



Universidad
de Alcalá

SPACE RESEARCH GROUP (SRG)

Edificio Politécnico

28805 Alcalá de Henares (Madrid)

Teléfonos: 91 885 65 94

Fax: 91 885 69 23

secre@aut.uah.es

SEBASTIÁN SÁNCHEZ PRIETO, Titular de Universidad del área de Arquitectura y Tecnología de Computadores de la Universidad de Alcalá,

HACE CONSTAR

Que el trabajo “**Procesamiento Digital de Señal aplicado a la Detección de Partículas Energéticas**”, presentado por D. Alberto Regadío Carretero, ha sido realizado en el Departamento de Automática bajo mi codirección, reuniendo los méritos suficientes para optar al grado de doctor, por lo que puede proceder a su depósito y lectura.

Alcalá de Henares, 3 de abril de 2014

Fdo.: Dr. Sebastián Sánchez Prieto



Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial
Departamento de radiofrecuencia y Tecnologías Electrónicas
Área de Tecnologías Electrónicas

I.N.T.A.

Crta. Ajalvir, km. 4
28850 Torrejón de Ardoz
Teléfono: 91 509 1909
Fax: 91 509 1492

JESÚS TABERO GODINO, Ingeniero del Área de Tecnologías Electrónicas del Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial,

HACE CONSTAR

Que el trabajo “**Procesamiento Digital de Señal aplicado a la Detección de Partículas Energéticas**”, presentado por D. Alberto Regadío Carretero, ha sido realizado en el Departamento de Automática bajo mi codirección, reuniendo los méritos suficientes para optar al grado de doctor, por lo que puede proceder a su depósito y lectura.

Torrejón de Ardoz, 3 de abril de 2014

Fdo.: Dr. Jesús Tabero Godino



Universidad
de Alcalá

Universidad de Alcalá (UAH)
Departamento de Automática

PROGRAMA DE INVESTIGACIÓN ESPACIAL

PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑAL APLICADO
A LA DETECCIÓN DE PARTÍCULAS ENERGÉTICAS

Memoria de Tesis que presenta para optar al grado de Doctor
Alberto Regadío Carretero

Dirigida por:
Dr. Sebastián Sánchez Prieto (UAH)
Dr. Jesús Tabero Godino (INTA)

Alcalá de Henares, abril de 2014

para Nivia, con cariño

Agradecimientos

En primer lugar quisiera agradecer a mis tutores Sebastián Sánchez Prieto (del Departamento de Automática de la Universidad de Alcalá) y Jesús Tabero Godino (del Área de Tecnologías Electrónicas del INTA) el haberme dirigido la tesis con tanto interés, por su apoyo, sus sugerencias, su ánimo, sus correcciones y sobre todo por su confianza.

Agradecer a Jesús Pazos (del Área de Tecnologías Electrónicas del INTA) el haberme permitido compatibilizar mi trabajo en este mismo instituto con este doctorado. También a mi compañero Javier Sánchez por su ayuda a la hora de montar los componentes en las tarjetas.

También quisiera agradecer a Guadalab por ceder las instalaciones para las pruebas experimentales y al equipo de CaLMa por su ayuda al realizar los experimentos. Agradecer a Juan José Blanco por su ayuda en la exposición de los conceptos físicos de esta tesis. También Manuel Prieto Mateo y a Óscar Gutiérrez sus ayudas con los circuitos impresos. A Juan José Rojo la ayuda con la cámara de vacío del Departamento de Física de la Universidad de Alcalá. A mis amigos y antiguos compañeros Violeta y Luis por sus valiosos consejos para llevar a cabo el doctorado.

Agradezco a mis padres y hermano el apoyo, tanto moral como económico que me han dado durante todos los años de Universidad. Por último, decir que estudié en el Instituto I. E. S. Molina de Aragón y después Ingeniería Informática en la Universidad Autónoma de Madrid e Ingeniería Electrónica en la Universidad Complutense de Madrid. Un último agradecimiento para los que me enseñaron aquello sin lo cuales este trabajo nunca se hubiera llevado a cabo. No hace falta escribir nombres porque ellos saben quienes son.

Parte de este trabajo ha sido financiado por el MICINN —ahora Ministerio de Economía y Competitividad— en el marco del proyecto AYA2009-13478-C02-02, AYA2011-29727-C02-02 y AYA2012-39810-C02-02. La instalación de CaLMa ha sido financiada a través de la Junta de Comunidades de Castilla-La Mancha a través del proyecto PPII10-0150-6529.

Un último agradecimiento para aquel que hace útil esta tesis intentando aplicar algo de lo explicado aquí en el campo de la espectroscopía o en otro en el que intervenga el procesamiento digital de señales transitorias.

