientes de detalle, para luego mostrar los resultados de los datos de nivel 1 filtrados, de los productos de nivel 2 generados a partir de estos y de las métricas de desempeño obtenidas.

La familia de Wavelets de Daubechies pareciera ser una de las mejores alternativas para el filtrado. Se destaca también que a medida que se avanza en el nivel de multi-resolución, se filtra mejor la interferencia, pero se perjudica la señal con datos válidos. Un filtrado con nivel de multi-resolución 3 o 4 debería ser suficiente para eliminar las interferencias severas. Niveles de multi-resolución más altos no se recomiendan ya que se pierde información valiosa de la señal.

Como puede verse en la Figura 64, la varianza de las señales filtradas es menor a la de la señal original. Si bien la varianza refleja el nivel de interferencia pulsada y el ruido térmico, grandes valores significan interferencia pulsada mayor. Lo mismo sucede con el coeficiente de variación mostrado en la Figura 65, donde los valores correspondientes a las señales filtradas son bastante inferiores al valor de la señal original con interferencia.

3.4.2. Filtrado de datos N1 con interferencia simulada

En esta sección se presentan resultados del filtro Wavelet aplicado a datos de nivel 1 crudos del RMA0 con interferencias WLAN/RLAN simuladas.

El procedimiento es el mismo que se aplicó en la sección 3.4.1. Se mostrarán los resultados detallados del proceso de filtrado Wavelet para un acimut en particular y luego se mostrarán los resultados obtenidos al calcular los productos de nivel 2.

En la Figura 68 se muestra un intervalo coherente de pulsos correspondiente a la dirección acimutal 159 a los que se les añadió interferencia simulada. Esos datos ingresan a un filtro DWT configurado para utilizar Wavelet de Daubechies 4, nivel de multi-resolución 4 y filtrado de coeficientes de detalle vertical y diagonal, es decir, los parámetros de entrada del filtro son:

```
filter_prop = {'db4', 4, V, D};
```

Se grafican los coeficientes de aproximación y detalle vertical, horizontal y diagonal en la Figura 69, Figura 70, Figura 71 y Figura 72 respectivamente. Cada una de las figuras muestra los coeficientes para los 4 niveles de multi-resolución analizados. Puede verse que los pulsos de interferencias son mapeados por el análisis multi-resolución DWT en los coeficientes de detalle vertical y diagonal. Éstos últimos son eliminados previo a reconstruir la señal con la IDWT. La señal filtrada y reconstruida se muestra en la Figura 73.

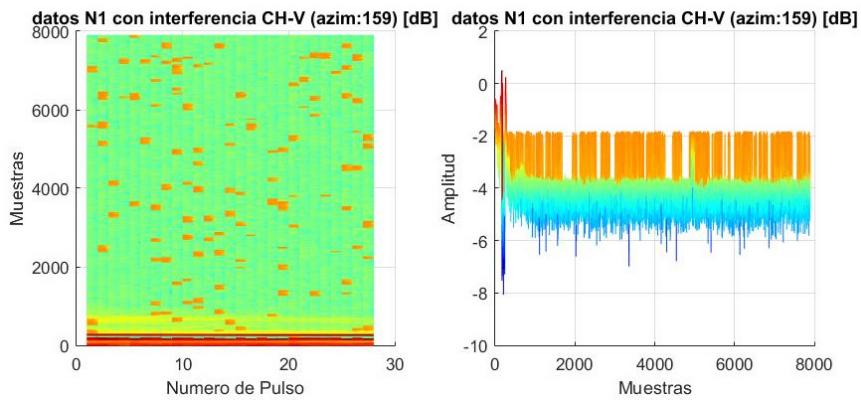
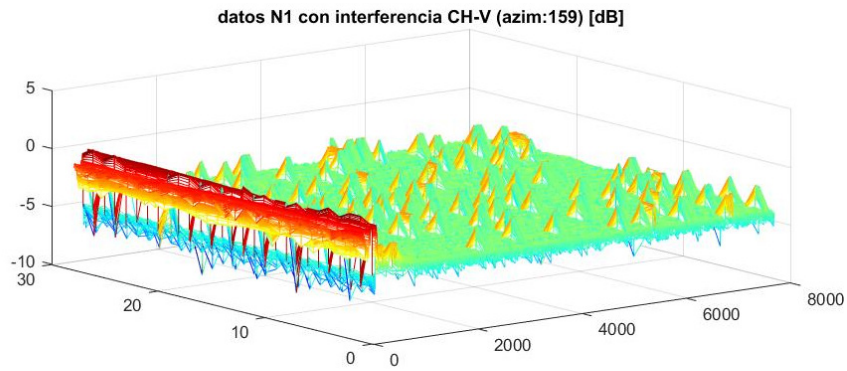


Figura 68. Datos N1 con interferencia simulada, RMA0, acimut 159.

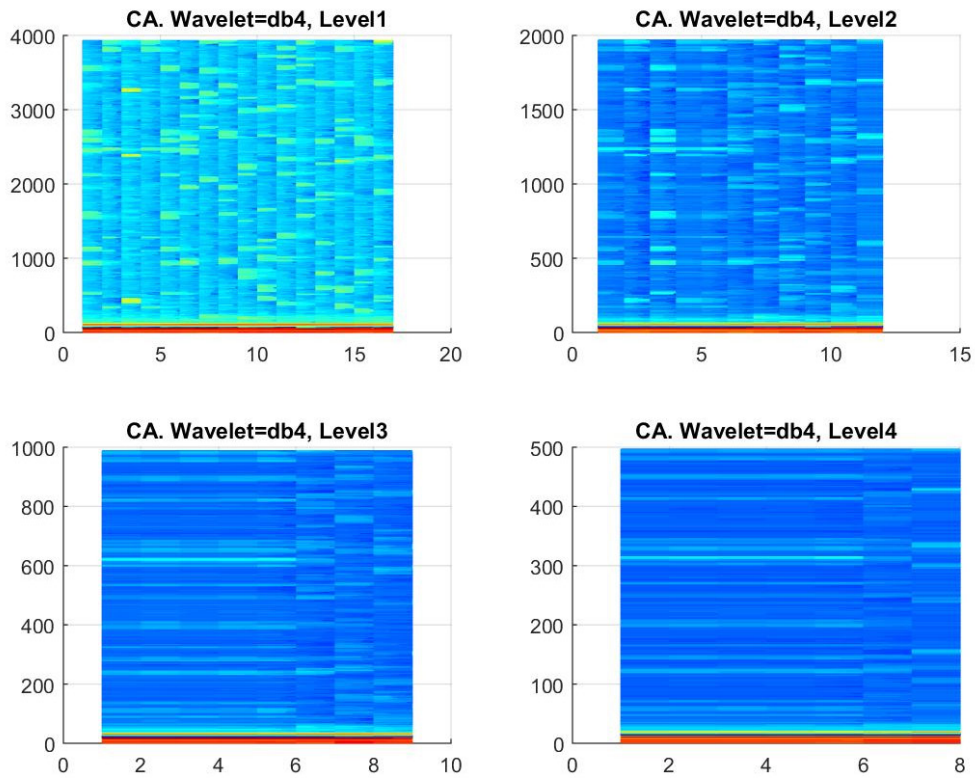


Figura 69. Datos N1 con interferencia simulada, acimut 205. Coeficientes de Aproximación hasta nivel 4.

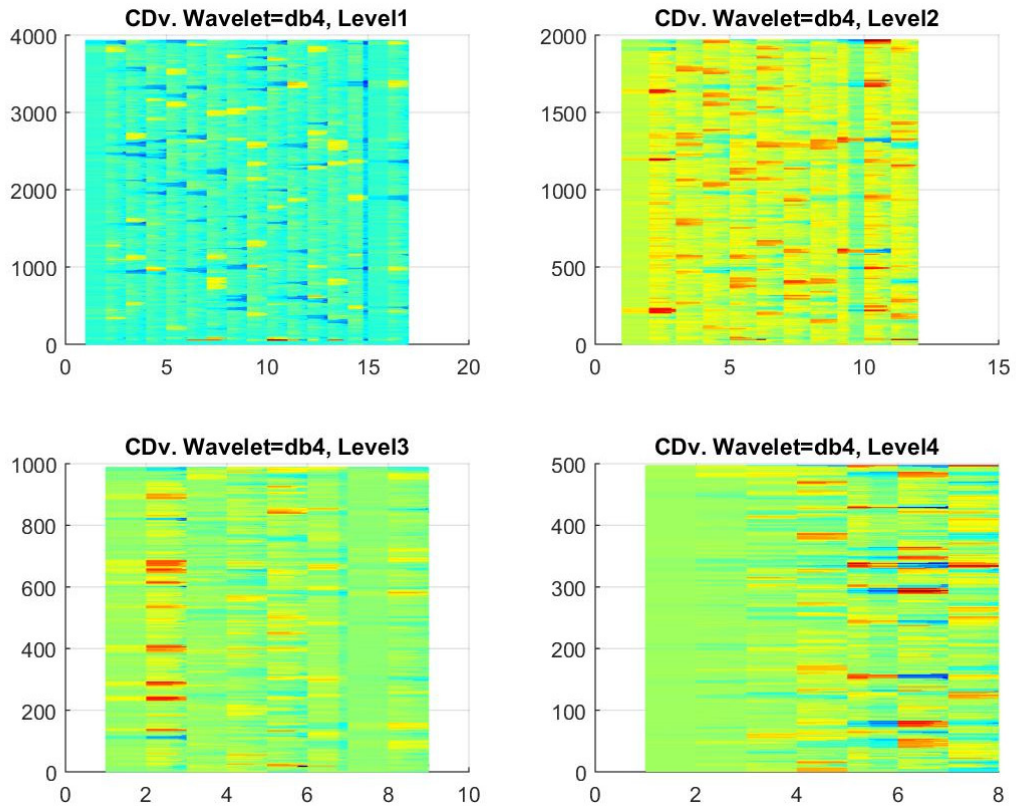


Figura 70. Datos N1 con interferencia simulada, acimut 205. Coeficientes de Detalle Vertical hasta nivel 4.

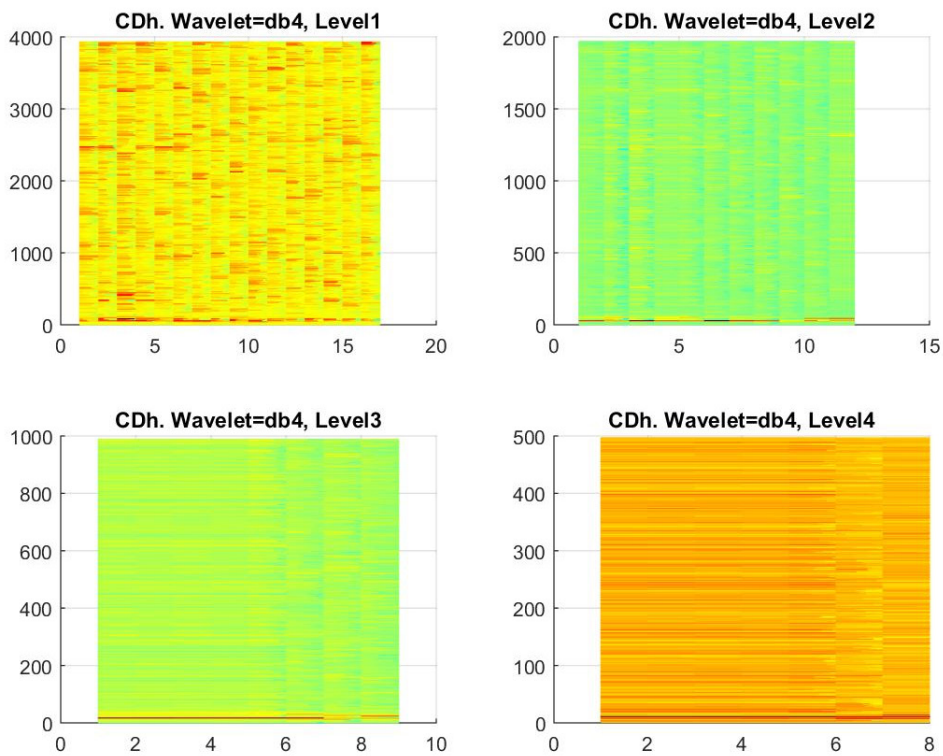


Figura 71. Datos N1 con interferencia simulada, acimut 205. Coeficientes de Detalle Horizontal hasta nivel 4.

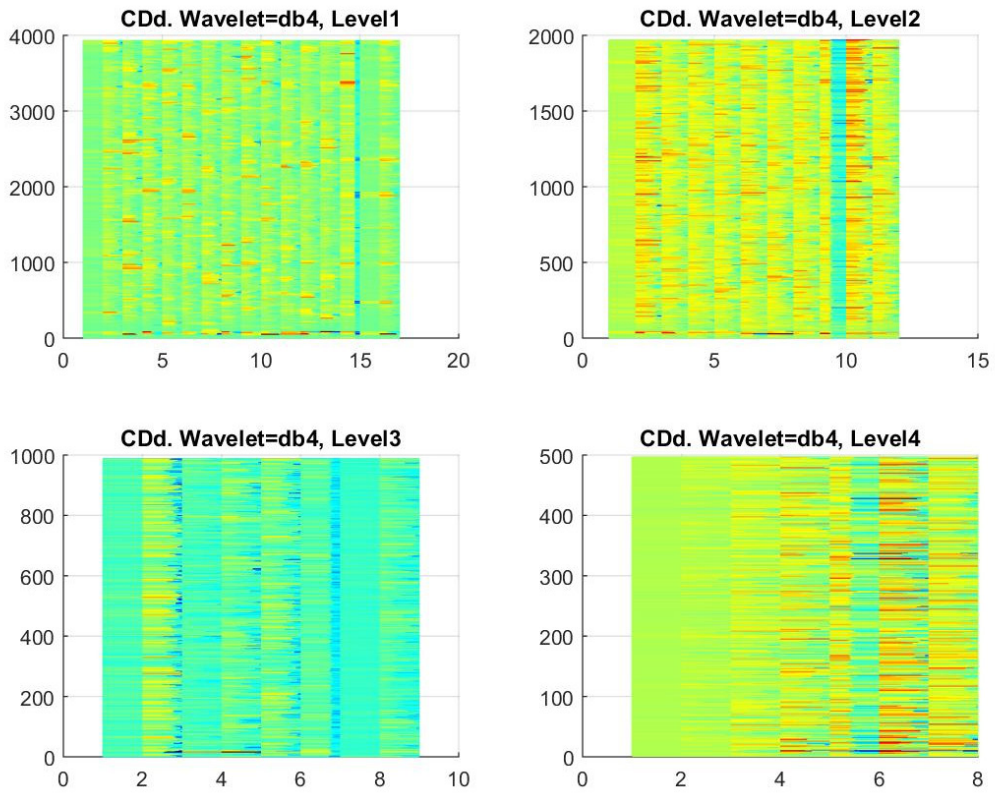


Figura 72. Datos N1 con interferencia simulada, acimut 205. Coeficientes de Detalle Diagonal hasta nivel 4.

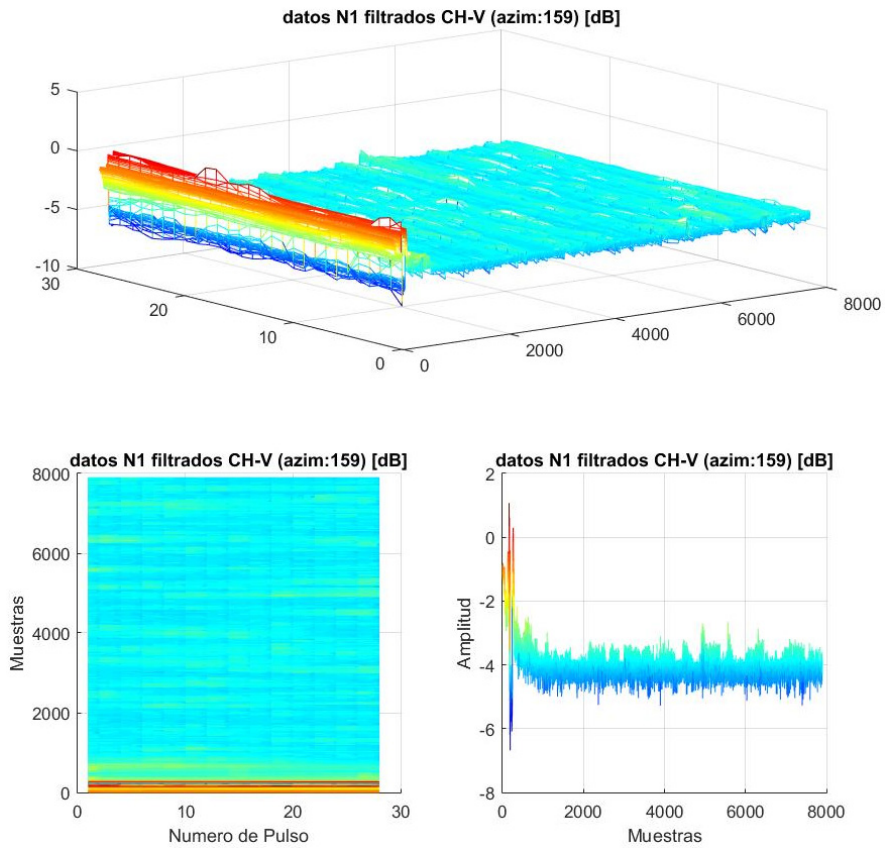


Figura 73. Datos N1 con interferencia simulada filtrados DWT, RMA0, acimut 1595.

Luego de aplicar el filtro en todas las direcciones acimutales y obtener los datos de nivel 1 filtrados, se procedió a calcular los productos de nivel 2. Estos productos se muestran en las cuatro imágenes a continuación (Figura 74, Figura 75, Figura 76 y Figura 77), en donde para todas ellas, la subimagen *a* representa el producto de nivel 2 calculado a partir de datos con interferencia simulada y la subimagen *b* representa los productos de nivel 2 luego de aplicar el filtro DWT. Los resultados a simple vista muestran que el filtro ha sido exitoso en la remoción de las interferencias simuladas.

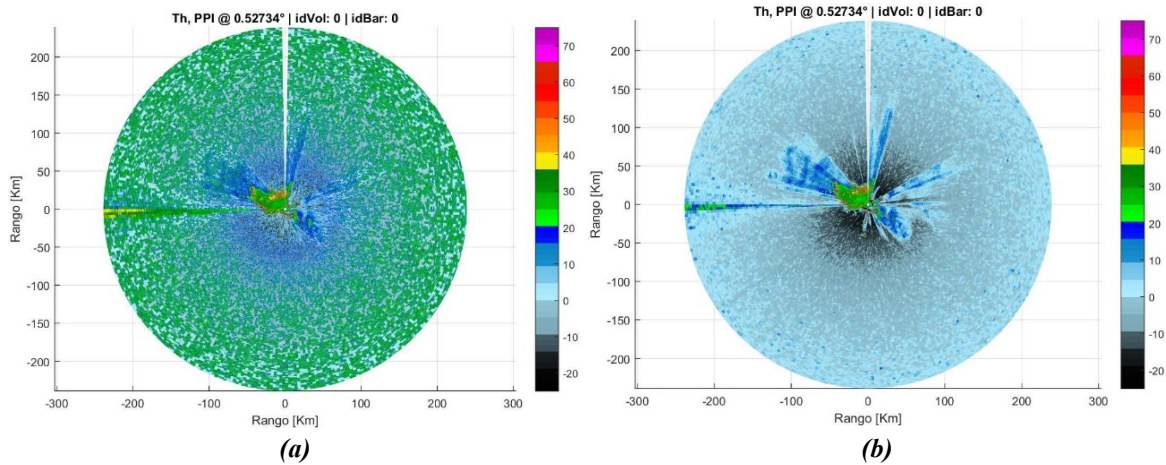


Figura 74. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado DWT.

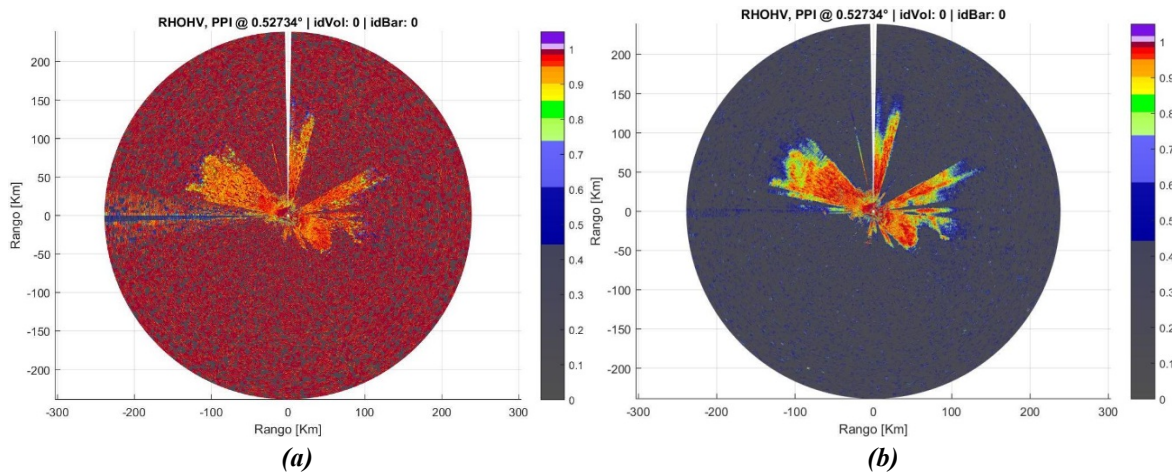


Figura 75. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado DWT.

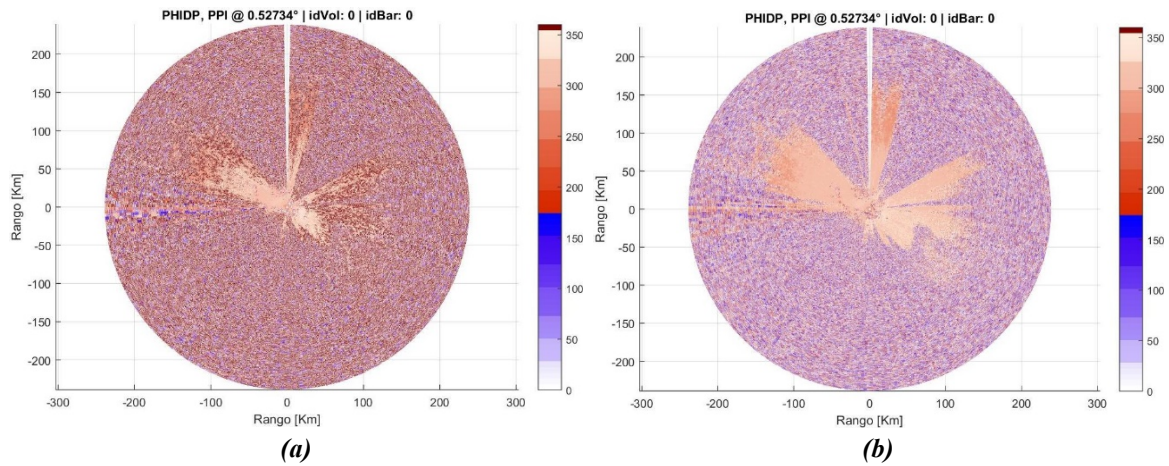


Figura 76. Producto Cambio de Fase Diferencial a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado DWT.