Índice general

Acrónimos	xv
Alfabeto latino	xvii
Alfabeto griego	xxi
Resumen	xxiii
Abstract	xxv
1. Introducción	1
1.1. La radiación y sus tipos	2
1.1.1. Radiación α	2
1.1.2. Radiación β	3
1.1.3. Radiación γ	4
1.1.4. Neutrones	4
1.1.5. Muones y tauones	5
1.1.6. Protones y núcleos atómicos	6
1.2. Interacción de la radiación con la materia	7
1.2.1. Interacción de protones, radiación α y núcleos pesados	7
1.2.2. Interacción de la radiación β	9
1.2.3. Interacción de la radiación electromagnética	10
1.2.4. Interacción de los neutrones	11
1.3. Detectores de radiación	12
1.3.1. Detectores basados en gas	12
1.3.2. Detectores basados en centelleadores	13
1.3.3. Detectores basados en semiconductores	15
1.4. Esquema básico de una cadena de detección	17
1.4.1. Procesado analógico y digital en cadenas de detección	19
1.5. Formación de la señal y preamplificación	21
1.5.1. Problemas típicos relacionados con el análisis de señal	23
1.6. Conformación analógica	26
1.6.1. Conformación CR	27
1.6.2. Conformación CR-(RC) ⁿ	28
1.6.3. Otros tipos de conformación analógica	29

1.6.4.	Conformación digital	32
1.7.	Análisis de la señal	33
1.7.1.	Análisis de la altura de pulso (PHA)	33
1.7.2.	Análisis de la duración del pulso	34
1.7.3.	Análisis de la forma del pulso (PSA)	35
1.8.	Resolución	36
1.8.1.	Unidades de medida de la resolución	40
1.9.	Objetivos de este trabajo	43
2.	Trabajos relacionados	45
2.1.	Ruido y resolución	45
2.1.1.	Análisis del ruido en el dominio de la frecuencia	46
2.1.2.	Análisis del ruido en el dominio del tiempo	47
2.1.3.	Análisis del ruido $1/f$ en el dominio del tiempo	50
2.1.4.	Trabajo de Beringer	52
2.1.5.	Conclusiones	53
2.2.	Conformación óptima	53
2.2.1.	Trabajo de Nicholson	53
2.2.2.	Trabajo de Gatti	55
2.2.3.	Conclusiones	56
2.3.	Muestreo y cuantización	56
2.3.1.	Ruido de muestreo	56
2.3.2.	Ruido de cuantificación	58
2.3.3.	Conclusiones	59
2.4.	Conformación digital	60
2.4.1.	Síntesis digital de conformadores: trabajos de Jordanov	60
2.4.2.	Conformación digital adaptativa	62
2.4.3.	Conclusiones	63
2.5.	Análisis del pulso	64
2.5.1.	Análisis de la altura de pulso (PHA)	64
2.5.2.	Análisis de duración y de la forma del pulso (PSA)	65
2.5.3.	Conclusiones	65
2.6.	Sistemas de adquisición y análisis de datos	65
2.6.1.	Conclusiones	67
3.	Resolución en cadenas de detección digitales	69
3.1.	Índices de ruido blanco en conformación digital	70
3.1.1.	Ejemplos de aplicación	71
3.1.2.	Efecto del periodo de muestreo en los índices de ruido	73
3.1.3.	Sobremuestreo digital	75
3.2.	Índices de Ruido $1/f$ en conformación digital	76
3.3.	Conformadores digitales variantes en el tiempo	80
3.4.	Ruido de muestreo y cuantización	82
3.4.1.	Ruido de muestreo	82
3.4.2.	Ruido de cuantificación	87
3.4.3.	Ejemplos de cálculo del ruido de muestreo	87