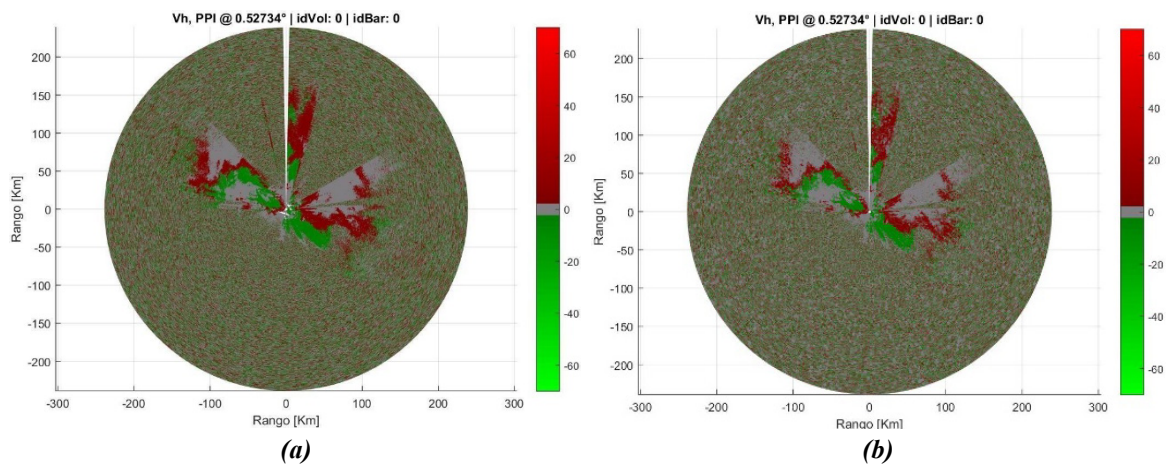


Figura 77. Producto Velocidad Radial a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado DWT.

3.4.2.1. Desempeño de los filtros DWT con interferencia simulada

Se realizaron pruebas de filtrado con diferentes familias de Wavelets, diferentes niveles de resolución y diferentes tipos de filtrado, variando los parámetros de entrada del filtro para cada iteración.

Los test automatizados que se realizaron variaron los parámetros de entrada de los filtros combinando estos valores:

1. Familia Wavelet utilizadas:
 - a. Daubechies db4
 - b. Daubechies db6
 - c. Daubechies db8
 - d. Symlets 2
 - e. Symlets 4

- f. Symlets 8
 - g. Coiflets 1
 - h. Coiflets 2
2. Niveles de multi-resolución
 - a. Nivel 3
 - b. Nivel 4
 - c. Nivel 5
 3. Coeficientes de detalle filtrados
 - a. Vertical y Diagonal
 - b. Vertical, Diagonal y Horizontal

Se calcularon las métricas para cada uno de los filtros aplicados como se describió anteriormente. En esta sección pueden aplicarse todas las métricas ya que se cuenta con la señal original (sin ruido) y el ruido simulado. Al igual que en la sección 3.4.1.1 no se grafican todos los resultados debido a la gran cantidad de combinaciones probadas.

En la Figura 78 se muestra la SNR obtenida en cada CPI para algunos de los filtros aplicados. La Figura 79 muestra el RMSE obtenido en cada intervalo de pulsos.

En la Figura 80 y Figura 81 se muestran la Varianza y el Coeficiente de Variación respectivamente. En ambas figuras se superponen los resultados de algunas de las combinaciones de filtros testeados junto con la señal original.

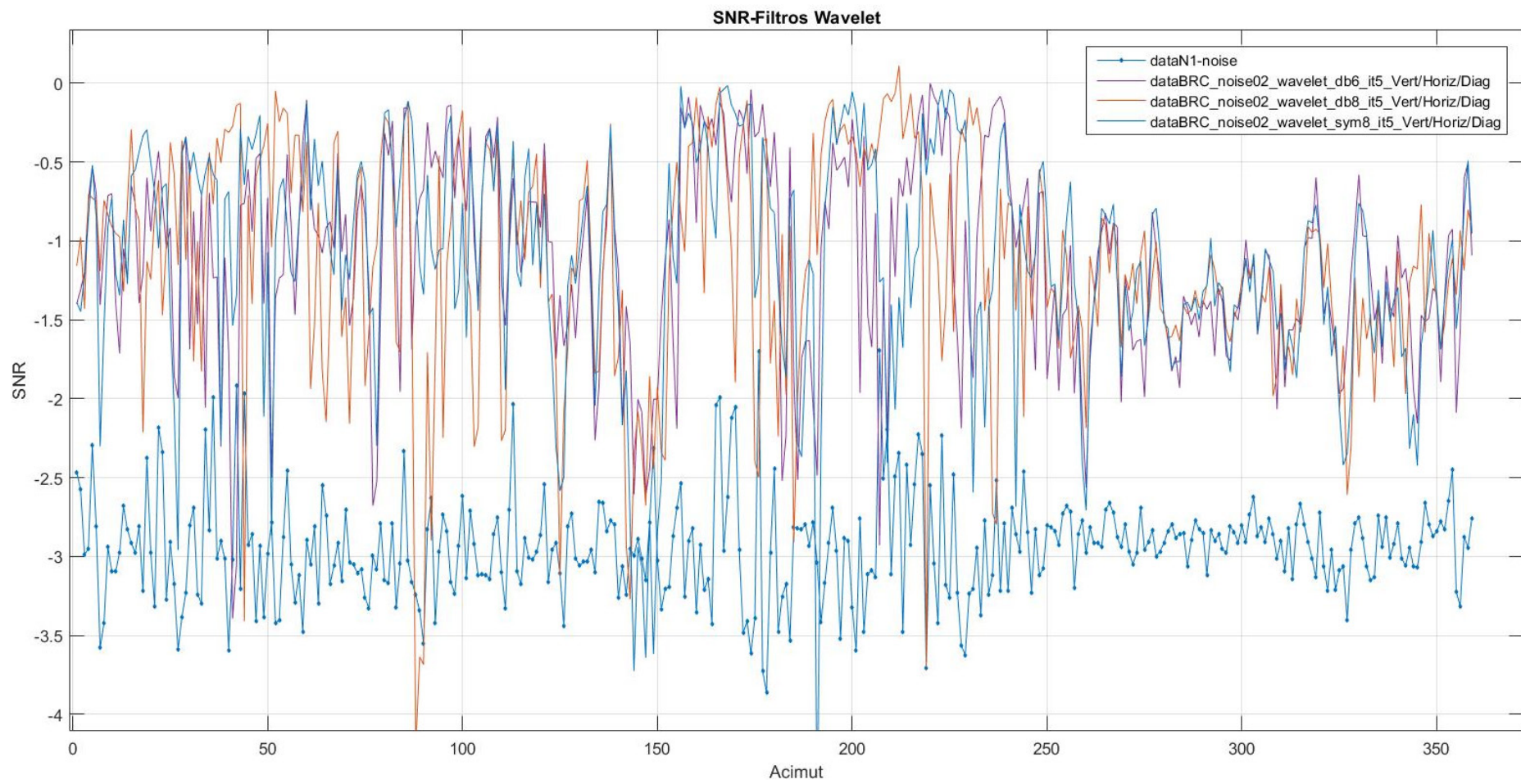


Figura 78. SNR de señal filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros DWT.

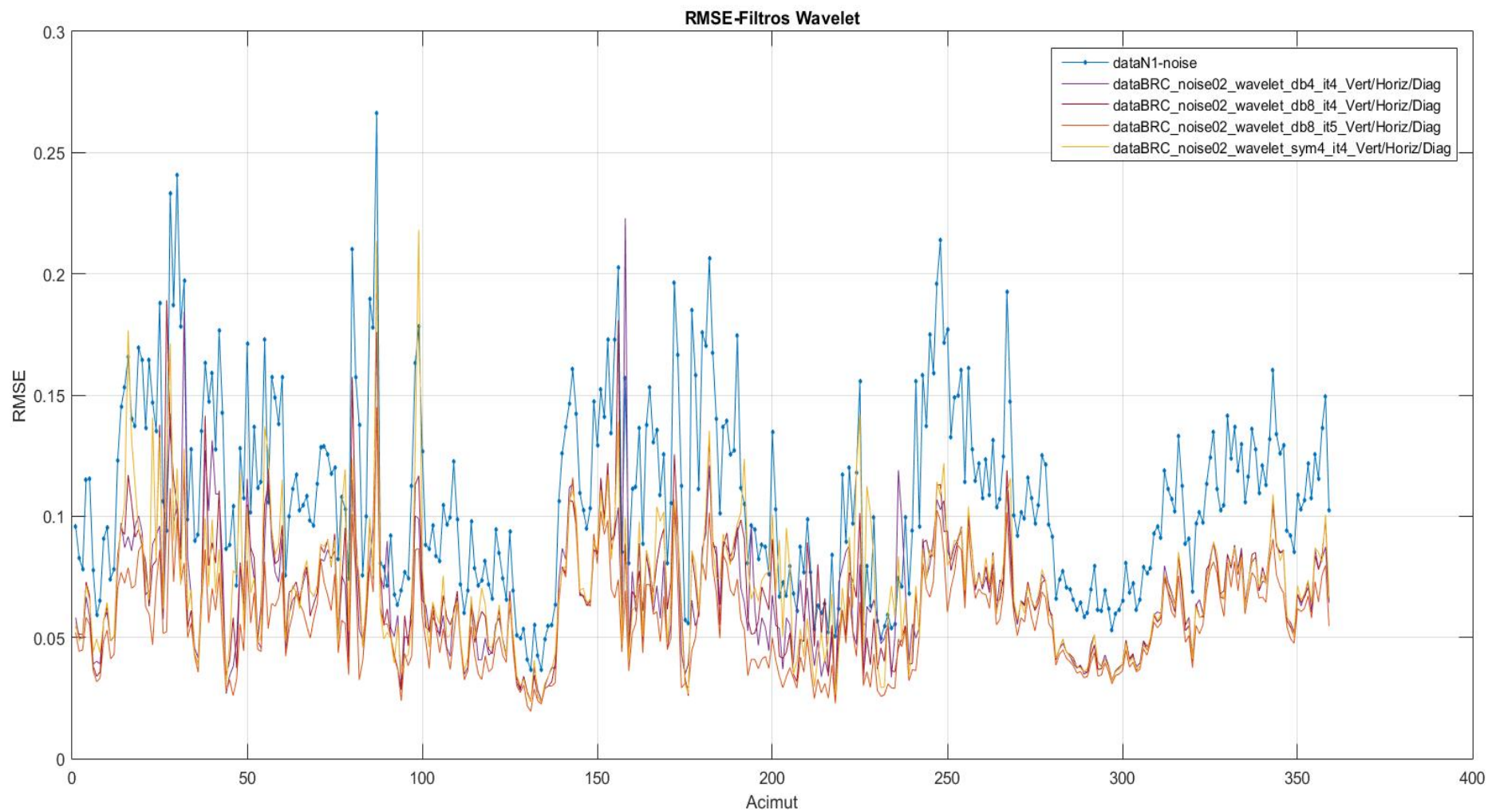


Figura 79. RMSE de señal filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros DWT.

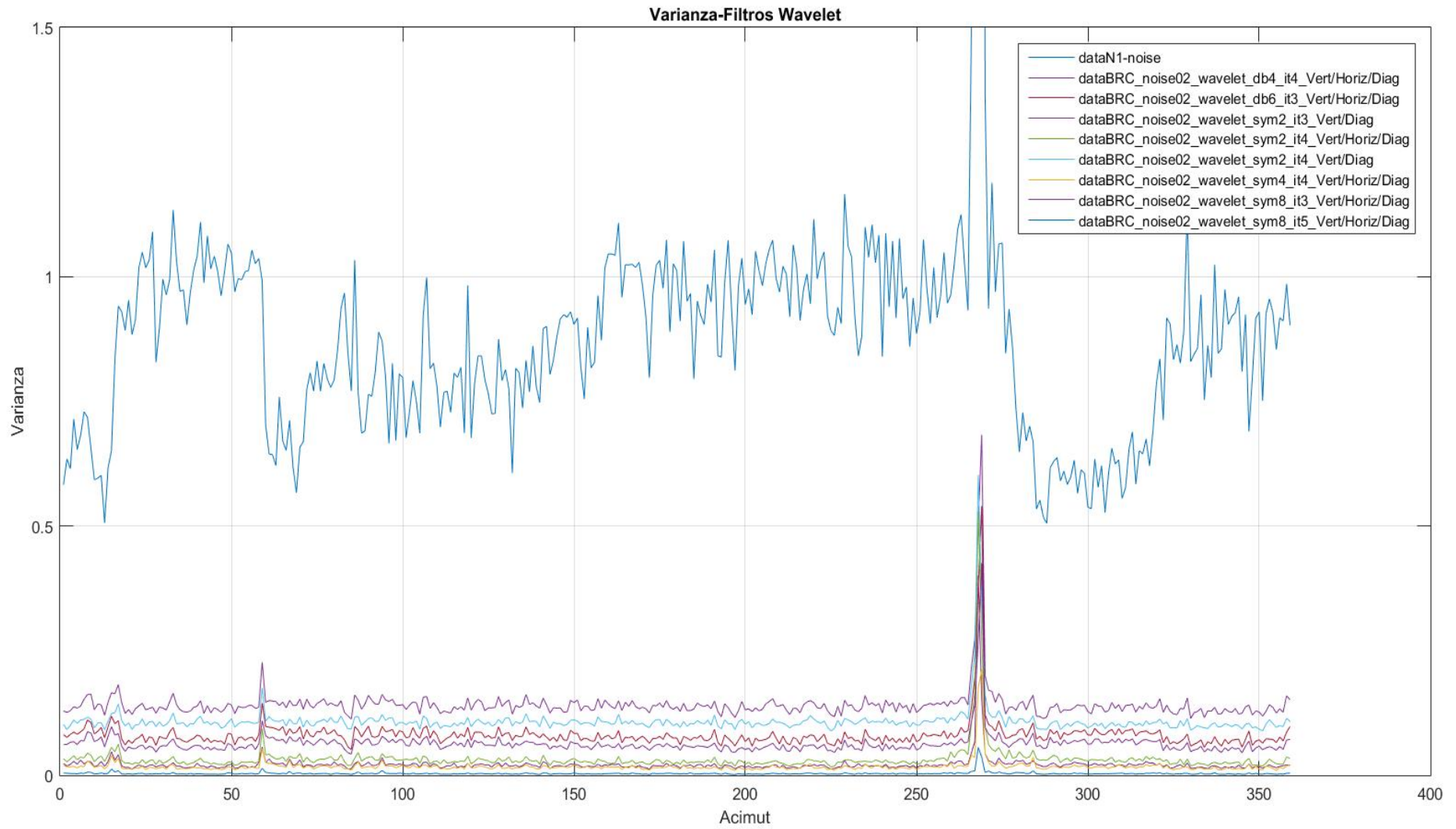


Figura 80. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros DWT.

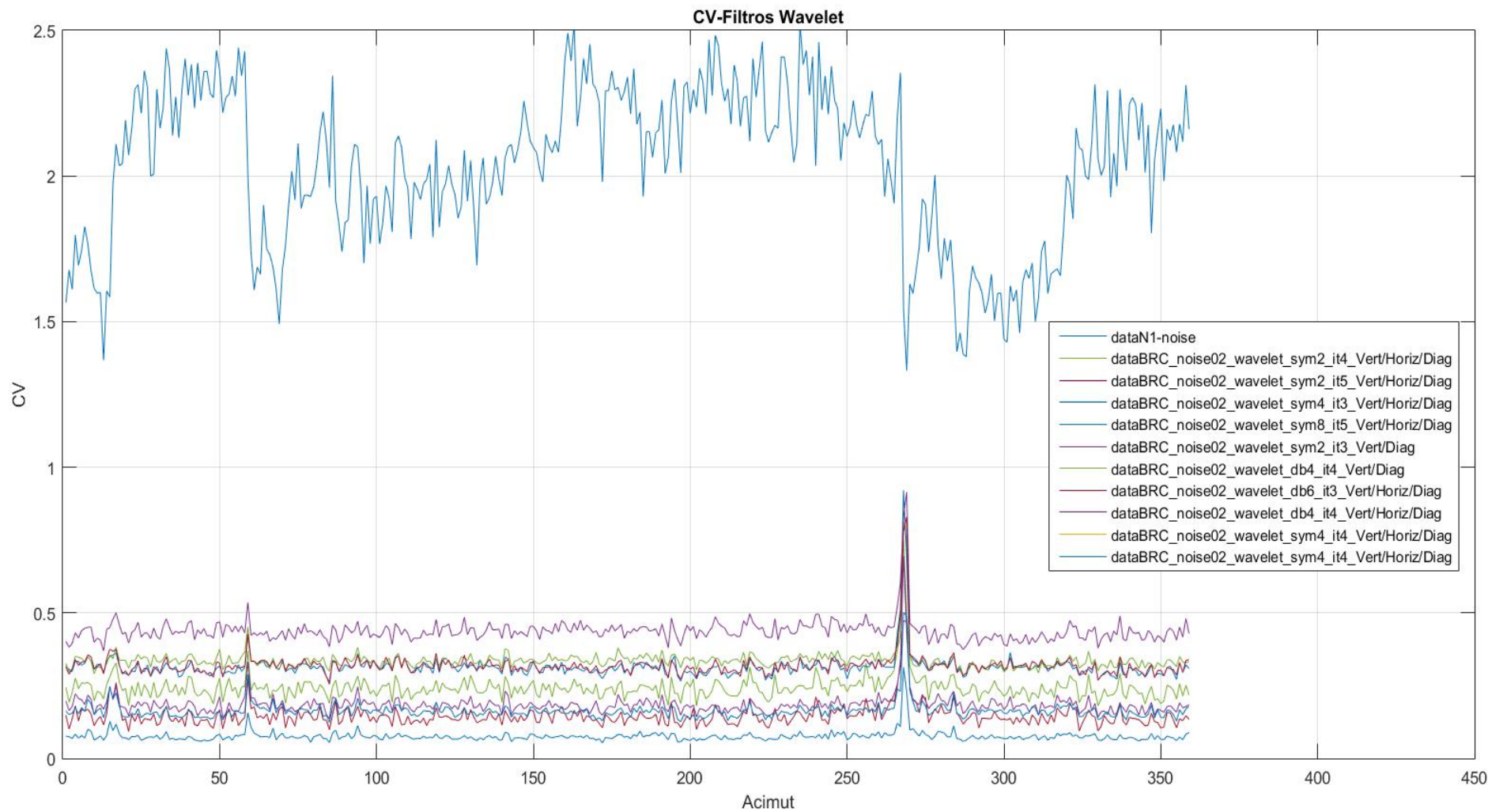


Figura 81. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros DWT.

Para poder apreciar con mayor claridad cuáles fueron los filtros con mejor desempeño, se muestran los valores para cada una de las métricas y para cada uno de los tipos de filtro en la Tabla 3. Se tomó el promedio a lo largo de todos los intervalos coherentes de pulsos para cada una de las métricas. Para cada una de ellas, se resaltan los diez filtros que mejor desempeño tuvieron, como puede verse en la tabla. También se grafica desde la Figura 82 a la Figura 85 el desempeño de los filtros de mayor a menor, para cada una de las métricas.

Tipo	SNR	RMSE	Var	CV
wavelet_db4_it3_Vert/Horiz/Diag	-3,3980	0,0810	0,0749	0,3059
wavelet_db4_it3_Vert/Diag	-3,4901	0,0842	0,1341	0,4107
wavelet_db4_it4_Vert/Horiz/Diag	-2,4434	0,0678	0,0219	0,1848
wavelet_db4_it4_Vert/Diag	-3,8589	0,0927	0,0903	0,3357
wavelet_db4_it5_Vert/Horiz/Diag	-1,2142	0,0566	0,0041	0,0840
wavelet_db6_it3_Vert/Horiz/Diag	-3,4677	0,0823	0,0813	0,3196
wavelet_db6_it3_Vert/Diag	-3,9489	0,0912	0,1413	0,4223
wavelet_db6_it4_Vert/Horiz/Diag	-2,3402	0,0678	0,0183	0,1653
wavelet_db6_it4_Vert/Diag	-4,0449	0,1042	0,0867	0,3205
wavelet_db6_it5_Vert/Horiz/Diag	-1,1151	0,0565	0,0066	0,1080
wavelet_db8_it3_Vert/Horiz/Diag	-3,4674	0,0837	0,0730	0,2988
wavelet_db8_it3_Vert/Diag	-3,5263	0,0830	0,1294	0,3971
wavelet_db8_it4_Vert/Horiz/Diag	-2,3641	0,0682	0,0222	0,1803
wavelet_db8_it4_Vert/Diag	-3,5268	0,0877	0,0864	0,3234
wavelet_db8_it5_Vert/Horiz/Diag	-1,1428	0,0562	0,0046	0,0896
wavelet_sym2_it3_Vert/Horiz/Diag	-4,4604	0,1751	0,0791	0,3360
wavelet_sym2_it3_Vert/Diag	-4,2150	0,1108	0,1415	0,4376
wavelet_sym2_it4_Vert/Horiz/Diag	-3,6321	0,1556	0,0326	0,2440
wavelet_sym2_it4_Vert/Diag	-4,7425	0,1190	0,1084	0,3878
wavelet_sym2_it5_Vert/Horiz/Diag	-2,4305	0,1155	0,0088	0,1464
wavelet_sym4_it3_Vert/Horiz/Diag	-3,9241	0,0904	0,0801	0,3147
wavelet_sym4_it3_Vert/Diag	-4,1869	0,1157	0,1385	0,4136
wavelet_sym4_it4_Vert/Horiz/Diag	-2,6748	0,0710	0,0177	0,1635
wavelet_sym4_it4_Vert/Diag	-4,2429	0,0993	0,0842	0,3155
wavelet_sym4_it5_Vert/Horiz/Diag	-1,3639	0,0580	0,0054	0,1002
wavelet_sym4_it3_Vert/Horiz/Diag	-3,9241	0,0904	0,0801	0,3147
wavelet_sym4_it3_Vert/Diag	-4,1869	0,1157	0,1385	0,4136
wavelet_sym4_it4_Vert/Horiz/Diag	-2,6748	0,0710	0,0177	0,1635
wavelet_sym4_it4_Vert/Diag	-4,2429	0,0993	0,0842	0,3155
wavelet_sym4_it5_Vert/Horiz/Diag	-1,3639	0,0580	0,0054	0,1002
wavelet_sym8_it3_Vert/Horiz/Diag	-3,4768	0,0827	0,0633	0,2748
wavelet_sym8_it3_Vert/Diag	-3,8217	0,0880	0,1199	0,3777
wavelet_sym8_it4_Vert/Horiz/Diag	-2,4227	0,0683	0,0163	0,1555
wavelet_sym8_it4_Vert/Diag	-3,8402	0,0907	0,0793	0,3044
wavelet_sym8_it5_Vert/Horiz/Diag	-1,1166	0,0564	0,0036	0,0761
wavelet_coif1_it3_Vert/Horiz/Diag	-5,5535	0,1544	0,0775	0,3243
wavelet_coif1_it3_Vert/Diag	-4,6086	0,1144	0,1403	0,4282
wavelet_coif1_it4_Vert/Horiz/Diag	-4,5714	0,1126	0,0240	0,1968
wavelet_coif1_it4_Vert/Diag	-4,7046	0,1140	0,0954	0,3456
wavelet_coif1_it5_Vert/Horiz/Diag	-2,7662	0,0755	0,0076	0,1241
wavelet_coif2_it3_Vert/Horiz/Diag	-3,5299	0,0856	0,0699	0,2936
wavelet_coif2_it3_Vert/Diag	-3,8160	0,0880	0,1267	0,3949
wavelet_coif2_it4_Vert/Horiz/Diag	-2,5689	0,0697	0,0164	0,1579
wavelet_coif2_it4_Vert/Diag	-4,0157	0,0938	0,0812	0,3091
wavelet_coif2_it5_Vert/Horiz/Diag	-1,2890	0,0575	0,0050	0,0919
wavelet_coif2_it5_Vert/Diag	-4,1702	0,0995	0,0680	0,2772

Tabla 3. Métricas Filtros Wavelet.

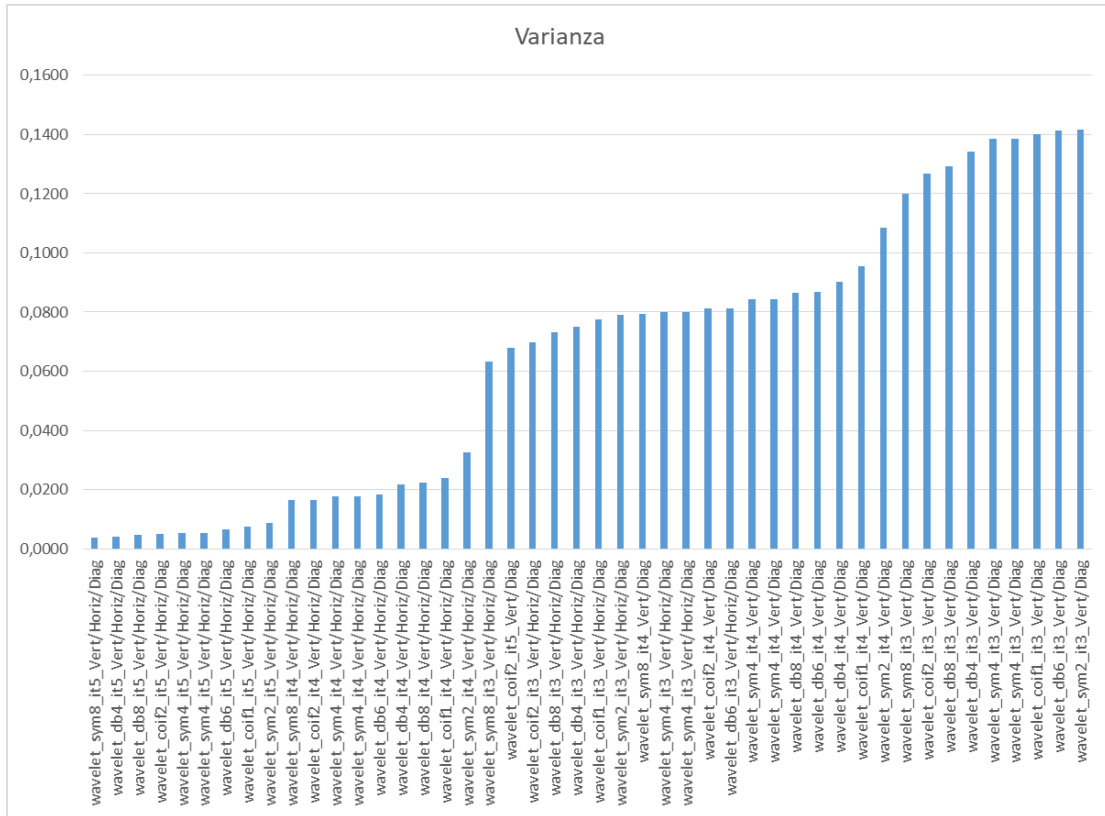


Figura 84. Varianza de todas las combinaciones de filtros Wavelet.

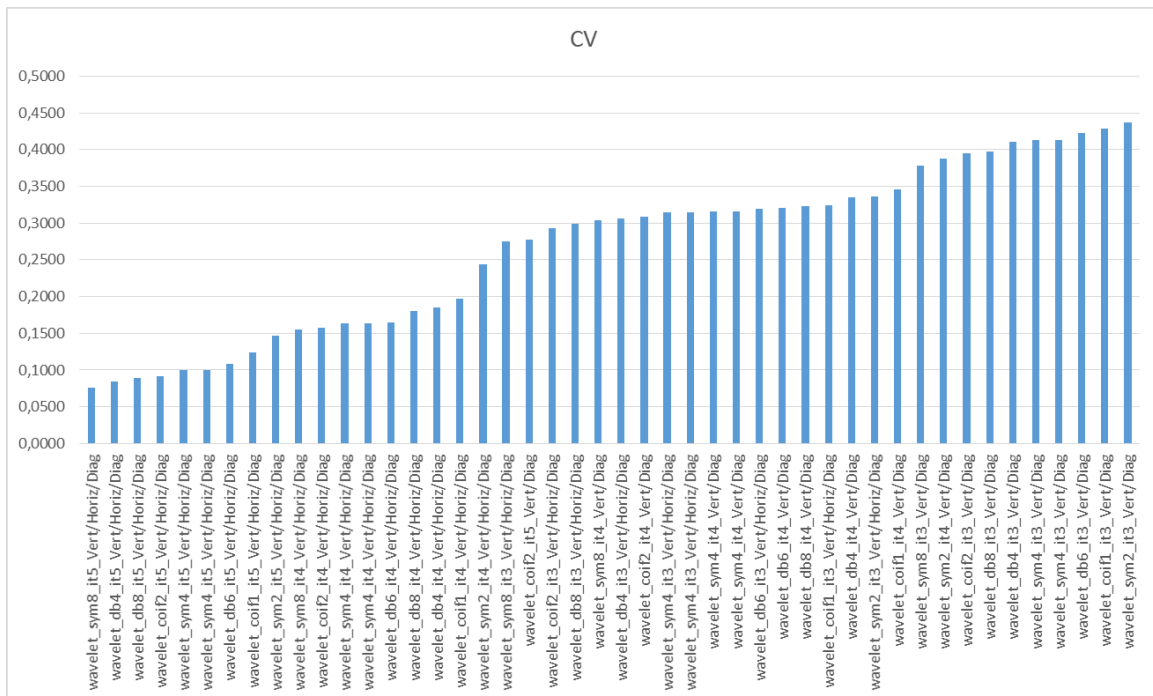


Figura 85. Coeficiente de Variación de todas las combinaciones de filtros Wavelet

3.4.2.2. Conclusiones de filtrado de interferencia simulada basado en DWT

En la sección 3.4.2 se simuló interferencia y se contaminaron los datos de nivel 1 del RMA0 con el objetivo de filtrarlos y obtener mayor cantidad de métricas que permitan cuantificar el desempeño de los algoritmos DWT para el filtrado de interferencias WLAN/RLAN.

Los gráficos de los productos de nivel 2 muestran que el filtrado de interferencias simuladas fue exitoso. A pesar de que la interferencia fue bastante severa, el filtro fue capaz de removerla. Por otro lado, los gráficos de las métricas de desempeño permiten hacer un análisis cuantitativo de los resultados. En la Figura 78 se muestra la SNR de la señal con ruido simulado y de algunas de las combinaciones de filtros Wavelet; puede verse que la SNR obtenida luego de filtrar es superior a la de la señal con ruido simulado para casi la totalidad de los intervalos acimutales. Los mismos resultados pueden verse en la Figura 79 para el caso de la métrica RMSE, el valor de RMSE de los datos filtrados es menor que para los datos con interferencia simulada; se recuerda que menor valor de RMSE significa que la señal comparada se asemeja más a la señal original sin ruido. En la Figura 80 y Figura 81 se grafica la varianza en tiempo lento y el coeficiente de variación respectivamente. Nuevamente, las señales filtradas superan en desempeño a la señal con ruido simulado, es decir, los filtros DWT resultan adecuados para la mitigación de interferencia WLAN/RLAN.

3.5. Filtro basado en Mediana

En esta sección se presentan los datos correspondientes al filtro basado en Mediana. El diagrama en bloques del flujo de datos y el filtro se presenta en la Figura 86. El funcionamiento del algoritmo de medianas se describió en la sección 2.7.

Los datos N1 ingresan al filtro y para cada uno de los elementos de las matrices que componen los CPI, se calcula la mediana tomando los datos adyacentes que quedan dentro de la ventana $W(u,v)$ de ancho y largo variable.

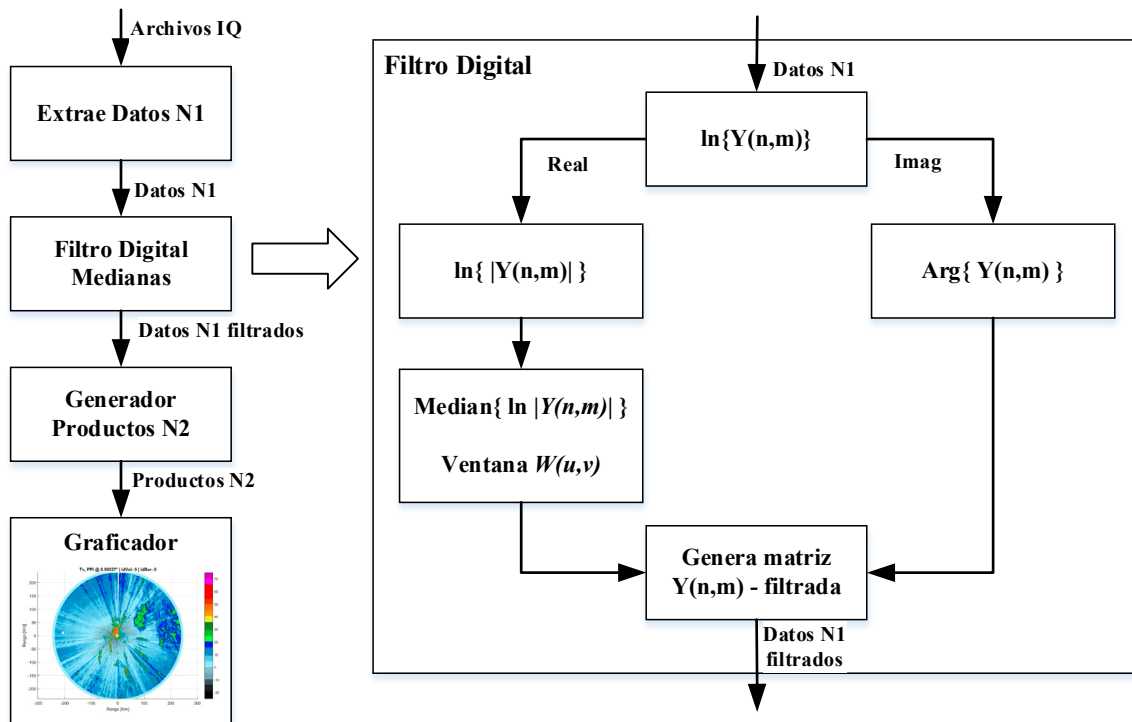


Figura 86. Diagrama en bloques del filtro basado en Medianas.

3.5.1. Filtrado de datos N1 con interferencia real

En esta sección se presentan resultados del filtro de Mediana aplicado a datos N1 crudos con interferencias WLAN/RLAN provenientes del RMA1.

En la Figura 87 se muestra un intervalo coherente de pulsos correspondiente a la dirección acimutal 205 con claras muestras de interferencias. Se utiliza el mismo CPI que se utilizó en la sección 3.4.1 con el filtro basado en DWT para poder comparar resultados. Estos datos ingresan en el filtro de Medianas y se calcula la mediana para cada uno de los valores de la matriz de entrada, tomando una ventana de tamaño variable. El tamaño de la ventana se especifica en los parámetros de entrada del filtro:

```
filter_prop = [21, 21];
```

En este caso, se muestran los resultados para un filtro de medianas con tamaño de ventana 21×21 .

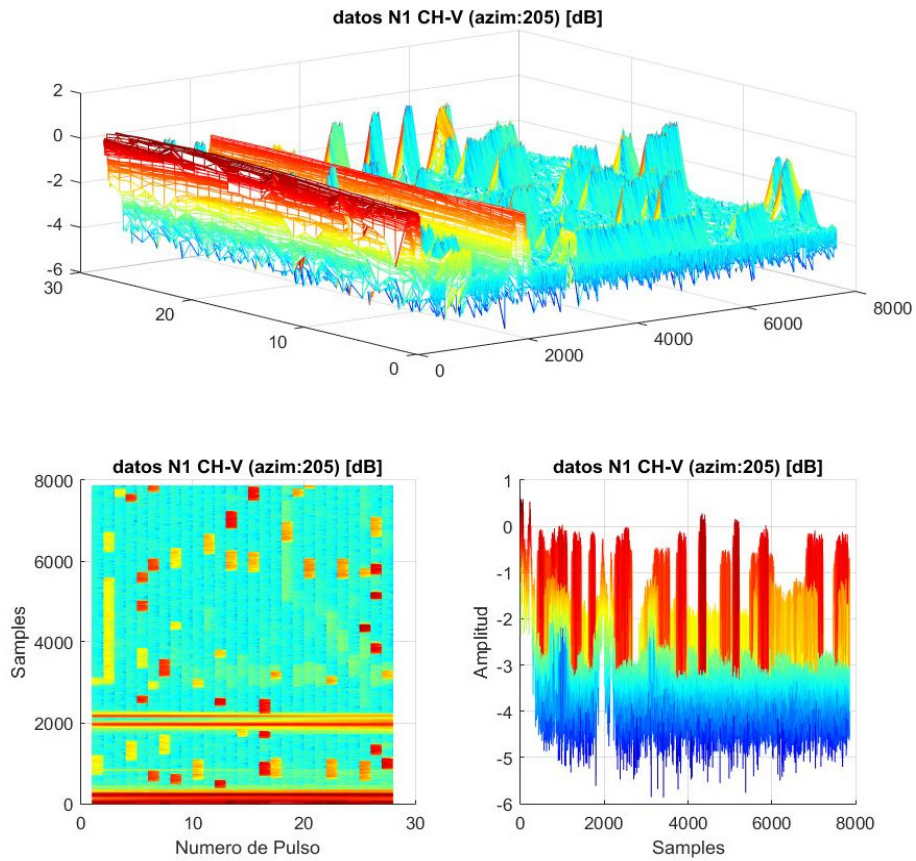


Figura 87. Datos de nivel 1. Acimut 205.

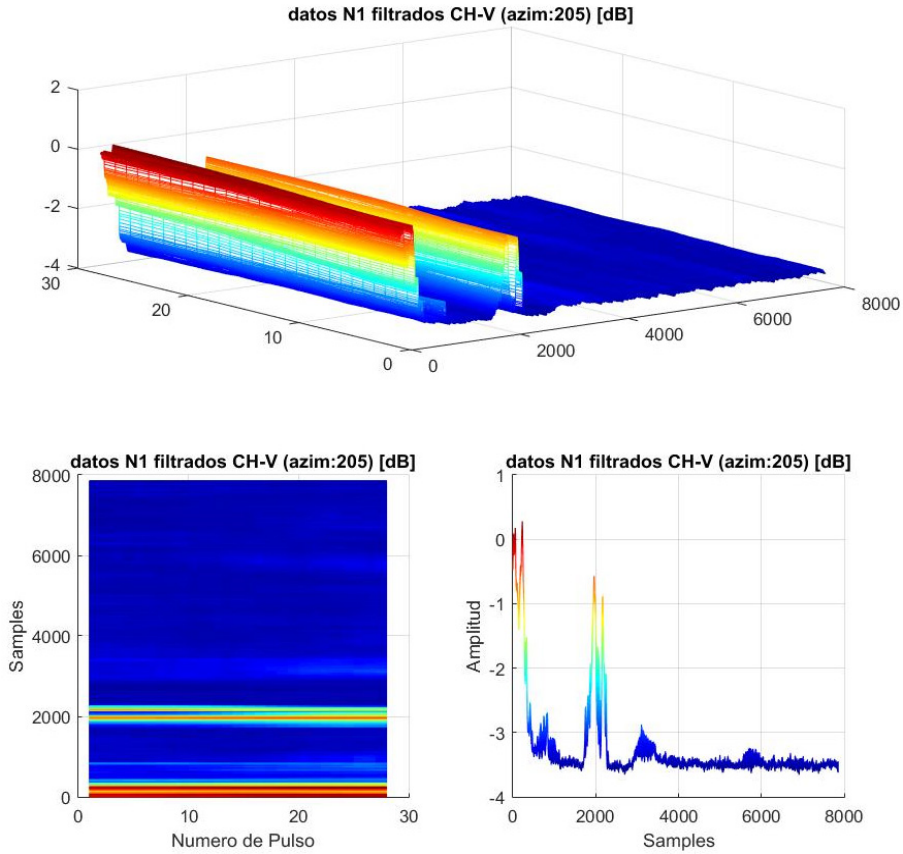


Figura 88. Datos N1 filtrados. Acimut 205.

La señal filtrada con el algoritmo de medianas se muestra en la Figura 88. Puede verse claramente como han desaparecido los impulsos característicos de la interferencia WLAN/RLAN con leves alteraciones a las reflexiones válidas y cómo se ha suavizado el ruido térmico contenido en la señal, propiedad de los filtros de medianas.

En la Figura 89(a) se grafica el módulo al cuadrado de $Y(x,n)$ en decibels, el módulo al cuadrado de $Y(x,n)$ y la parte real de $Y(x,n)$, mientras que en la Figura 89 (b) se muestran los mismos gráficos pero para la señal filtrada $Y_{filter}(x, n)$; x corresponde a un pulso dentro del intervalo coherente de pulsos graficado en la Figura 88. Puede verse como el filtro ha logrado eliminar las interferencias (resaltadas en rojo) casi sin afectar las reflexiones válidas. Se destaca que el filtro no solo elimina las interferencias WLAN/RLAN (interferencia pulsada) sino también que suaviza la señal, filtrando el ruido térmico.

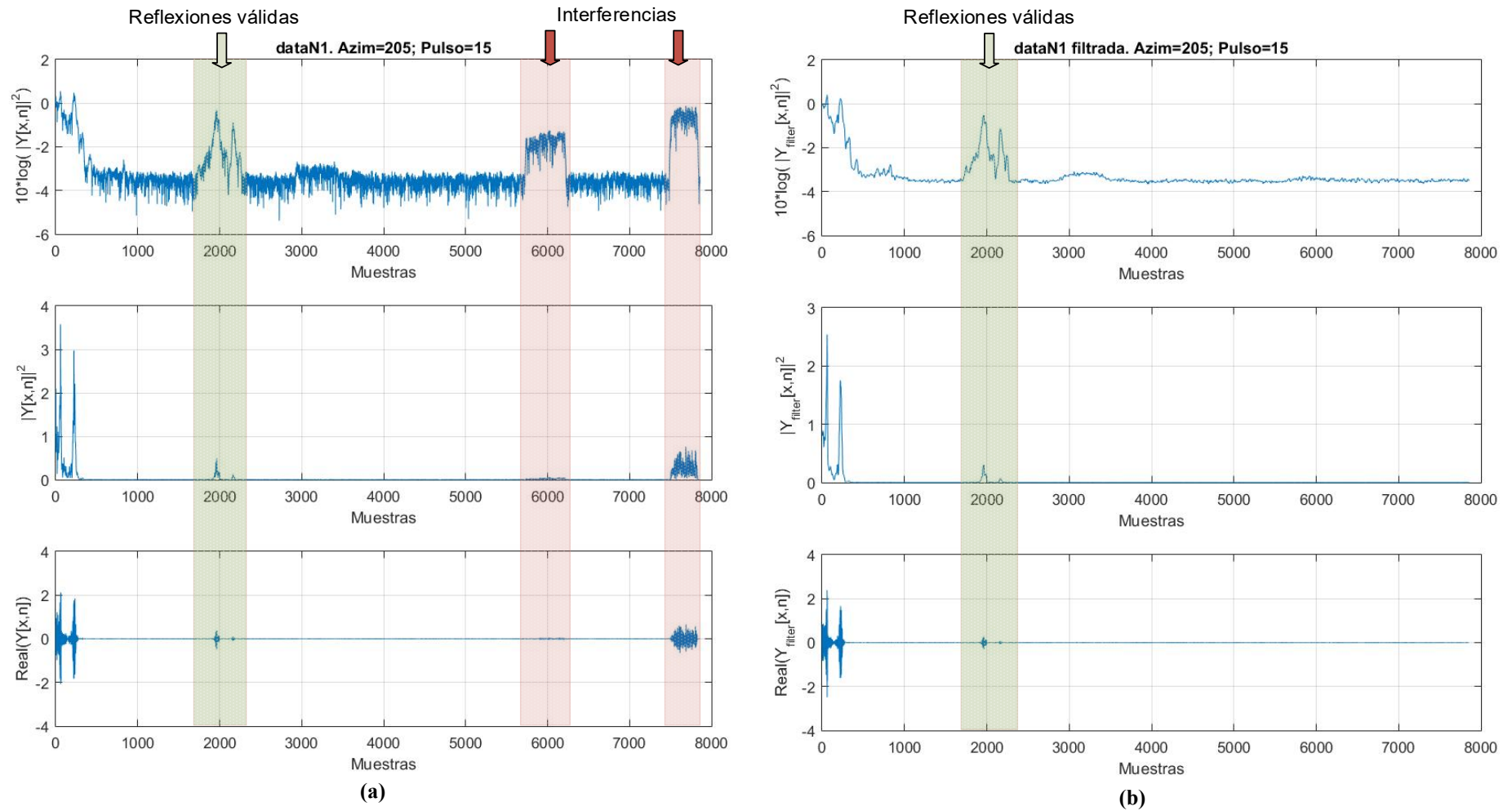


Figura 89. Datos de nivel 1 del RMA1, acimut 205, pulso 15. (a) Señal original. (b) Señal filtrada con filtro de Mediana.

El filtro es aplicado a la totalidad de intervalos coherentes de pulsos para obtener una matriz de datos N1 filtrados. Desde la Figura 90 a la Figura 93 se muestran los productos de nivel 2 calculados a partir de los datos de nivel 1 filtrados. Se aprecia que se han eliminado las interferencias y que el efecto sobre las reflexiones válidas ha sido una leve disminución en el nivel de señal, tanto en productos que dependen sólo de la potencia de la señal como en productos que dependen de la fase y de la polarimetría del radar. Cabe destacar que las imágenes corresponden al filtro con tamaño de ventana 21×21 el cual resulta adecuado para filtrar interferencias severas pero también resulta ser el que más impacto tiene sobre las reflexiones válidas. Como se verá más adelante, tamaños de ventana menor, producen un filtro un poco menos eficiente para remover interferencia pulsada y severa pero afecta menos a las reflexiones válidas. Esta última observación será la base para el filtro adaptivo presentado más adelante en la sección 3.6.

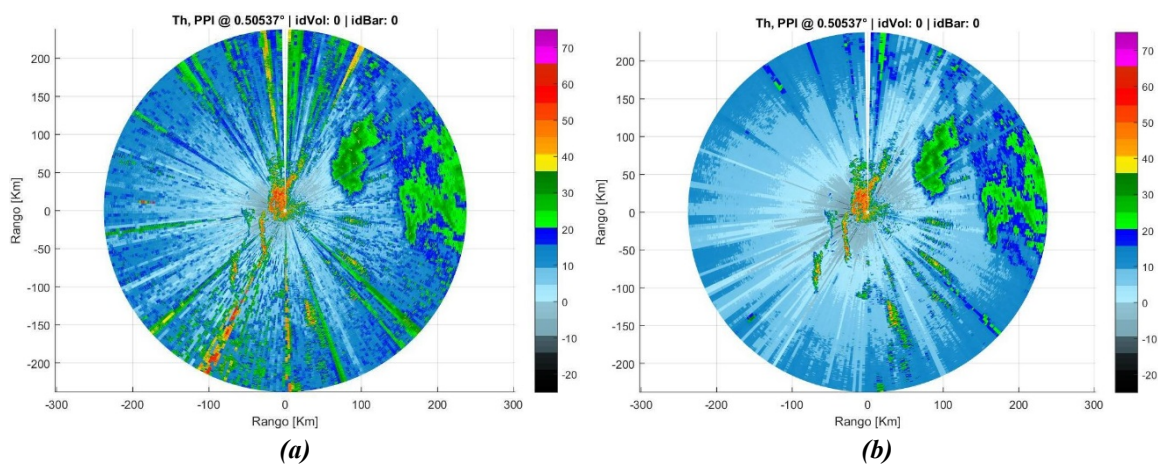


Figura 90. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Mediana.