3.4.4.	Resultados experimentales	89
3.4.5.	Conclusiones	94
3.5.	Resolución total de una cadena de detección	94
3.5.1.	Resolución total en sistemas analógicos y digitales	95
3.5.2.	Procesamiento analógico vs. digital en cadenas de detección	96
4.	Técnicas de búsqueda de la conformación óptima	99
4.1.	Método de la combinación de conformadores	100
4.1.1.	Conformadores óptimos para cada tipo de ruido	100
4.1.2.	Base propuesta para los conformadores	102
4.1.3.	Ejemplos de aplicación	105
4.1.4.	Resultados experimentales utilizando un monitor de neutrones	111
4.2.	Método del <i>annealing</i>	114
4.2.1.	Algoritmo propuesto para la realización del <i>annealing</i>	115
4.2.2.	Funciones de coste	117
4.2.3.	Experimentos para la validación del algoritmo	118
4.3.	Comparación de ambos algoritmos y conclusiones	123
5.	Conformación digital adaptativa	125
5.1.	Algoritmo adaptativo propuesto	125
5.2.	Diseño del conformador adaptativo	127
5.3.	Implementación	128
5.4.	Pruebas	129
5.4.1.	Pruebas de simulación	129
5.4.2.	Pruebas utilizando un módulo NIM	133
5.4.3.	Resultados experimentales utilizando un monitor de neutrones	137
5.5.	Conclusiones	139
6.	Hardware y software desarrollado	141
6.1.	Tarjetas desarrolladas	141
6.1.1.	Tarjeta de adquisición de datos	143
6.1.2.	Tarjeta de potencia	147
6.1.3.	Tarjeta puente	148
6.2.	Tarjeta de procesamiento de señal	149
6.3.	IPs para procesamiento de señal	149
6.3.1.	Deserializador	150
6.3.2.	Conformadores digitales	152
6.3.3.	Analizadores de altura de pulso (PHA)	152
6.3.4.	Sumario de PHA	159
6.3.5.	Otros IPs implementados	160
6.4.	Interfaz PHA-PLB y software asociado	160
7.	Conclusiones y trabajo futuro	163
A.	Cálculo fraccional	167

B. Índices de ruido adicionales para conformación analógica y digital	169
B.1. Índices de ruido para valores de ξ fraccionarios	169
B.2. Índices de ruido para valores de ξ enteros	171
C. Código Matlab	173
D. Tarjetas desarrolladas	175
D.1. Tarjeta de adquisición de datos	175
D.2. Tarjeta de potencia	176
D.3. Tarjeta puente	176
E. Descripción de los bancos de pruebas	185
E.1. Módulo NIM (<i>Nuclear Instrumentation Module</i>)	185
E.2. Monitor de neutrones	185
E.3. Cámara de vacío	187

Acrónimos

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (Conversor Analógico-Digital)
API	<i>Application Programming Interface</i> (Interfaz de Programación de Aplicaciones)
ASIC	<i>Application-Specific Integrated Circuit</i> (Circuito Integrado de Propósito Específico)
ATLAS	<i>A Toroidal LHC Apparatus</i>
BESIII	<i>Beijing Spectrometer III</i>
CaLMa	Monitor de Neutrones de Castilla-La Mancha
CDMF	<i>Constrained Digital Matched Filter</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> (Conversor Digital-Analógico)
DAQ	<i>Data Acquisition system</i> (Sistema de adquisición de datos)
DDP	Detector Digital de Partículas
DDR	<i>Dual Data Rate</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta de Fourier)
DPLMS	<i>Digital Penalized Least Mean Square</i>
E/S	Entrada/Salida
ENC	<i>Equivalent Noise Charge</i> (Carga Equivalente de Ruido)
ENOB	<i>Effective Number of Bits</i> (Número de bits efectivos)
ESA	<i>European Space Agency</i>
FET	<i>Field-Effect Transistor</i> (Transistor de efecto campo)
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FWHM	<i>Full Width at Half Maximum</i> (en valores absolutos o en tanto por uno)
INTA	Instituto Nacional de Técnica Aeroespacial
IP	<i>Intellectual Property</i>
JFET	<i>Junction Field-Effect Transistor</i>
LET	<i>Linear Energy Transfer</i> (Transferencia Lineal de Energía)
LHC	Gran Colisionador de Hadrones
LMS	<i>Least Mean Square</i>

LSB	<i>Least Significant Bit</i>
MCA	<i>Multi Channel Analyzer</i> (Analizador Multicanal)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
N/S	Relación Ruido/Señal
NIM	<i>Nuclear Instrumentation Module</i> (Módulo de Instrumentación Nuclear)
PC	<i>Personal Computer</i>
PESCA	Partículas Energéticas Solares y Componente Anómala
PHA	<i>Pulse Height Analysis</i> (Análisis de la Altura del Pulso)
PSA	<i>Pulse Shape Analysis</i> (Análisis de la Forma del Pulso)
PSENOB	<i>Peak Sensing Equivalent Number of Bits</i>
S/N	Relación Señal/Ruido
SDR	<i>Single Data Rate</i>
SMA	Conector <i>SubMiniature version A</i>
TCP	<i>Trivalent Chromium Process</i>
u.a.	Unidades Arbitrarias