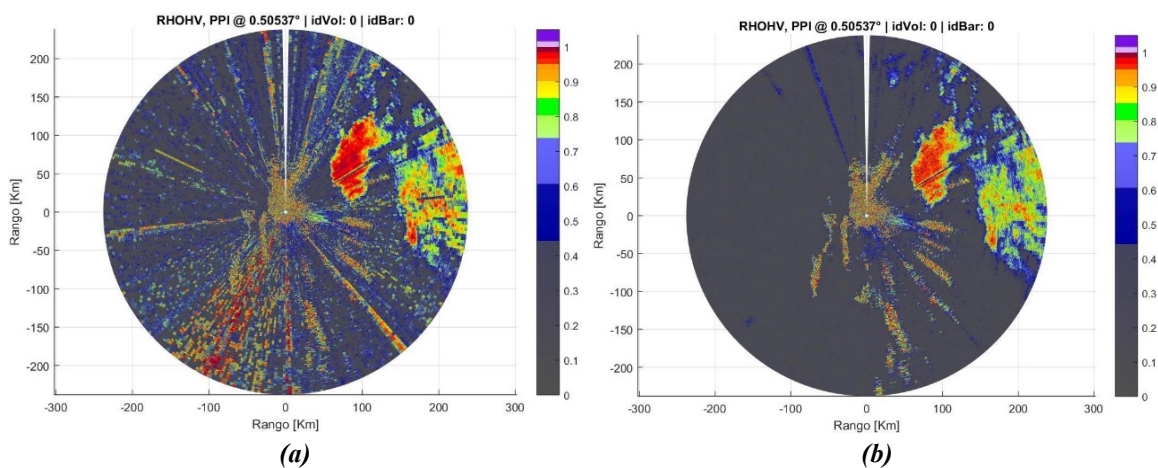


Figura 91. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Mediana.

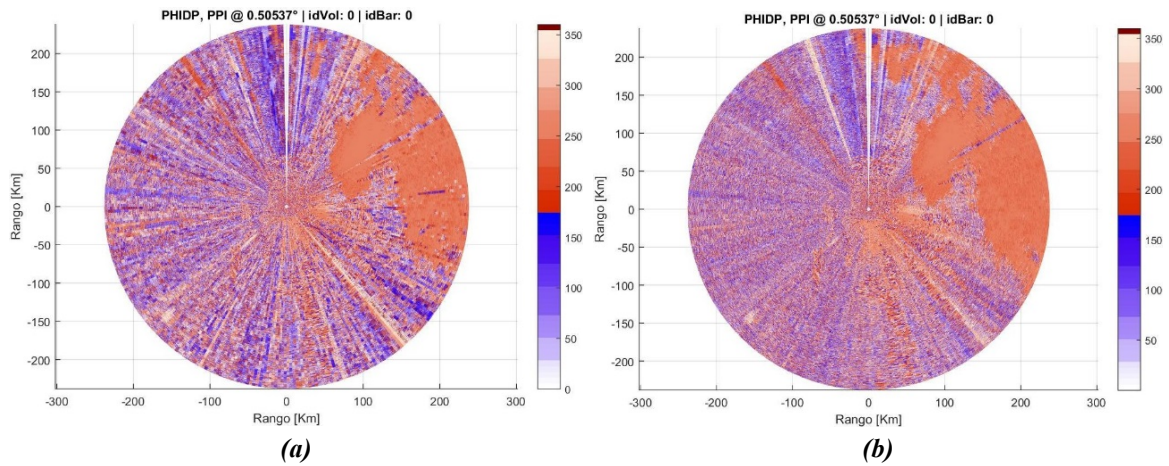


Figura 92. Producto Cambio de Fase Diferencial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Mediana.

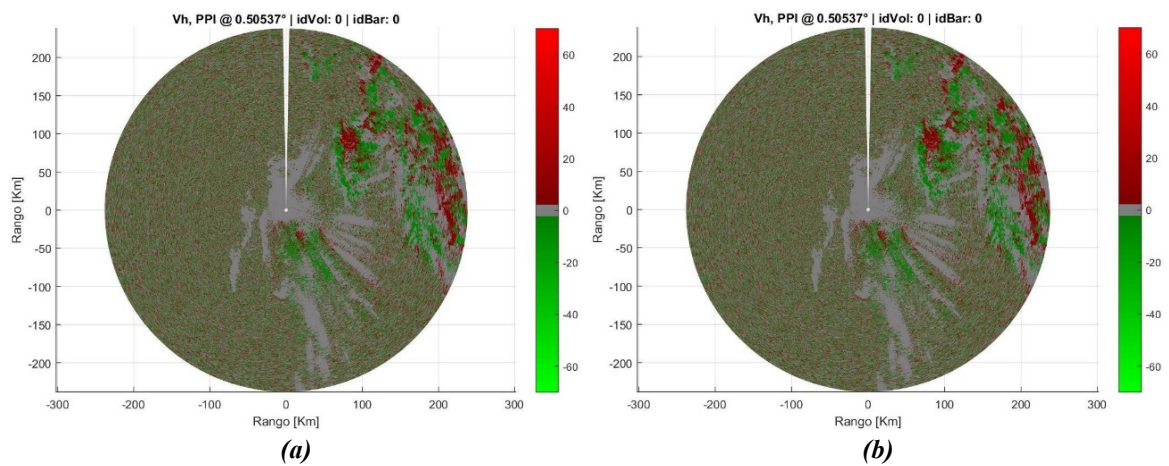


Figura 93. Producto Velocidad Radial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Mediana.

3.5.1.1. Desempeño de los filtros de Mediana con interferencia WLAN/RLAN

Se realizaron varias pruebas variando los parámetros de entrada del filtro. Se modificó el ancho y largo de la ventana de referencia $W(u, v)$ para cada una de las iteraciones del test automatizado y luego se graficaron los datos de las métricas para cada uno de ellos. Los tamaños y tipos de ventana se detallan en la Tabla 4.

Dado que no se puede separar la señal original de las interferencias, las métricas SNR y RMSE no son aplicables.

En la Figura 94 y Figura 95 se muestran la Varianza y el Coeficiente de Variación respectivamente. En ambas figuras se superponen los resultados de la señal original y algunas de las curvas de los filtros testeados. No se presentan en los gráficos todas las familias de curvas correspondientes a todos los tamaños de ventana ensayados debido a que se dificulta el análisis.

Sólo se muestran los resultados más relevantes y luego en las tablas y gráficos siguientes se hará un resumen de las métricas para todos los filtros.

Para poder apreciar con mayor claridad cuáles fueron los filtros con mejor desempeño, se muestran los valores para cada una de las métricas y para cada uno de los tipos de filtro en la Tabla 5. Se tomó el promedio a lo largo de todos los intervalos coherentes de pulsos para cada una de las métricas. Para cada una de ellas, se resaltan los diez filtros que mejor desempeño tuvieron, como puede verse en la tabla. También se grafican las métricas ordenadas según desempeño para cada uno de los filtros en la Figura 96 y Figura 97.

Ventanas Utilizadas	
Cuadradas	Rectangulares
21x21	7x9
19x19	7x11
17x17	7x13
15x15	7x15
13x13	7x17
11x11	7x19
9x9	7x21
7x7	21x7
	19x7
	17x7
	15x7
	13x7
	11x7

Tabla 4. Tamaños de ventana utilizados.

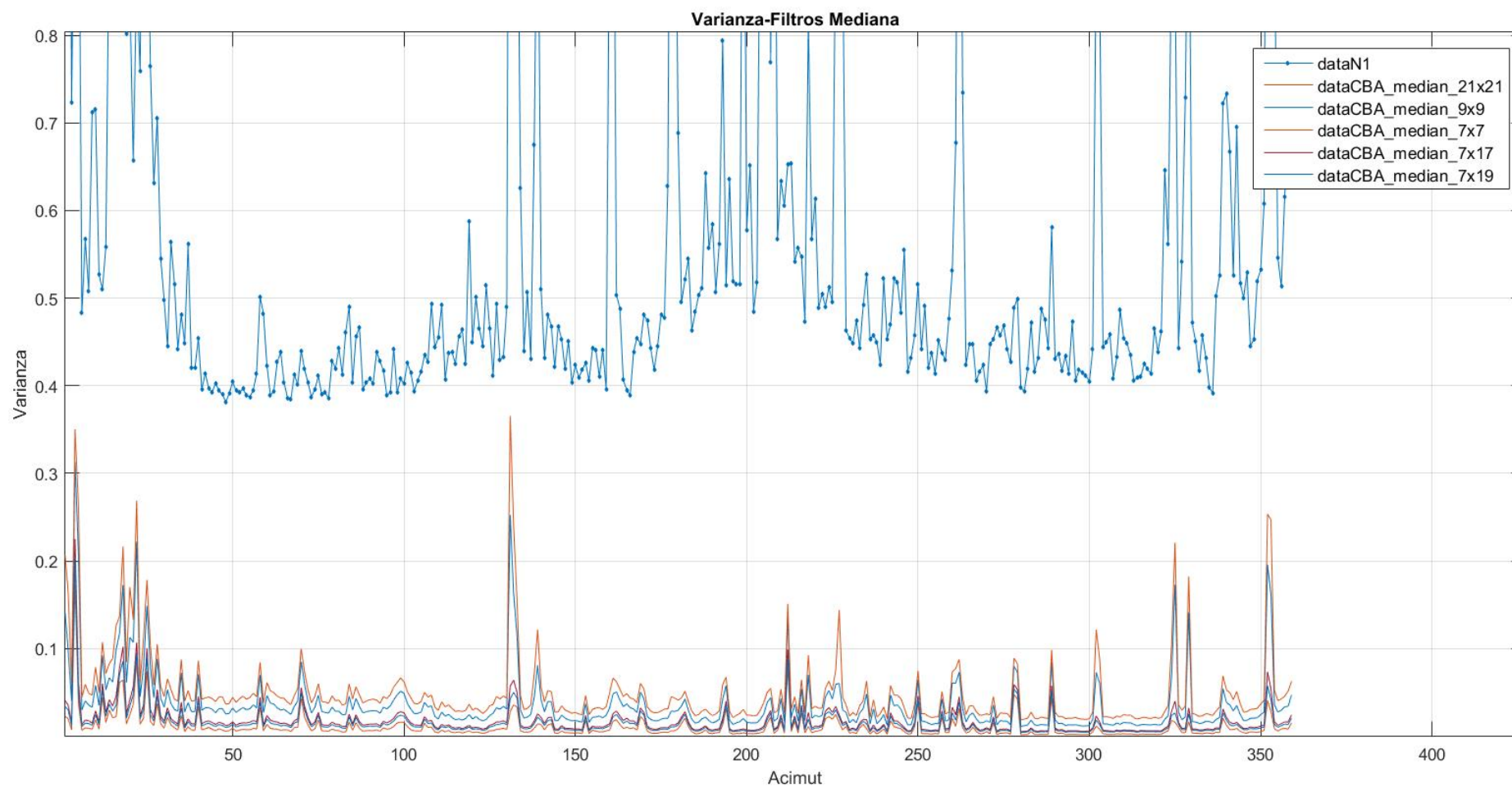


Figura 94. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del Filtro de Mediana.

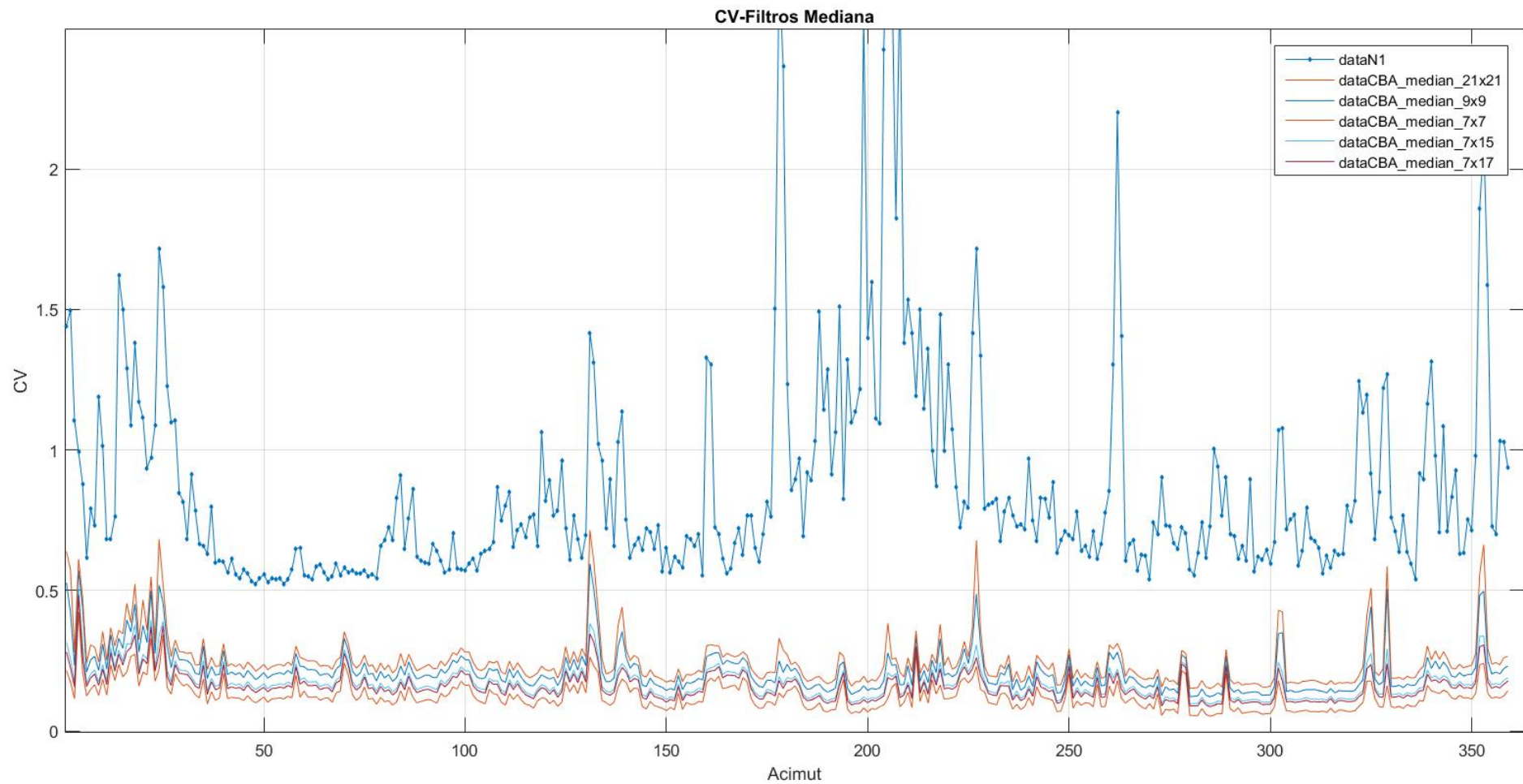


Figura 95. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del Filtro de Mediana.

Tipo	Var	CV
median_21x21	0,01036398	0,123313265
median_19x19	0,012365954	0,133393276
median_17x17	0,014878198	0,144780963
median_15x15	0,018135939	0,157906575
median_13x13	0,022353959	0,172898738
median_11x11	0,028042043	0,191338315
median_9x9	0,036335272	0,214630478
median_7x7	0,050086333	0,249483303
median_7x9	0,046959428	0,242190109
median_7x11	0,031271803	0,201787588
median_7x13	0,025691446	0,18534334
median_7x15	0,02133373	0,171404211
median_7x17	0,017905776	0,15920104
median_7x19	0,015113634	0,148157308
median_7x21	0,012836152	0,138505512
median_21x7	0,03850134	0,219312883
median_19x7	0,039388194	0,221806876
median_17x7	0,040498055	0,225096046
median_15x7	0,041614244	0,228100394
median_13x7	0,043084252	0,232170005
median_11x7	0,044566488	0,235923579

Tabla 5. Métricas Filtros Mediana.

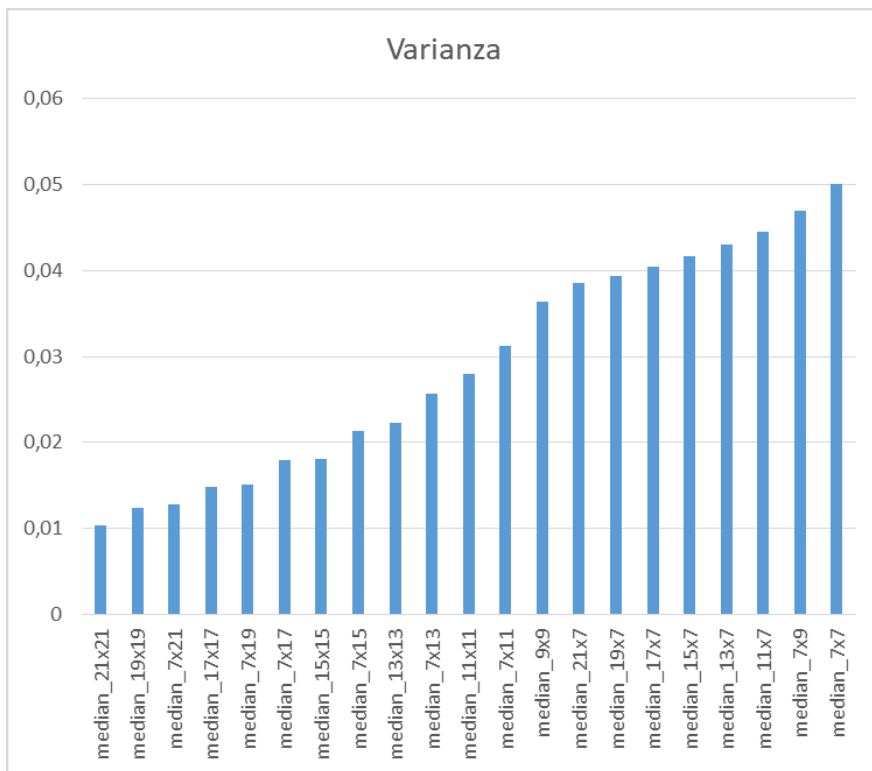


Figura 96. Varianza de todas las combinaciones de filtros Mediana.

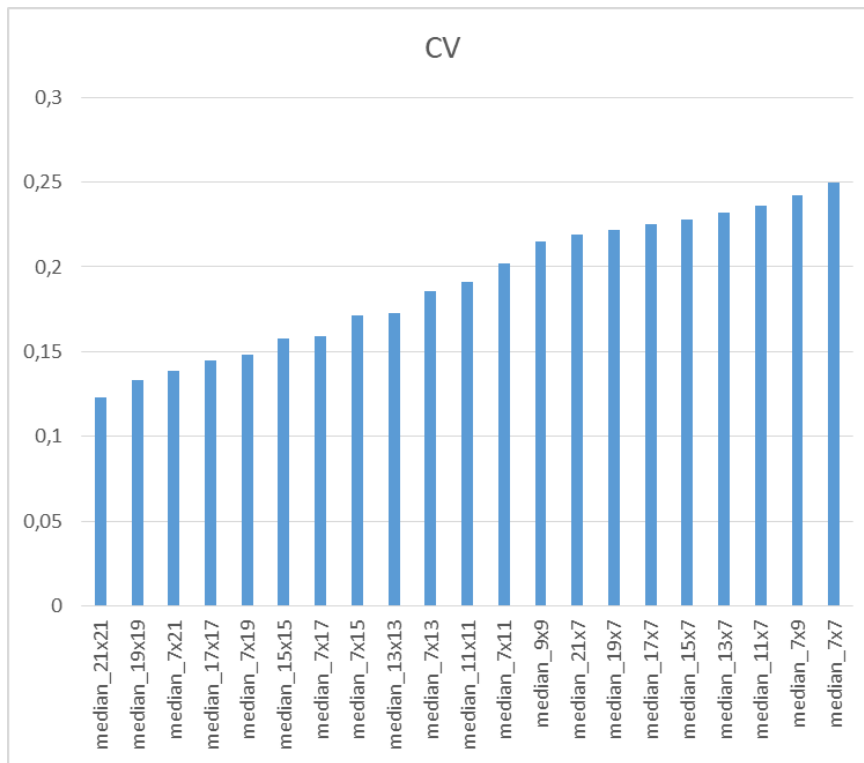


Figura 97. Coeficiente de Variación de todas las combinaciones de filtros Mediana.

3.5.1.2. Conclusiones de filtrado de interferencia real basado en Mediana

En base a los resultados obtenidos al aplicar el filtro basado en medianas, puede concluirse que resulta una alternativa adecuada para el filtrado de interferencias WLAN/RLAN y de ruido térmico en datos de nivel 1 del radar RMA.

Como pudo apreciarse en la Figura 88, se removieron las interferencias y se suavizó la señal de manera considerable, a costas de una pequeña pérdida de señal de reflexiones válidas. Esto también puede apreciarse en la Figura 89 con mayor detalle, ya que se grafica un pulso del CPI correspondiente a la dirección acimutal 205 y se puede ver tanto en potencia como en tensión, como se eliminan las interferencias resaltadas en rojo (Figura 89 (a)), casi sin alterar la señal válida (resaltada en verde en la Figura 89 (a)).

También puede concluirse que a medida que se aumenta el tamaño de la ventana del filtro de medianas éste se torna más agresivo tanto en la remoción de interferencias como con la señal válida. Lo óptimo sería adaptar el tamaño de ventana del filtro utilizado en cada CPI de acuerdo al nivel de interferencia en ese CPI en particular, teoría que se pone a prueba en la sección 3.6

Lo dicho anteriormente puede comprobarse al ver los gráficos de los productos de nivel 2 (Figura 90, Figura 91, Figura 92 y Figura 93). En éstos se aprecia una mejora sustancial en la calidad de los productos, eliminando las interferencias que enmascararan reflexiones válidas y/o cualquier capacidad de análisis en esa dirección acimutal.

Por último, un análisis de las métricas de desempeño presentadas en la Figura 94 y Figura 95 arroja que el filtrado se comporta como era de esperarse, las señales filtradas tienen valores por

debajo de la señal sin filtrar, lo que significa una reducción del nivel de interferencia pulsada y del nivel de ruido térmico.

3.5.2. Filtrado de datos N1 con interferencia simulada

En esta sección se presentan resultados del filtro de Medianas aplicado a datos N1 crudos del RMA0 con interferencias WLAN/RLAN simuladas.

El procedimiento es el mismo que se aplicó en la sección 3.5.1. Se mostrarán los resultados detallados del proceso de filtrado basado en Medianas para un acimut en particular y luego se mostrarán los resultados obtenidos al calcular los productos de nivel 2.

En la Figura 98 se muestra un intervalo coherente de pulsos correspondiente a la dirección acimutal 159, al cual se le ha añadido interferencia WLAN/RLAN simulada. Se utiliza el mismo CPI que se utilizó en la sección 3.4.2 con el filtro basado en DWT para poder comparar resultados. Estos datos ingresan en el filtro de Medianas y se calcula la mediana para cada uno de los valores de la matriz de entrada, tomando una ventana de tamaño variable. El tamaño de la ventana se especifica en los parámetros de entrada del filtro. En el caso presentado a continuación, se muestran los resultados para un filtro de medianas con tamaño de ventana 21×21 , es decir los parámetros de entrada del filtro serán:

```
filter_prop = [21, 21];
```

Al aplicar el filtro de medianas con la ventana especificada se obtiene el CPI graficado en la Figura 99. Como puede verse, se han removido la totalidad de pulsos de interferencia simulada de manera satisfactoria. También se hace notar que se suaviza la señal, tanto las reflexiones válidas que aparecen en las primeras muestras como la aleatoriedad del ruido térmico y al igual que para el caso de interferencia real, se atribuye al tamaño de ventana. Una vez más, esto da la pauta de que se pueden utilizar distintos tipos de tamaño de ventana para cada nivel de interferencia.

Luego de aplicar el filtro en todas las direcciones acimutales y obtener los datos de nivel 1 filtrados, se procedió a calcular los productos de nivel 2. Estos productos se muestran en las cuatro imágenes a continuación (Figura 100, Figura 101, Figura 102 y Figura 103), en donde para todas ellas, la subimagen *a* representa el producto de nivel 2 calculado a partir de datos con interferencia simulada y la subimagen *b* representa los productos de nivel 2 luego de aplicar el filtro DWT. Los resultados a simple vista muestran que el filtro ha sido exitoso en la remoción de las interferencias simuladas.

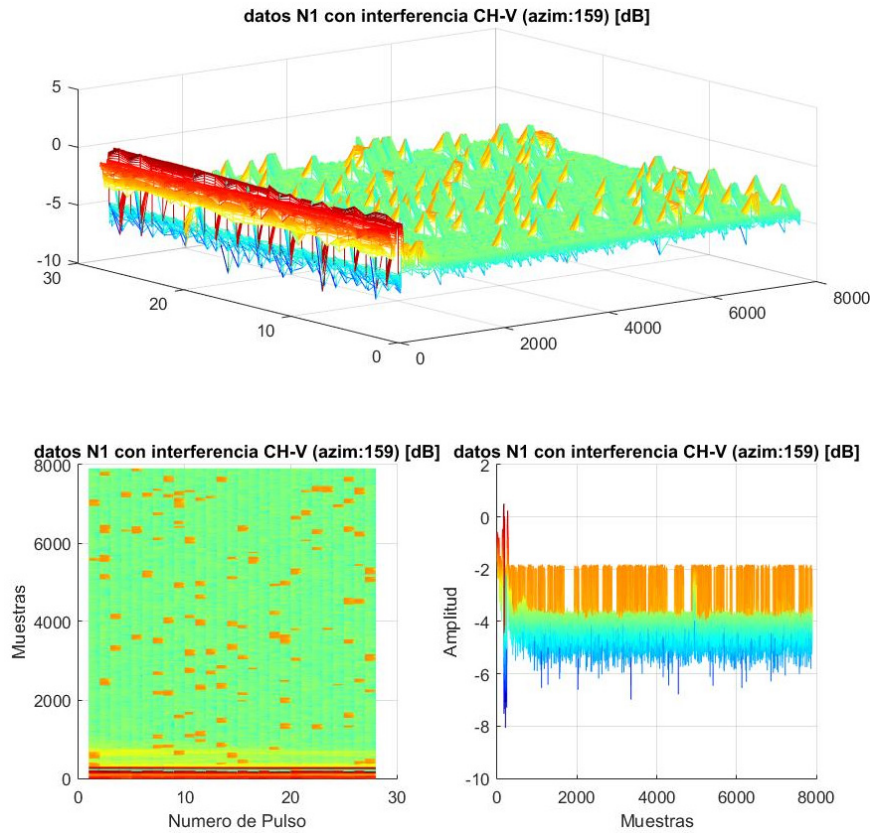


Figura 98. Datos N1 con interferencia simulada, RMA0, acimut 159.

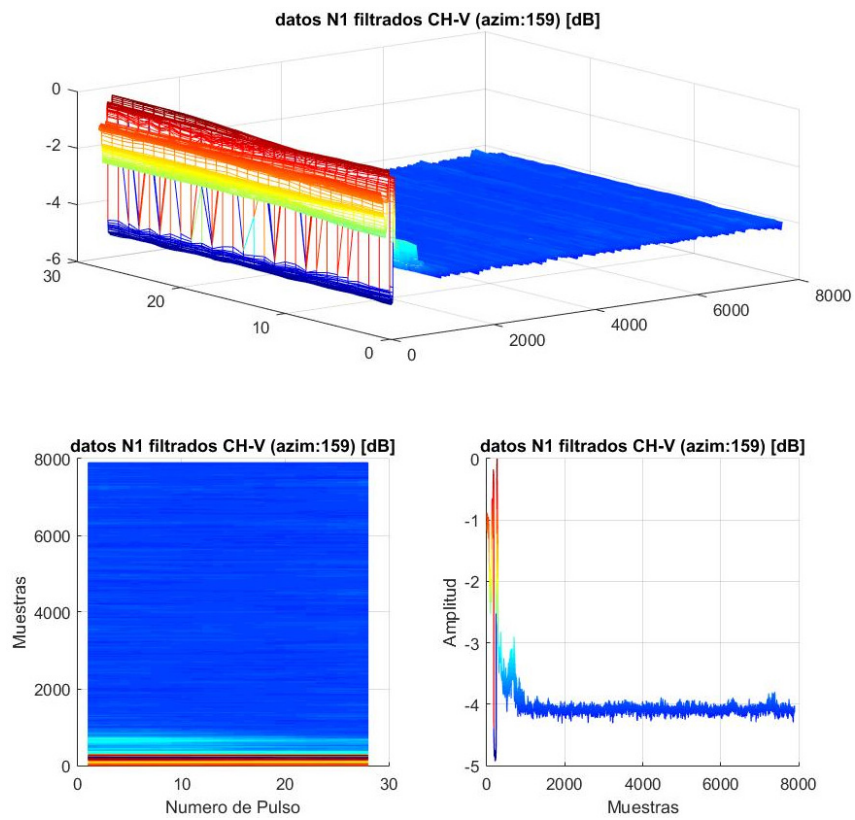


Figura 99. Datos N1 con interferencia simulada filtrados con Mediana, RMA0, acimut 159.

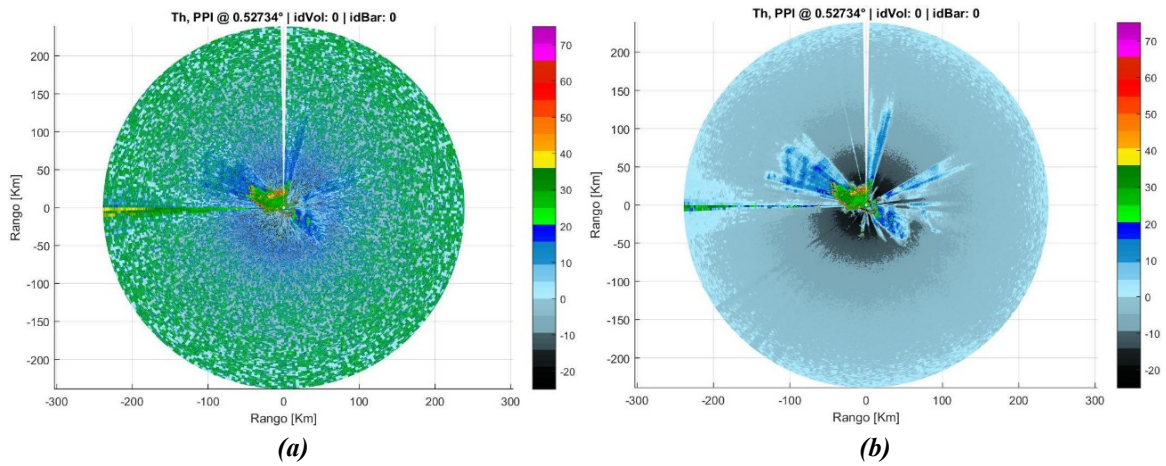


Figura 100. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado Mediana.

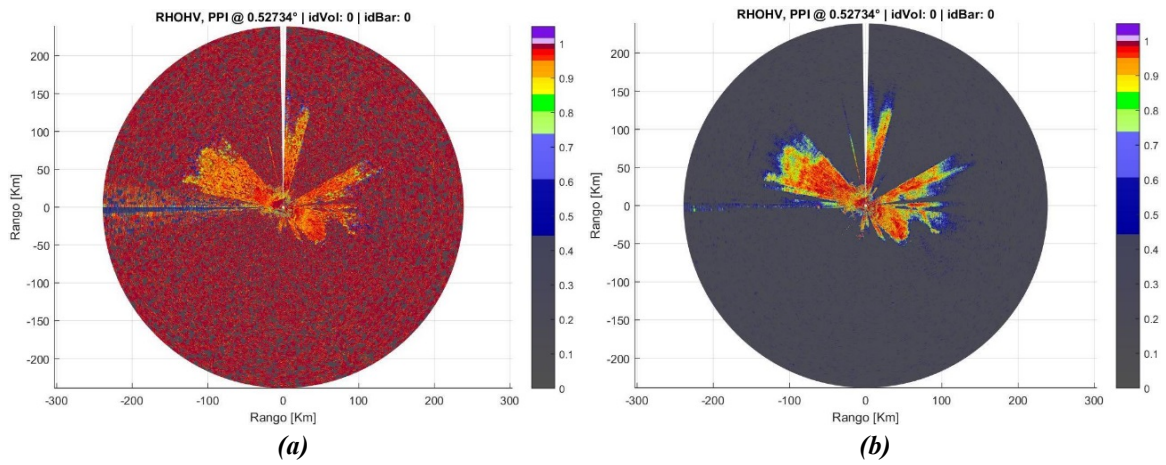


Figura 101. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado Mediana.

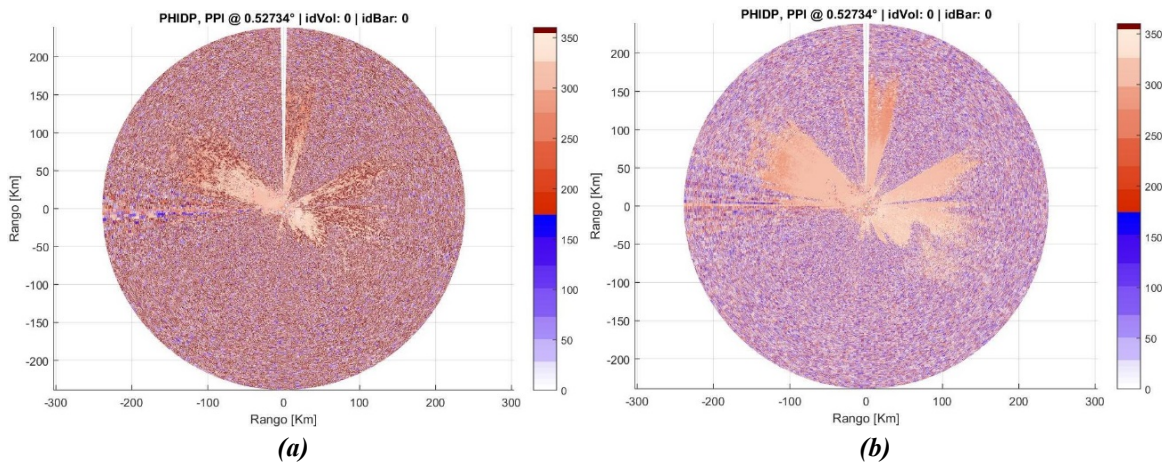


Figura 102. Producto Cambio de fase Diferencial a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado Mediana.

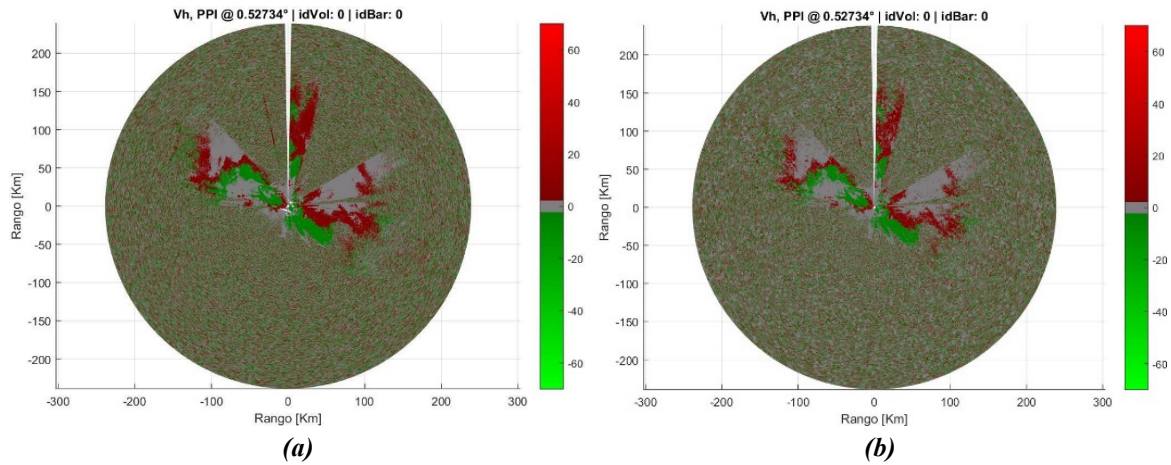


Figura 103. Producto Velocidad Radial a partir de datos N1 del RMA0. (a) Interferencia Simulada. (b) Filtrado Mediana.

3.5.2.1. Desempeño de los filtros de Mediana con interferencia simulada

Se realizaron pruebas de filtrado con diferentes tipos de ventana para el filtro de medianas. Se utilizaron ventanas rectangulares y cuadradas de diferentes tamaños. Los tamaños utilizados se detallan en la Tabla 6.

Ventanas Utilizadas	
Cuadradas	Rectangulares
21x21	7x9
19x19	7x11
17x17	7x13
15x15	7x15
13x13	7x17
11x11	7x19
9x9	7x21
7x7	21x7
	19x7
	17x7
	15x7
	13x7
	11x7

Tabla 6. Tamaños de ventana utilizados.

En esta sección pueden aplicarse todas las métricas ya que se cuenta con la señal original (sin ruido) y el ruido simulado. Los resultados se presentan a continuación.

En la Figura 104 se muestra la SNR obtenida en cada CPI para cada uno de los filtros aplicados. La Figura 105 muestra el RMSE obtenido en cada intervalo de pulsos. En la Figura 106 y Figura 107 se muestran la Varianza y el Coeficiente de Variación respectivamente. En ambas figuras se superponen los resultados de algunos de los filtros testeados junto con la señal original.

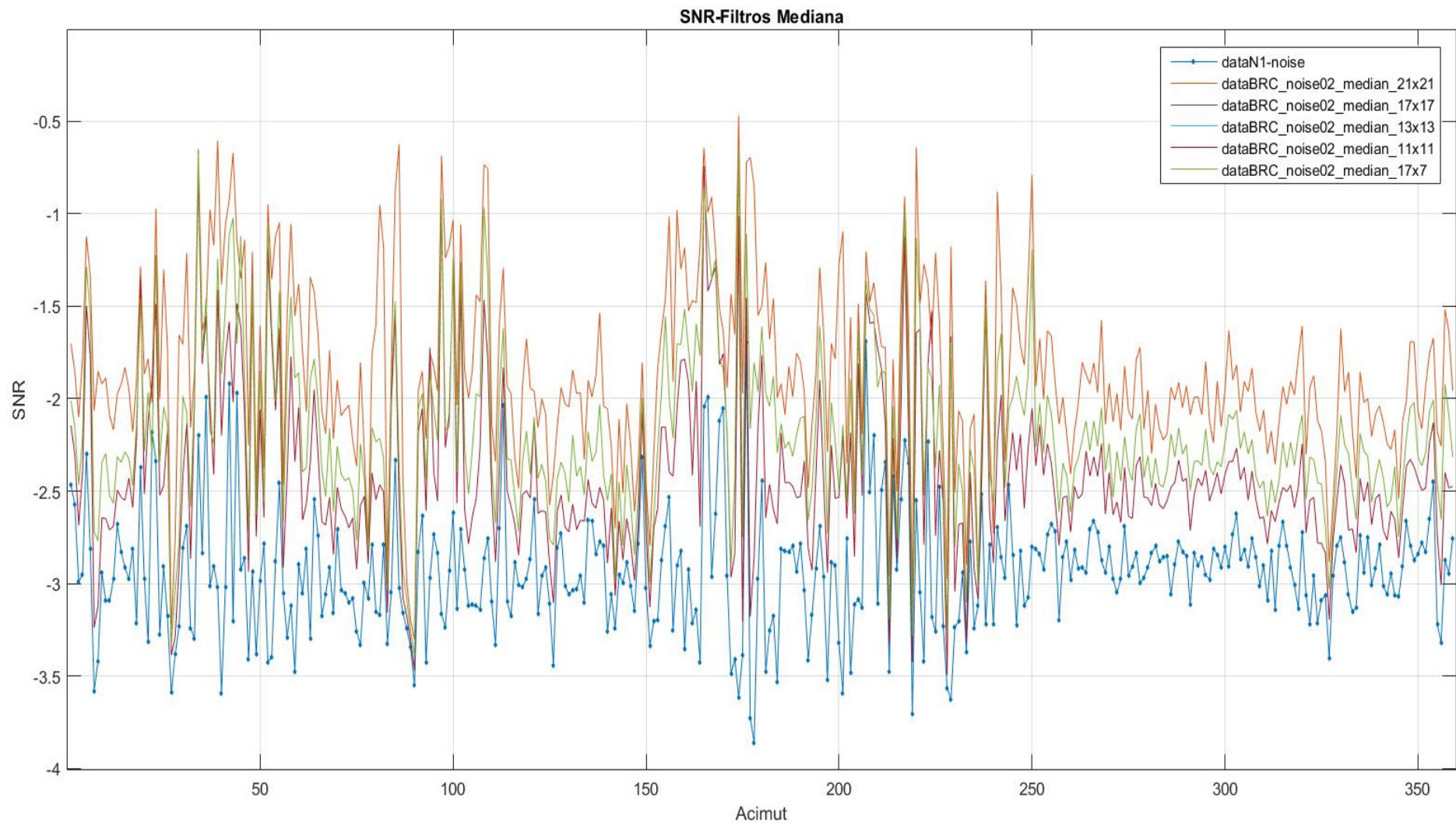


Figura 104. SNR de señal filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros de Mediana.

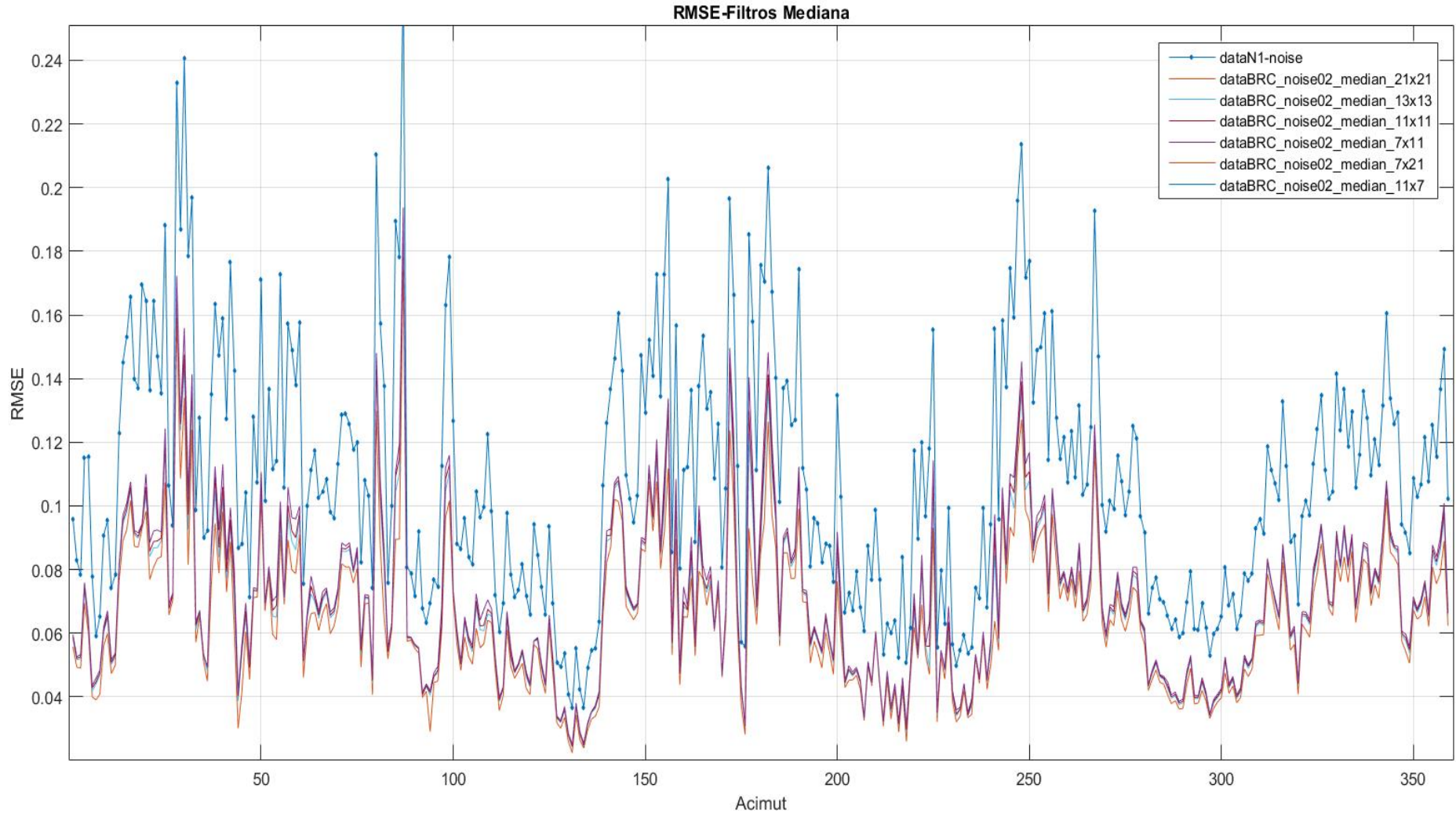


Figura 105. RMSE de señal filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros de Mediana.

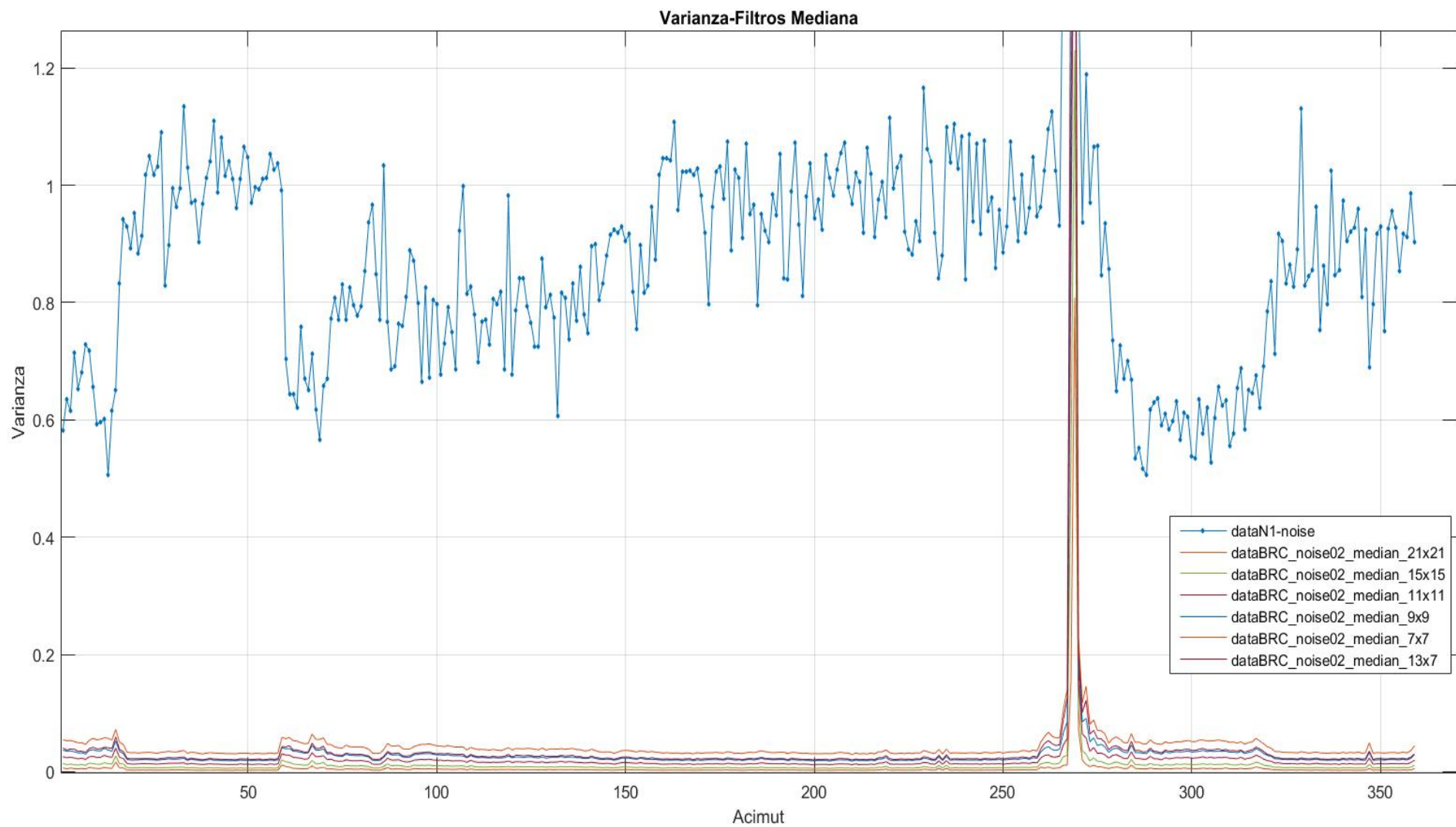


Figura 106. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros de Mediana.

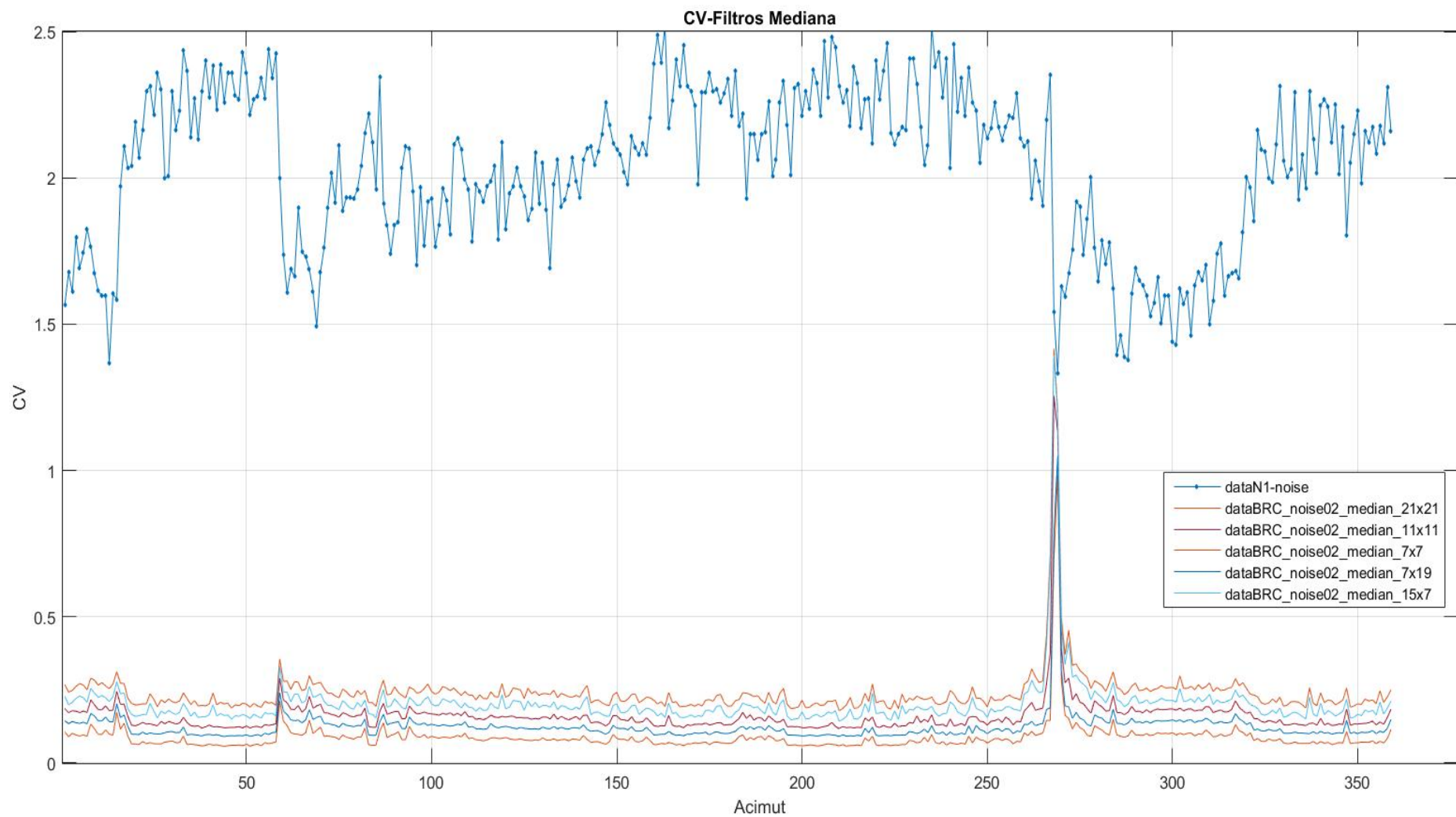


Figura 107. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada en los filtros de Mediana.

Para poder apreciar con mayor claridad cuáles fueron los filtros con mejor desempeño, se muestran los valores para cada una de las métricas y para cada uno de los tipos de filtro en la Tabla 7. Se tomó el promedio a lo largo de todos los intervalos coherentes de pulsos para cada una de las métricas. Para cada una de ellas, se resaltan los cinco filtros que mejor desempeño tuvieron, como puede verse en la tabla. También se grafica en la Figura 108 el desempeño de los filtros de mayor a menor, para cada una de las métricas.

Como puede verse, los mejores resultados se obtuvieron con los mayores tamaños de ventana cuadrada.

Tipo	SNR	RMSE	Var	CV
median_21x21	-1,8400	0,0652	0,0070	0,0869
median_19x19	-1,9506	0,0662	0,0088	0,0964
median_17x17	-2,0670	0,0672	0,0110	0,1075
median_15x15	-2,1836	0,0683	0,0144	0,1214
median_13x13	-2,2970	0,0695	0,0190	0,1386
median_11x11	-2,4078	0,0706	0,0253	0,1608
median_9x9	-2,5219	0,0718	0,0346	0,1901
median_7x7	-2,6301	0,0729	0,0507	0,2396
median_7x9	-2,5559	0,0721	0,0459	0,2296
median_7x11	-2,5652	0,0722	0,0304	0,1784
median_7x13	-2,5392	0,0718	0,0245	0,1607
median_7x15	-2,5160	0,0715	0,0196	0,1461
median_7x17	-2,4958	0,0712	0,0159	0,1340
median_7x19	-2,4702	0,0710	0,0133	0,1237
median_7x21	-2,4521	0,0707	0,0110	0,1146
median_21x7	-1,9782	0,0669	0,0313	0,1840
median_19x7	-2,0867	0,0679	0,0327	0,1884
median_17x7	-2,1952	0,0688	0,0344	0,1953
median_15x7	-2,2967	0,0697	0,0363	0,2008
median_13x7	-2,3911	0,0706	0,0388	0,2097
median_11x7	-2,4762	0,0714	0,0418	0,2173

Tabla 7. Métricas Filtros Mediana.

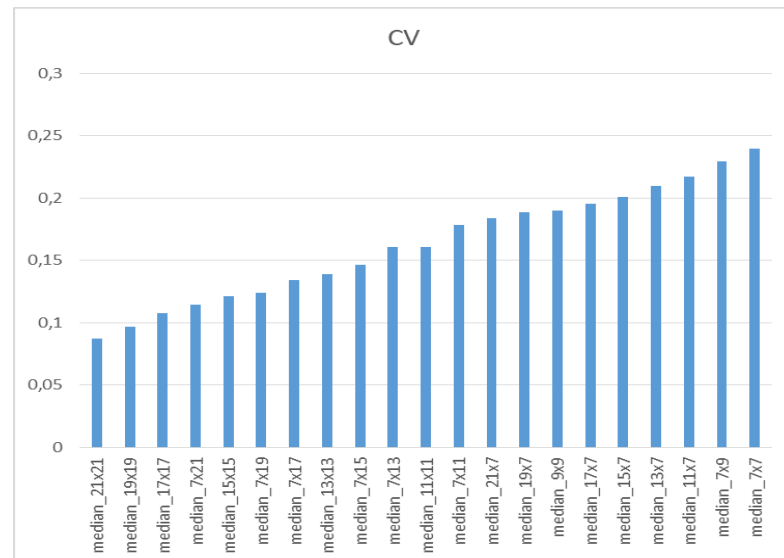
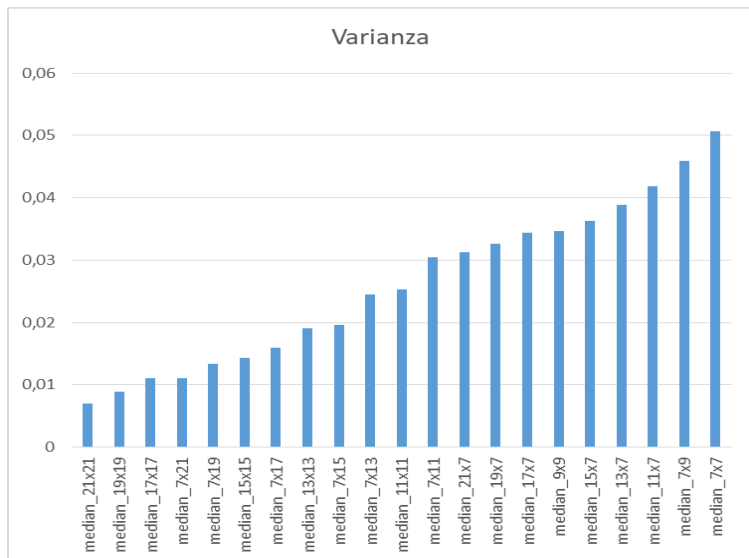
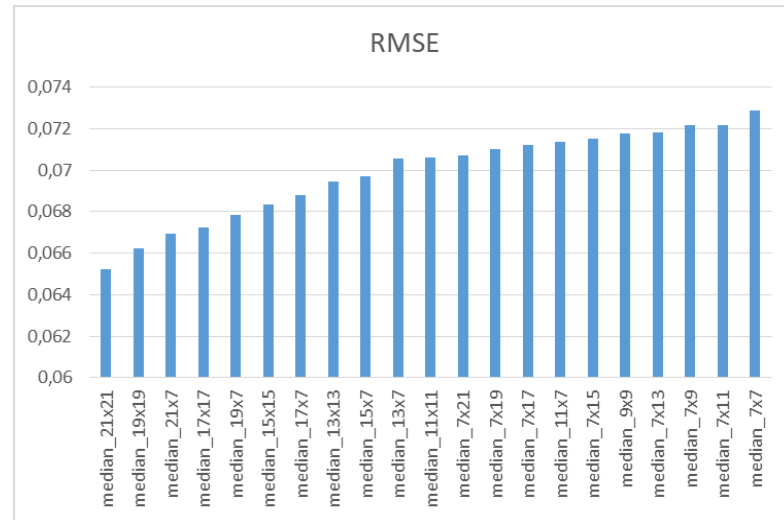
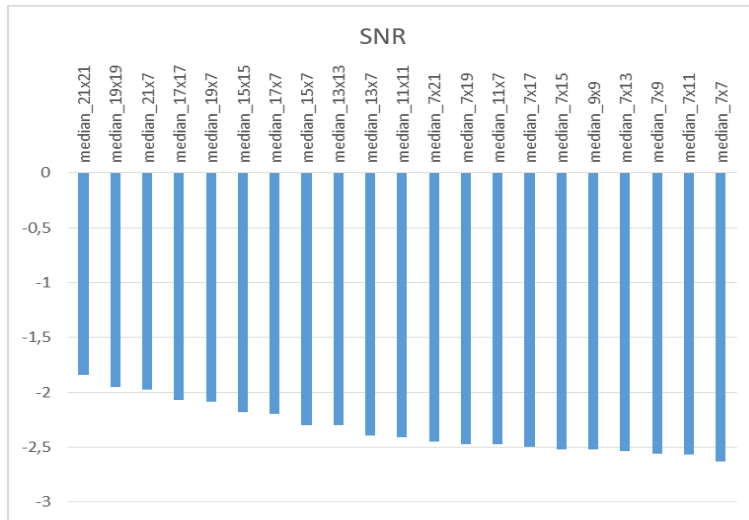


Figura 108. Métricas de desempeño de todas las combinaciones de filtros Mediana aplicadas.

3.5.2.2. Conclusiones de filtrado de interferencia simulada basado en Mediana

Al igual que para el filtrado de interferencia de datos reales, los resultados obtenidos con el filtro basado en medianas aplicado a interferencias simuladas muestran que la alternativa de filtrar con algoritmos basados en medianas es viable, tanto para el filtrado de interferencias pulsadas como para el filtrado de ruido térmico.

De la misma forma, puede concluirse que a medida que se aumenta el tamaño de la ventana del filtro de medianas éste se torna más agresivo tanto en la remoción de interferencias como con la señal válida. Lo óptimo sería adaptar el tamaño de ventana del filtro utilizado en cada CPI de acuerdo al nivel de interferencia en ese CPI en particular.

Por último, un análisis de las métricas de desempeño también resulta como era de esperarse. Tanto la SNR (Figura 104) como el RMSE (Figura 105) mejoran luego de aplicar los filtros. Lo mismo sucede con la varianza (Figura 106) y el coeficiente de variación (Figura 107), los cuales mejoran considerablemente luego de filtrar. Esto implica que la señal filtrada elimina las interferencias sin afectar considerablemente la señal original y sus reflexiones válidas.

3.6. Filtro Adaptivo

Se presenta a continuación un algoritmo de filtrado adaptivo, el cual se basa en la métrica de varianza explicada en la sección 2.8.3 y en los filtros DWT y de medianas. Como pudo verse en las secciones anteriores, la varianza calculada para cada CPI es un buen indicador del nivel de interferencia pulsada y ruido térmico presentes en la señal en ese sector acimutal. En las secciones anteriores también se puede apreciar que el nivel de filtrado de los filtros DWT y medianas puede controlarse mediante los parámetros de entrada que configuran los filtros. Los filtros DWT pueden hacerse más agresivos (tanto para la interferencia como para los datos válidos) aumentando el nivel de multi-resolución, mientras que para los filtros basados en mediana se puede aumentar el tamaño de ventana. Una configuración estática no parece ser lo más óptimo para filtrar y para mantener la integridad de las reflexiones válidas si no se tiene en cuenta el nivel de interferencia. Por esto, se decidió aprovechar esta característica y desarrollar un algoritmo que utilice distintos tipos de filtros según el nivel de interferencia que presente la señal en cada sector acimutal.

Se muestra un diagrama en bloques del funcionamiento del algoritmo en la Figura 109. Al igual que en los casos anteriores, el bloque que se cambia es el del filtro digital y en este caso, se inserta un filtro adaptivo.

Los datos de nivel 1 ingresan al filtro y para cada intervalo coherente de pulsos $Y[n,m]$ se calcula la varianza. Se definieron 3 umbrales ($Thr1$, $Thr2$ y $Thr3$), si la varianza del CPI es mayor al umbral $Thr1$ se aplicará un filtro nivel alto, si la varianza se encuentra entre los umbrales $Thr1$ y $Thr2$ se aplicará un filtro nivel medio, si la varianza se encuentra entre los umbrales $Thr2$ y $Thr3$ se aplicará un filtro nivel bajo y por último, si la varianza es menor que el umbral $Thr3$ los datos no serán filtrados.

Los filtros en sus distintos niveles (alto, medio y bajo) pueden ser basados en DWT o mediana y se configuran mediante la elección de los parámetros de entrada al igual que se describe en la sección 3.4 y sección 3.5. Los valores de los umbrales variarán de acuerdo a cada radar y son parámetros que deben ser ajustados y sintonizados, debido a que el nivel de interferencia WLAN/RLAN depende del sitio en que se encuentre instalado, así como también el nivel de ruido térmico dependerá de las características de la etapa de recepción de cada radar.

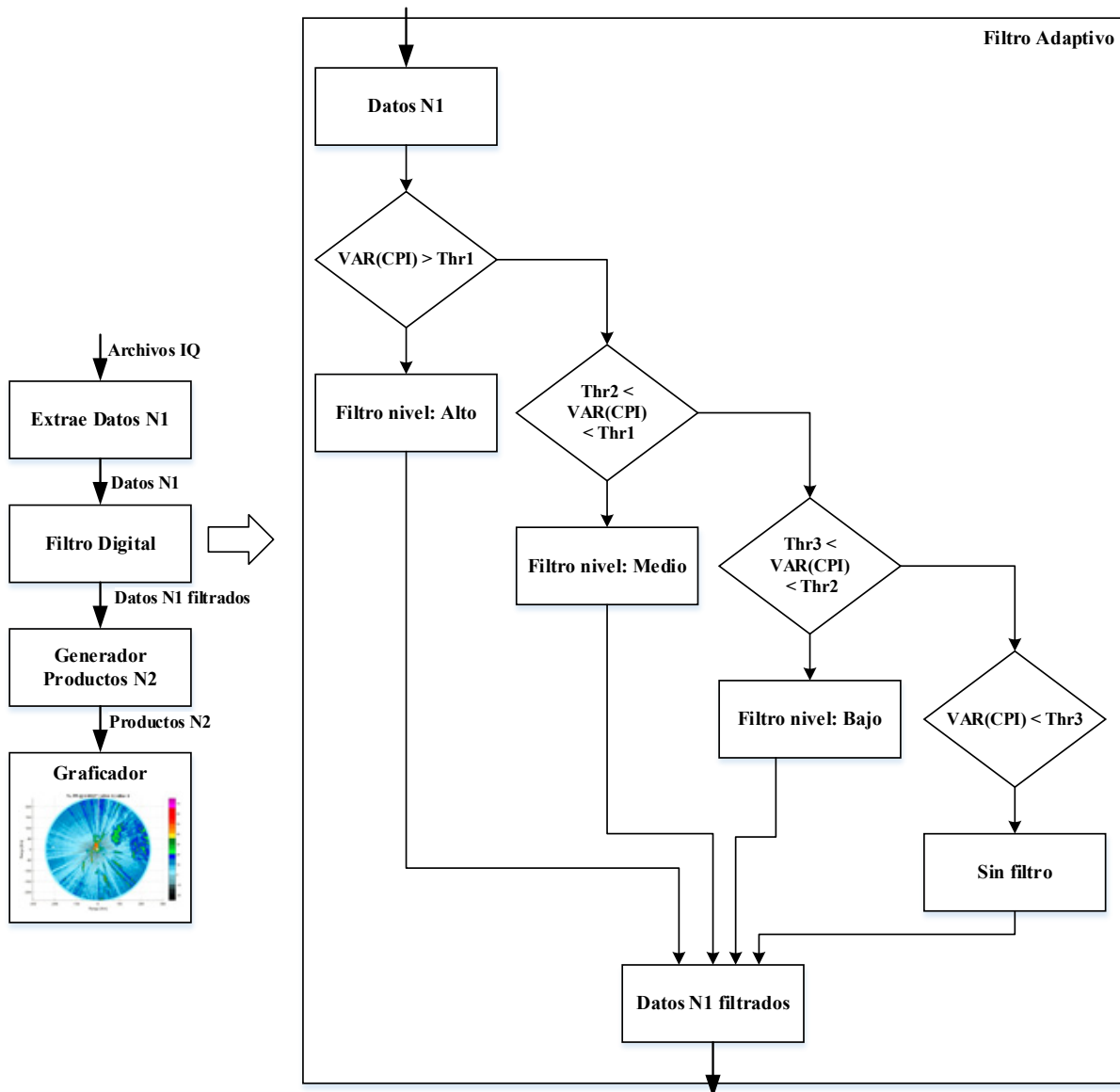


Figura 109. Diagrama en bloques del filtro Adaptivo.

3.6.1. Filtrado de datos N1 con interferencia real

Se aplicó el algoritmo de filtrado adaptivo a los datos de nivel 1 con interferencias WLAN/RLAN correspondientes al RMA1. El filtro se configuró como se muestra a continuación:

1. Filtro nivel alto
 - a. Tipo: mediana
 - b. Tamaño de ventana: [21, 21]
2. Filtro nivel medio
 - a. Tipo: mediana
 - b. Tamaño de ventana: [11, 11]
3. Filtro nivel bajo
 - a. Tipo: DWT

- b. Nivel de multi-resolución: 1
- c. Filtrado de coeficientes detalle: Vertical

Nótese que cualquier combinación de filtros es posible, en este caso sólo se mostrarán resultados para la configuración detallada. Los umbrales se definieron de la siguiente manera:

1. Thr1 = 0,55
2. Thr2 = 0,45
3. Thr3 = 0,40

En la Figura 110 se muestra la varianza de los datos de nivel 1 utilizados (RMA1) junto con los umbrales definidos.

No se muestran resultados de cada CPI filtrado ya que los métodos de filtrado son los desarrollados en secciones anteriores y lo que se propone aquí es una alternativa que permita tener en cuenta el nivel de interferencia y en base a esto definir el filtro a utilizar en cada CPI.

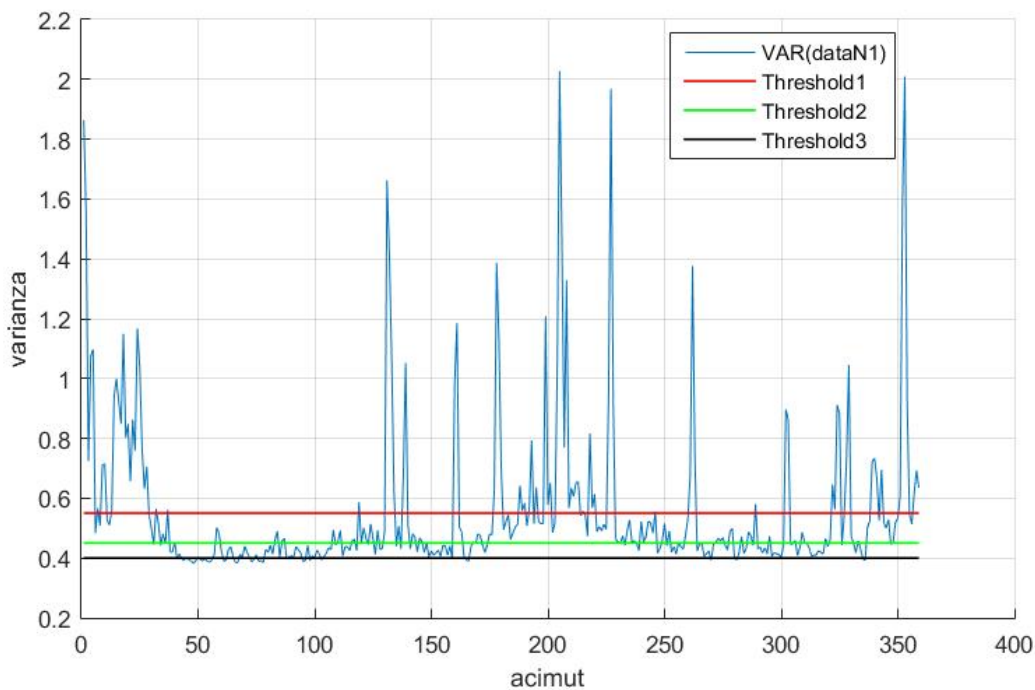


Figura 110. Nivel de interferencia y umbrales de filtrado.

El algoritmo es aplicado a la totalidad de intervalos coherentes de pulsos para obtener una matriz de datos N1 filtrados. Los productos de nivel 2 calculados a partir de los datos de nivel 1 filtrados se muestran a partir de la Figura 111 hasta la Figura 114. Al igual que en las secciones anteriores, se aprecia que se han eliminado las interferencias y que el efecto sobre las reflexiones válidas ha sido una leve disminución en el nivel de señal, tanto en productos que dependen sólo de la potencia de la señal como en productos que dependen de la fase y de la polarimetría del radar.

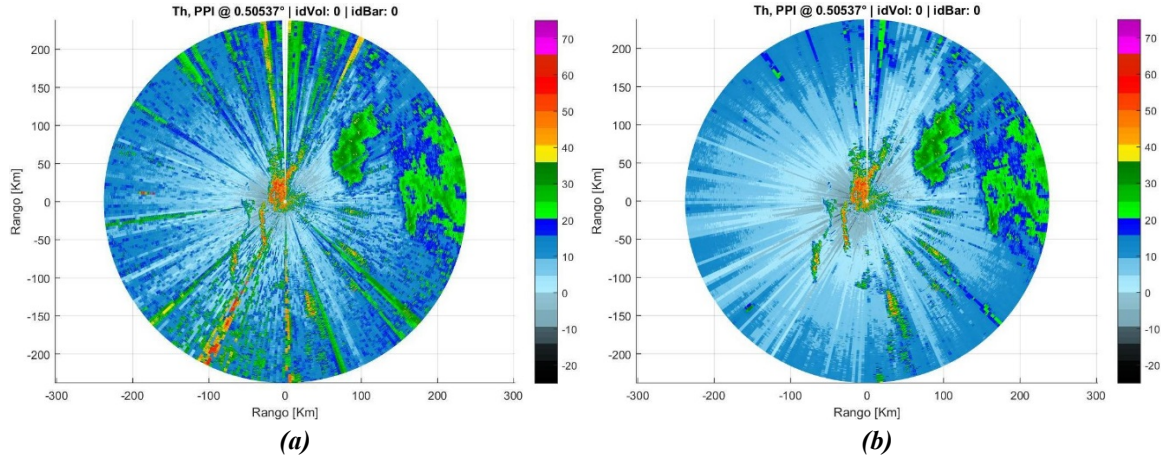


Figura 111. Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Adaptivo.

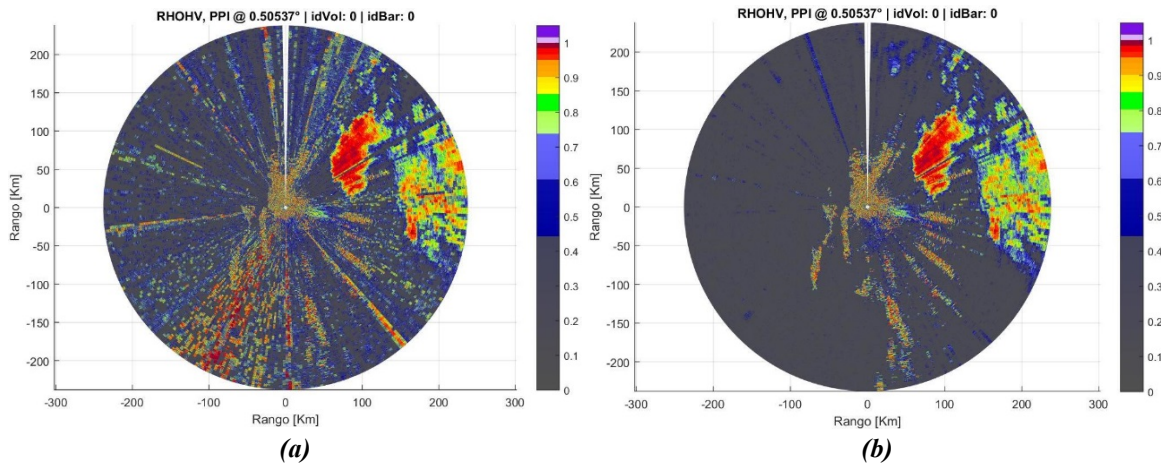


Figura 112. Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Adaptivo.

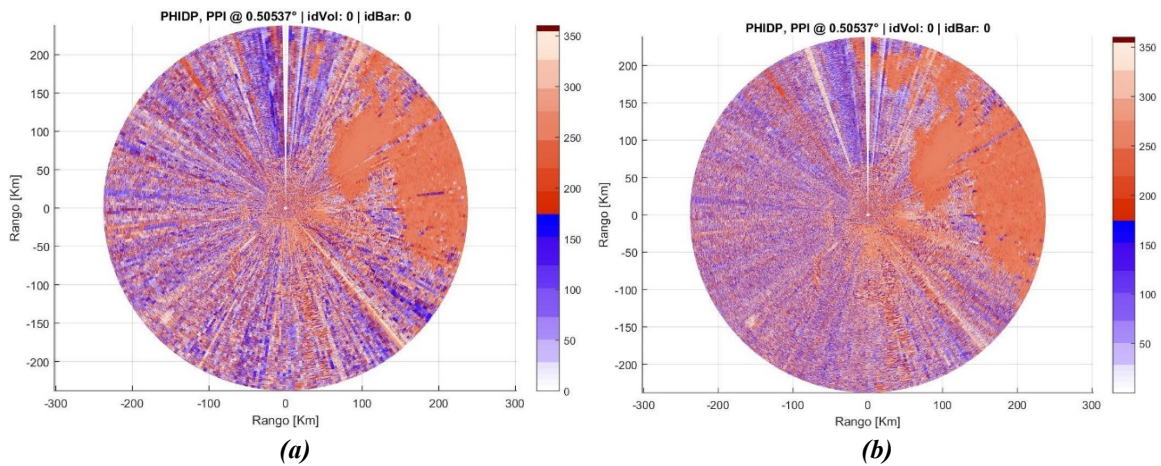


Figura 113. Producto Cambio de Fase Diferencial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Adaptivo.

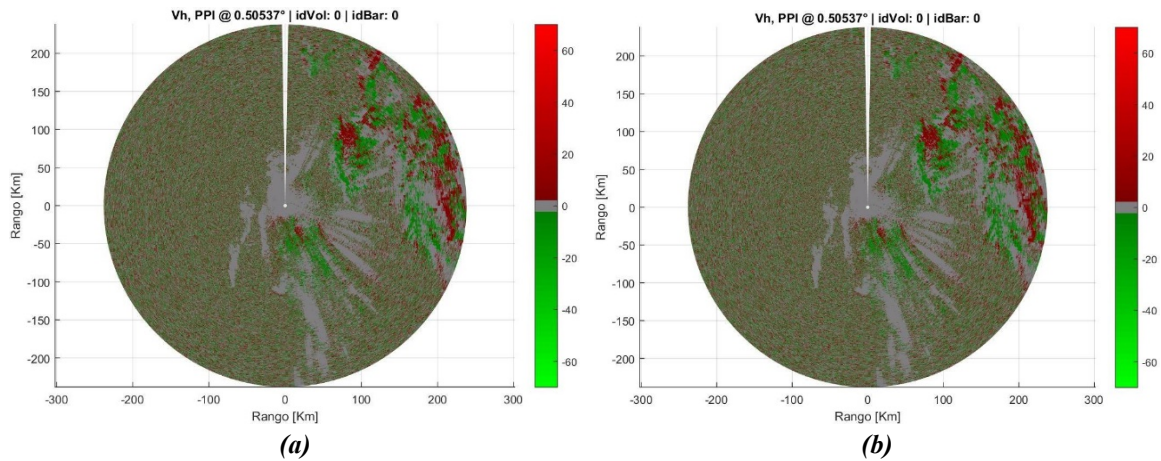


Figura 114. Producto Velocidad Radial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado Adaptivo.

3.6.1.1. Desempeño del filtro adaptivo con interferencia WLAN/RLAN

Se muestran las métricas obtenidas al aplicar el filtro adaptivo a los datos N1 del RMA1 en la Figura 115 y Figura 116. En ambas figuras puede apreciarse que la métrica mejoró luego del filtrado salvo en las direcciones acimutales en donde no se aplicó filtro debido a que la varianza se encontraba por debajo del umbral mas bajo. En este último caso, el valor de la varianza es atribuible a ruido térmico en ese CPI.

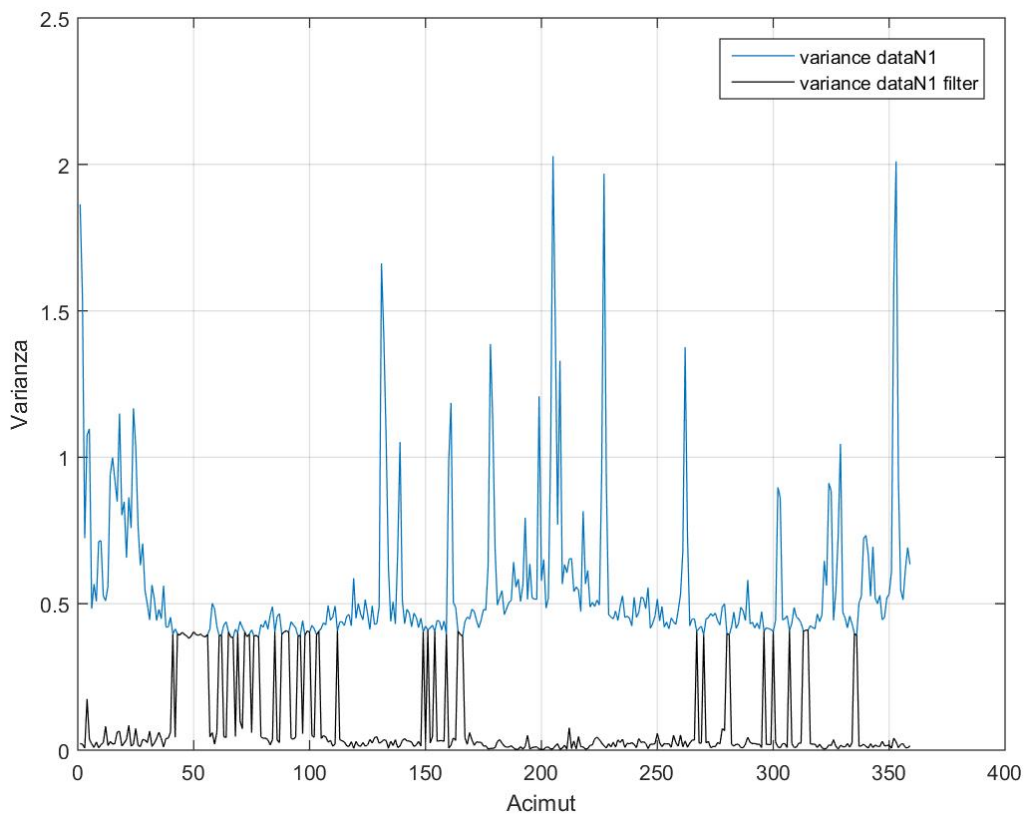


Figura 115. Varianza de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del Filtro de Mediana.

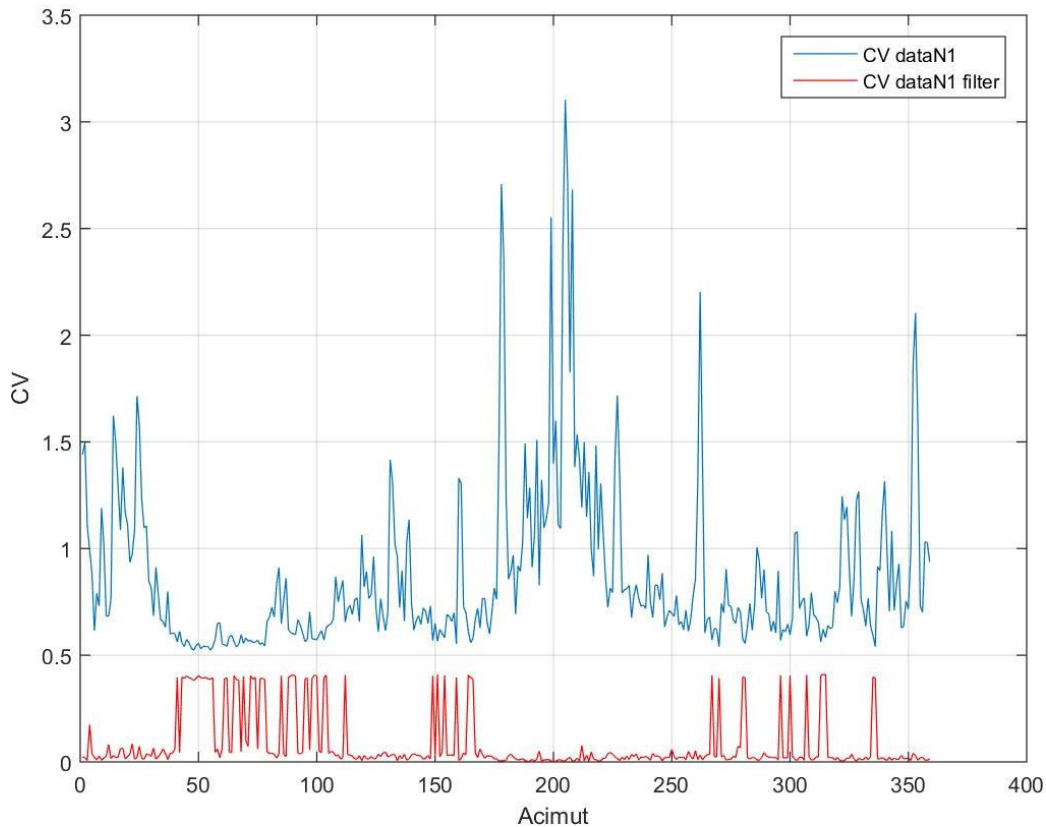


Figura 116. Coeficiente de Variación de señal original y filtrada con diferentes parámetros de entrada del Filtro de Mediana.

3.6.1.2. Conclusiones de filtrado de interferencia real basado en filtro Adaptivo

El filtro adaptivo presentado en la sección anterior hace uso de los métodos de filtrado basados en DWT y medianas para filtrar interferencia WLAN/RLAN. Su principal ventaja respecto de estos métodos, es que el tipo de filtro a utilizar no es fijo, sino que en cada intervalo coherente de pulsos variará de acuerdo al nivel de interferencia que presente el CPI en la dirección acimutal analizada.

En el caso presentado, se definieron tres umbrales para comparar con la métrica varianza del CPI. De acuerdo al valor de la varianza y a la comparación con los umbrales, el algoritmo aplicará el filtro correspondiente o, en el mejor de los casos si no detecta interferencia, dejará la señal intacta. Como se explicó en las secciones correspondientes a los filtros, a medida que se aumenta el tamaño de ventana en un filtro de medianas o que se aumenta el nivel de multi-resolución en un filtro DWT, aumenta la capacidad de filtrar interferencias pero también aumenta el nivel de atenuación de los datos con reflexiones válidas. Por lo tanto, el algoritmo utilizará un filtro agresivo para niveles altos de interferencia, un filtro medio para niveles medios de interferencia, un filtro suave para niveles bajos de interferencia o no filtrará en caso de que el nivel de interferencia esté por debajo del último umbral.

Se puede configurar la cantidad de umbrales que se desee y definir los filtros que actuaran en cada nivel también por configuración. Los umbrales fueron definidos manualmente de acuerdo a las propiedades de la señal recibida y son estáticos. El nivel de interferencia variará de acuerdo a la ubicación del radar por lo que es un parámetro que debe sintonizarse y ajustarse.

Los resultados de las métricas de desempeño obtenidos al filtrar con el algoritmo adaptivo permiten concluir que el método es efectivo para la eliminación de interferencias WLAN/RLAN. Y el análisis cualitativo mediante inspección visual anticipa que es un método superior al de los filtros no adaptivos.

3.7. Comparativa de filtrado

En esta sección se presentan cuatro figuras que agrupan los productos de nivel 2 obtenidos con los distintos tipos de filtros con el fin de poder compararlos mediante inspección visual rápidamente.

La Figura 117 muestra el producto reflectividad, la Figura 118 muestra el producto coeficiente de correlación, la Figura 119 muestra el producto cambio de fase diferencial y la Figura 120 muestra el producto velocidad. En todas ellas, la subimagen (a) corresponde a la señal original, la subfigura (b) corresponde a los datos filtrados mediante filtro DWT, la subfigura (c) corresponde a los datos filtrados mediante filtro de medianas y la subfigura (d) al algoritmo de filtrado adaptivo.

En las figuras correspondientes a producto reflectividad y coeficiente de correlación puede apreciarse que el filtro adaptivo es el que menos afecta la señal de reflexiones válidas (tormenta en cuadrantes 1 y 2). Esto es debido a que el nivel de interferencia en esas direcciones acimutales no es severo, por lo tanto, los filtros aplicados no fueron tan agresivos.

Como se dijo anteriormente en el análisis de cada uno de los filtros, el producto velocidad radial no presenta grandes mejoras, ya que pareciera que las interferencias no afectan en gran medida este producto. Esto es debido al algoritmo de cálculo de la velocidad, el cual hace uso de la FFT para calcular el espectro de la señal en tiempo lento. El algoritmo de FFT es robusto a este tipo de ruido y se puede estimar la velocidad de ese punto de todas maneras.

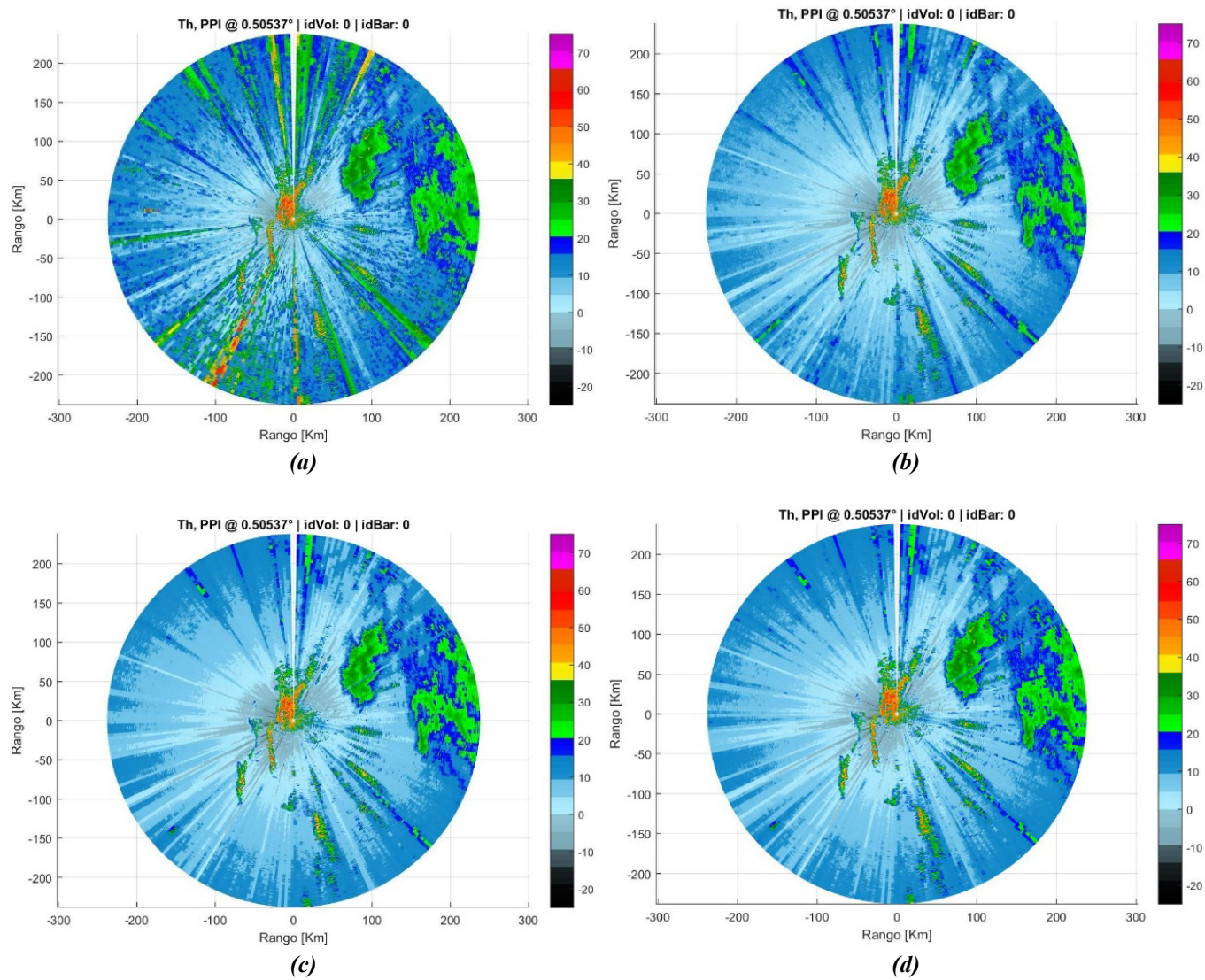


Figura 117. Comparativa de Producto Reflectividad a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT. (c) Filtrado Mediana. (d) Filtrado Adaptivo.

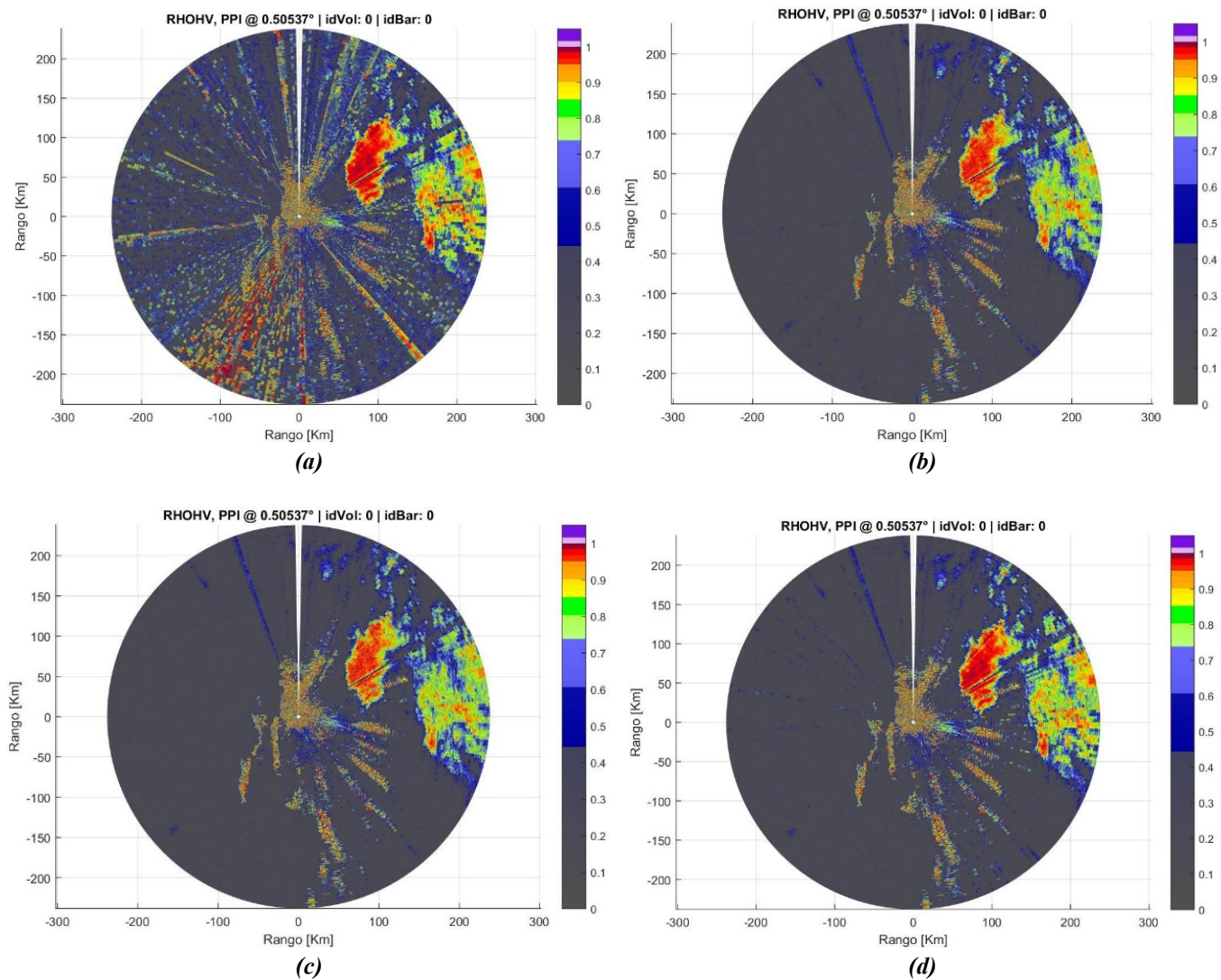


Figura 118. Comparativa de Producto Coeficiente de Correlación a partir de datos NI del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT. (c) Filtrado Mediana. (d) Filtrado Adaptivo.

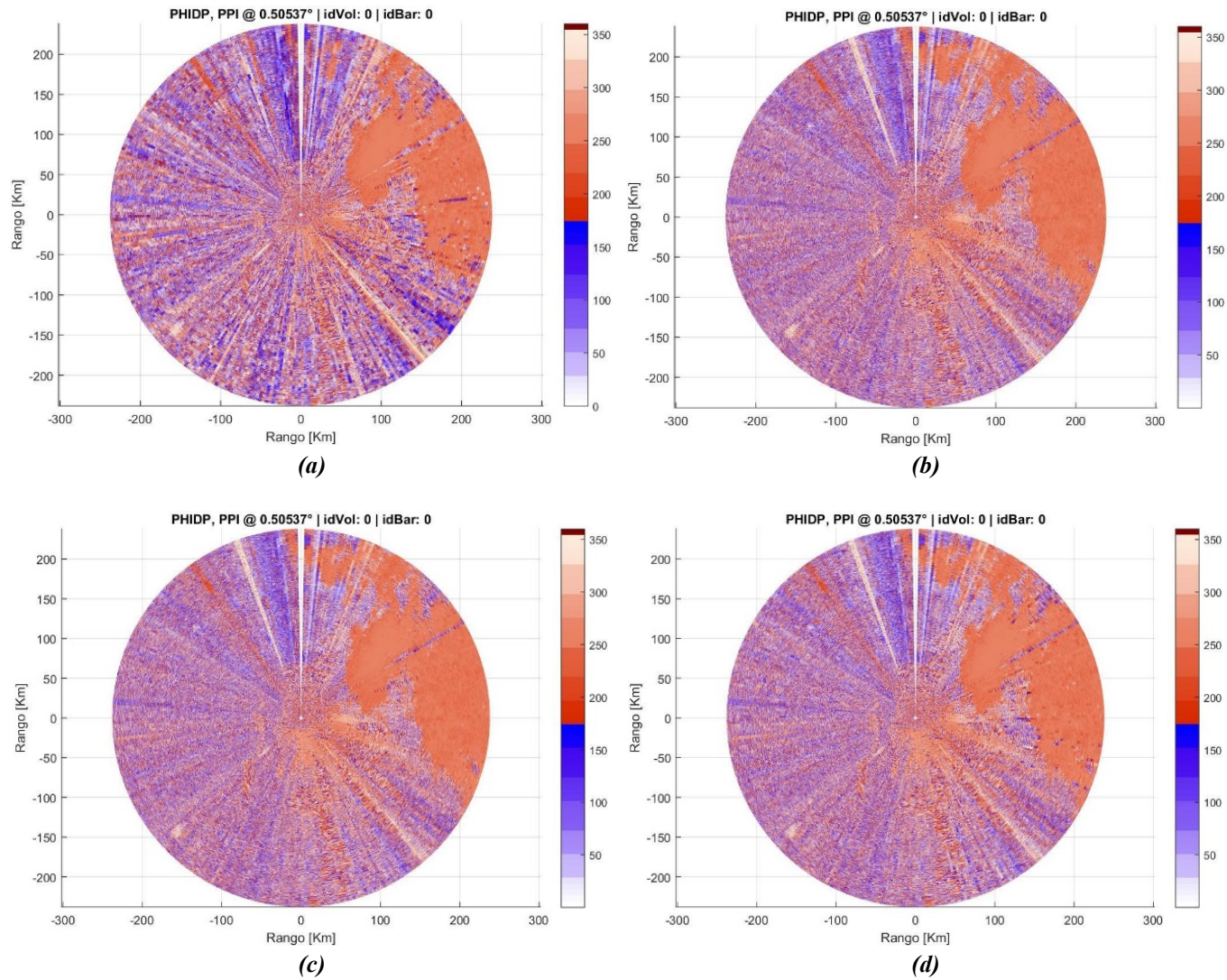


Figura 119. Comparativa de Producto Cambio de fase diferencial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT. (c) Filtrado Mediana. (d) Filtrado Adaptivo.

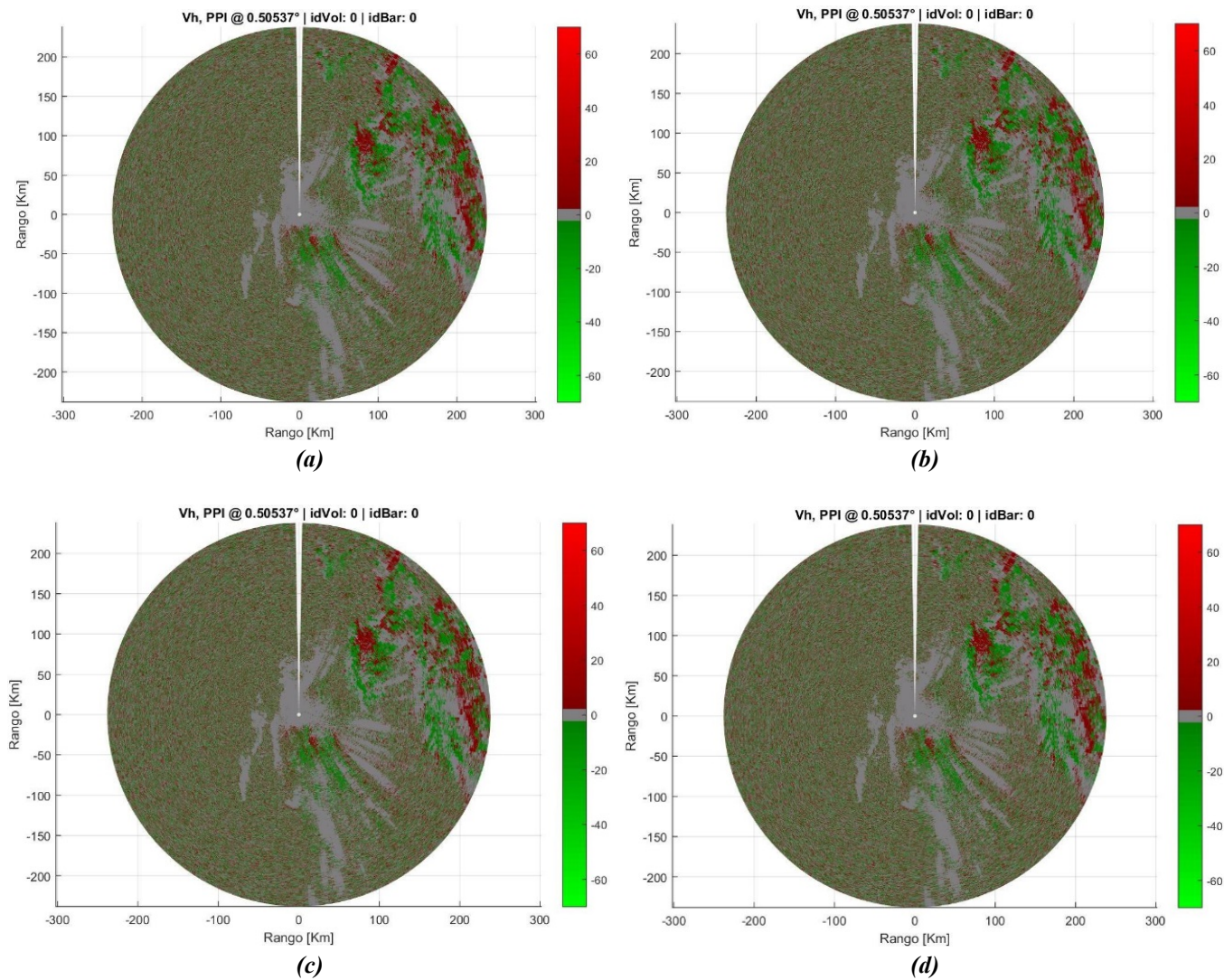


Figura 120. Comparativa de Producto Velocidad radial a partir de datos N1 del RMA1. (a) Original. (b) Filtrado DWT. (c) Filtrado Mediana. (d) Filtrado Adaptivo.

Esta página fue dejada intencionalmente en blanco.

4. Conclusiones

4.1. Conclusiones Generales

El objetivo general de este trabajo era estudiar las diferentes propuestas de mitigación de interferencias WLAN/RLAN en radares meteorológicos e implementar un algoritmo que permita mitigar las interferencias a partir de datos reales obtenidos del radar RMA-INVAP.

Para lograrlo, se empezó con la investigación y el estudio de los diferentes métodos publicados para mitigar interferencias WLAN/RLAN en señales de radares meteorológicos. Se realizó un análisis de cada una de ellas para determinar si eran alternativas viables de implementar en los radares RMA de INVAP. En el análisis se tuvieron en cuenta la viabilidad técnica, el esfuerzo, costo necesario y la eficacia del método. Estas propuestas fueron descartadas y se optó por la opción de desarrollar los algoritmos de filtrado.

Se desarrollaron dos tipos de filtros digitales: el primero, basado en la Transformada Discreta de Wavelet en dos dimensiones y en el análisis multi-resolución; el segundo, basado en el filtro de medianas ampliamente utilizado en análisis de imágenes. Se implementaron ambos filtros en Matlab y se probaron con datos crudos de nivel 1 de los radares RMA. Se generaron los productos de nivel 2 con datos originales y con datos filtrados.

Los datos se analizaron cualitativa y cuantitativamente. El análisis cualitativo se llevó a cabo mediante la inspección visual de los productos de nivel 2 generados a partir de los datos filtrados y de su comparación con los productos generados con datos originales.

El análisis cuantitativo se llevó a cabo mediante la utilización de métricas de desempeño (SNR, RMSE, varianza y coeficiente de variación). Se realizaron pruebas variando las propiedades de los filtros DWT (Wavelet utilizada, nivel de multi-resolución y coeficientes de detalle a filtrar) y de los filtros de mediana (tamaño de ventana) lo que permitió generar curvas y tablas de desempeño. Si bien, la varianza y el CV permiten evaluar el nivel de interferencia (presente o removido luego de filtrar), estas métricas no evalúan la degradación de la señal original luego de filtrar. Para esto se incluyeron las métricas SNR y RMSE junto con el ruido simulado, lo que permitió comparar la señal filtrada con la señal sin interferencias.

Se desarrolló e implementó un algoritmo que simula interferencia pulsada WLAN/RLAN y se utilizó para corromper datos crudos de radar libre de interferencias, posibilitando un análisis cuantitativo más completo de los filtros, ya que permitió utilizar la totalidad de las métricas de desempeño, brindando mayor información.

Se propuso un algoritmo adaptivo que permite elegir el tipo de filtro que se aplica de acuerdo al nivel de interferencia que presenta cada intervalo coherente de pulsos. Se utilizaron umbrales para clasificar el nivel de interferencia en 4 categorías: alta, media, baja y sin interferencia. Este algoritmo permite aplicar filtros agresivos en direcciones de interferencias severas y filtros medios o suaves en direcciones de interferencia leve.

En base a todo el trabajo realizado puede concluirse lo siguiente:

- a. El filtro basado en DWT es una alternativa viable y efectiva para la mitigación de interferencia WLAN/RLAN. Se probaron varias familias Wavelet, varios niveles de multi-resolución y diferentes combinaciones de filtrado de coeficientes de detalle. En base al análisis de los resultados, se puede concluir que a medida que se avanza en el nivel de multi-resolución, se filtra mejor la interferencia, pero también aumenta el grado en que se perjudica la señal con datos válidos. Un filtrado con nivel de multi-resolución 1 o 2 debería ser suficiente para interferencias leves, mientras que un nivel de multi-resolución 3 o 4 debería ser suficiente para eliminar las interferencias severas. Niveles de multi-resolución más altos no se recomiendan ya que se pierde información valiosa de la señal. La inspección visual de los productos de nivel 2 permite apreciar a simple vista que las interferencias han sido removidas, así como también que se degrada en cierta medida los datos correspondientes a reflexiones válidas. Las métricas de desempeño también indican que el filtrado es efectivo ya que en la mayoría de los casos, las combinaciones de filtro DWT elegidas obtuvieron mejores valores en las métricas que las señales sin filtrar.
- b. El filtro basado en medianas también es una alternativa viable y efectiva para la mitigación de interferencia WLAN/RLAN, lo que se demostró en base a resultados y análisis cualitativo y cuantitativo. Al igual que para el caso anterior, el análisis cualitativo se llevó a cabo mediante la inspección visual de los productos de nivel 2 generados a partir de los datos filtrados y de su comparación con los productos generados con datos originales. A medida que se incrementa el tamaño de la ventana, el filtro es más efectivo para remover interferencia pulsada pero también incrementa la degradación de datos válidos. El análisis cuantitativo se llevó a cabo mediante la utilización de métricas de desempeño, y se aprecia que luego del filtro éstas mejoran con respecto a la señal original o a la señal con interferencia simulada.
- c. Se logró simular interferencia WLAN/RLAN mediante un algoritmo y degradar los datos de nivel 1 del RMA0 que no presentan interferencias (salvo cerca del acimut 270). Esto resultó útil para evaluar los filtros de forma cuantitativa.
- d. El algoritmo adaptivo propuesto aplica distintos tipos de filtro a los datos crudos del RMA de acuerdo al nivel de interferencia que afecta la señal. El análisis cuantitativo de éste método es similar al de los filtros DWT y de medianas descritos anteriormente ya que son los mismos filtros los que se aplican. La ventaja de éste método en aplicar el filtro apropiado según el nivel de interferencia es que no se afectan los datos válidos en direcciones acimutales que no presentan interferencias severas, ya que se aplica un filtro leve o en algunos casos se deja la señal sin filtrar. El análisis visual de los productos de nivel 2 generados permite concluir que este algoritmo es la solución más adecuada para la eliminación de interferencia WLAN/RLAN.

Por último, cabe mencionar que se presentó un trabajo en la *XVII Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2017)*, a realizarse en la ciudad de Mar del Plata en septiembre de 2017, el cual muestra algunos resultados del filtro DWT. El

trabajo fue aceptado y aprobado para ser presentado y publicado en RPIC 2017 (Petracca & Lugo, 2017).

4.2. Trabajo Futuro

Si bien este trabajo cumple con el objetivo general y los objetivos específicos, se detectan algunas posibilidades de mejora detalladas a continuación:

- a. Estudiar la eficiencia computacional de los algoritmos desarrollados y modificarlos según sea necesario.
- b. Mejorar la definición de los umbrales para el algoritmo de filtrado adaptivo. Como se mencionó, la correcta elección de estos umbrales es función de cada radar y sitio de instalación. Sin embargo, se detecta una posibilidad de mejora en este campo.
- c. Incorporar técnicas de lógica difusa para desarrollar un algoritmo adaptivo más robusto y eficaz.
- d. Implementar los algoritmos en GPGPU para ser incluidos en el flujo de procesamiento de tiempo real de los radares RMA.

5. Bibliografía

- Antoine, J.-P., & Murenzi, R. (2004). *Two Dimensional Wavelets and their relatives* (First Ed. ed.). Cambridge University Press.
- Bertoni, J., Caranti, G., Catalini, C., Cioccale, M., Comes, R., Furbatto, C., . . . Villa Uría, A. (2014). Puesta en marcha del Primer Radar Meteorológico Argentino RMA1 en la Universidad Nacional de Córdoba. *XXV Congreso Nacional del Agua*. Paraná, Argentina.
- Brandao, A. L., Sydor, J., & Brett, W. (2005). 5GHz RLAN Interference on Active Meteorological Radars. *IEEE 61st Vehicular Technology Conference*, 1328-1332.
- Bringi, V. N., & Chandrasekar, V. (2001). *Polarimetric Doppler Weather Radar: Principles and Applications*. Cambridge University Press.
- Brown, J. W., & Churchill, R. V. (2009). *Complex Variables and Applications*. McGraw-Hill.
- Daubechies, I. (1992). *Ten Lectures on Wavelets* (Vol. 61). Philadelphia, Pennsylvania: SIAM. Society for Industrial and Applied Mathematics.
- Doviak, R. J., & Zrníc, D. S. (2006). *Doppler Radar and Weather Observations: Second Edition* (Second ed.). Mineola, N.Y: Dover Publications.
- Dufton, D., & Collier, C. G. (2015). Fuzzy logic filtering of radar reflectivity to remove non-meteorological echoes using dual polarization radar moments. *Atmospheric Measurement Techniques Discussions*, 8(5), 5025-5063.
- ETSI. (2015). EN 301 893 v1.8.1. Broadband Radio Access Networks (BRAN); 5 GHz high performance RLAN. Obtenido de http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/301800_301899/301893/01.08.01_60/en_301893v010801p.pdf
- EUMETNET. (2008). Recommendation on C-Band Meteorological radars design to ensure global and long-term coexistence with 5 GHz RLAN. *35th EUMETNET council*.
- Ganster, H., Uray, M., Steginska, S., Croonen, G., Kaltenböck, R., & Hennermann, K. (2014). Improving weather radar by fusion and classification.
- Gonzalez, R. C., Woods, R. E., & Eddins, S. L. (2009). *Digital Image Processing Using MATLAB*. Gatesmark Publishing.
- Horváth, Z., & Varga, D. (2009). Channel allocation technique for eliminating interference caused by RLANs on meteorological radars in 5 GHz band. *Infocommunications Journal*, 64(3), 24-34.
- IEEE. (2012). *802.11-2012 - IEEE Standard for Information technology--Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks--Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Spec.*

- INVAP. (s.f.). *Sistema Nacional de Radares Meteorológicos (SINARAME)*. Recuperado el 1 de Marzo de 2017, de <http://www.invap.com.ar/es/espacial-y-gobierno/proyectos-de-gobierno/proyecto-sinarame.html>
- ITU-R Resolution 229. Use of the bands 5150–5250MHz, 5250–5350MHz and 5470–5725MHz by the mobile service for the implementation of wireless access systems including radio local area networks. (2003). *The World Radiocommunication Conference (WRC-03)*. Geneva.
- Joe, P., Scott, J., Sydor, J., Brandao, A., & et al. (2005). Radio Local Area Network (RLAN) and C-Band Weather Radar Interference Studies. *32nd AMS Radar Conference on Radar Meteorology*. Albuquerque, New Mexico.
- Keränen, R., Rojas, L., & Nyberg, P. (2013). Progress in Mitigation of WLAN interference at Weather Radar. *AMS - 36th Conference on Radar Meteorology*.
- Mallat, S. (1998). *A Wavelet Tour of Signal Processing*. San Diego, CA, USA: Academic Press.
- Meischner, P. (2005). *Weather Radar: Principles and Advanced Applications*. Springer Science & Business Media.
- Misiti, M., Misiti, Y., Oppenheim, G., & Poggi, J.-M. (2015). *Wavelet Toolbox™ User's Guide*. The MathWorks, Inc.
- Petracca, G. O., & Lugo, J. O. (2017). Filtro Wavelet para mitigación de interferencias WLAN/RLAN en radares meteorológicos . *XVII Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control*. Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina.
- Richards, M. A. (McGraw-Hill Education). *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*. New York: McGraw-Hill Education.
- Rodriguez, A., Lacunza, C., Serra, J. J., Saulo, C., Ciappesoni, H., Caranti, G., . . . Martina, A. (Marzo de 2017). SiNaRaMe: Integración de una Red de Radares Hidro-Meteorológicos en Latinoamérica. *Revista Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales, Vol. 4(N. 1)*.
- Rojas, L., Moisseev, D., Chandrasekar, V., & et al. (2012). Dual-polarization spectral filter for radio frequency interference suppression. *Seventh European Conference on Radar in Meteorology and Hydrology*.
- Saltikoff, E., Cho, Y., Tristant, P., Huuskonen, A., Cook, R., Allmon, L., . . . Joe, P. (July de 2016). The Threat to Weather Radars by Wireless Technology. *Bulletin of the American Meteorological Society*, 1159–1167.
- Santoso, A. W., Bayuaji, L., & et al. (2016). Comparison of Various Speckle Noise Reduction Filters on Synthetic Aperture Radar Image. *International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Volume 11, Number 15, 8760-8767*.
- Sheng, Y. (1996). *The Transforms and Applications Handbook*. CRC Press.
- Sivakumar, R., Gayathri, K., & Nedumaran, D. (2010). Speckle Filtering of Ultrasound B-Scan Images - A Comparative Study of Single Scale Spatial Adaptive Filters, Multiscale

- Filter and Diffusion Filters. *IACSIT International Journal of Engineering and Technology*, 2(6).
- Stack, Murtagh, & Bijaoui. (1998). *Image Processing and Data Analysis: The Multiscale Approach*. Cambridge University Press.
- Steib, R., & et al. (2014). Some important weather radar correction algorithms and the development of the new 3D radar composite product at the Hungarian Meteorological Service. *ERAD 2014 - 8th European Conference on Radar in Meteorology and Hydrology*. Garmisch-Partenkirchen, Germany.
- Strang, G., & Nguyen, T. (1996). *Wavelets and Filter Banks*. Wellesley-Cambridge Press.
- Van Fleet, P. J. (2008). *Discrete Wavelet Transformations: An Elementary Approach with Applications*. John Wiley & Sons.
- van Genderen, J. L., & Huang, Y. (1996). Evaluation of Several Speckle Filtering Techniques for ERS-1&2 Imagery. *International Archives of Photogrammetry and Remote Sensing*, XXXI.
- van Nee, R. (2000). *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech House universal personal communications library.