Alfabeto latino

A	Amplitud de la señal de entrada
A	Amplitud de la señal cóncava
A	Ganancia del (pre)amplificador
A	Número másico
\mathcal{A}	Área de la señal
B	Ancho de banda [Hz]
B	Amplitud de la señal convexa
C_i	Capacidad total equivalente a la entrada del preamplificador [F]
d_a	Retardo de la señal cóncava [ciclos]
d_b	Retardo de la señal convexa [ciclos]
E	Energía [J] ó [eV]
$E_{\text{mín}}$	Energía mínima de activación [J] ó [eV]
\mathbf{E}	Campo eléctrico [V/m]
ENC_{Δ}	ENC debido al Ruido Blanco Serie [C]
$\text{ENC}_{F\Delta}$	ENC debido al Ruido 1/f Serie [C]
ENC_S	ENC debido al Ruido Blanco Paralelo [C]
ENC_{FS}	ENC debido al Ruido 1/f Paralelo [C]
e^+	Positrón
e^-	Electrón
\mathfrak{F}	Transformada de Fourier
f_s	Frecuencia de muestreo [Hz]
F	Factor Fano
FP	Ajuste de escala del conformador adaptativo
$h(t)$	Función de transferencia en el dominio del tiempo
$H(s)$	Función de transferencia en el dominio de Laplace
$H(\omega)$	Función de transferencia en el dominio de la frecuencia
I	Potencial de excitación medio [eV]

I	Generadores de un conformador para el algoritmo de <i>annealing</i>
I_{det}	Intensidad generada por el detector de radiación para una partícula [A]
$i_{fn}/ f $	Densidad espectral de la corriente de ruido $1/f$ [A]
i_n	Densidad espectral de la corriente de ruido blanco [A/ $\sqrt{\text{Hz}}$]
k_a	Tiempo de subida de la señal cóncava [ciclos]
k_b	Tiempo de subida de la señal convexa [ciclos]
L	Duración de meseta de una conformación trapezoidal [ciclos]
\mathcal{L}	Límite máximo estadístico
M	Duración de flanco de una conformación trapezoidal [ciclos]
m	Masa de la partícula [g]
m_a	Tiempo de meseta de la señal cóncava [ciclos]
m_b	Tiempo de meseta de la señal convexa [ciclos]
m_e	Masa del electrón ($9.109 \cdot 10^{-28}$ g)
m_n	Densidad espectral del ruido de muestreo [V/ $\sqrt{\text{Hz}}$]
N	Orden del conformador digital / Duración del pulso conformado [ciclos]
\mathbb{N}	Conjunto de los números naturales
$N[n]$	Muestra de ruido
$N(\omega)$	Ruido en función de la frecuencia
N_a	Concentraciones de impurezas aceptoras [cm^{-3}]
N_d	Concentraciones de impurezas donadoras [cm^{-3}]
$\langle N_{\Delta}^2 \rangle$	Índice de Ruido Blanco Serie de la conformación [s^{-1}]
$\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$	Índice de Ruido Blanco Serie del conformador analógico [s^{-1}]
$\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$	Índice de Ruido Blanco Serie del conformador digital [s^{-1}]
$\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$	Índice de Ruido $1/f$ Serie [sin dimensiones] de la conformación
$\langle N_{FS}^2 \rangle$	Índice de Ruido $1/f$ Paralelo de la conformación [s^2]
$\langle N_S^2 \rangle$	Índice de Ruido Blanco Paralelo de la conformación [s]
n	Densidad de electrones del material [cm^{-3}]
n	Neutrón
p^+	Protón
q	Carga de la partícula [C]
q_e	Carga del electrón ($1.602 \cdot 10^{-19}$ C)
q_n	Densidad espectral del ruido de cuantización [V/ $\sqrt{\text{Hz}}$]
R	Profundidad de penetración de la radiación [cm]
R	Rango dinámico del ADC [V]
R	Relación ruido/señal

$R[n]$	Función residual digital
$R_a(t)$	Función residual del conformador analógico
$R_d[n]$	Función residual del conformador digital
$R(t)$	Función residual analógica
S	Índice de normalización de la altura de la señal
S^*	Conformación óptima
$S(i)$	Señal de entrada analógica
$S[n]$	Señal de entrada digital
t	Tiempo [s]
T	Temperatura del algoritmo de <i>annealing</i>
T_I	Periodo de integración [ciclos]
T_s	Periodo de muestreo [s]
T_{sd}	Periodo de muestreo digital (para sobremuestreo) [s]
$u(t)$	Función escalón en el dominio del tiempo
v	Velocidad de la partícula incidente [m/s]
$v_{fn}/ f $	Densidad espectral del voltaje de ruido 1/f [V]
v_n	Densidad espectral del voltaje de ruido blanco [V/ $\sqrt{\text{Hz}}$]
W	Resolución del ADC [bits]
$w[n]$	Función de ponderación (<i>weighting function</i>) digital
$w(t)$	Función de ponderación (<i>weighting function</i>) analógica
x	Anchura de la zona de carga espacial [m]
x	Penetración de la partícula [m]
Z	Número atómico del elemento detector
z	Número atómico de la partícula incidente

Alfabeto griego

α	Radiación alfa
β	Radiación beta
γ	Radiación gamma
ΔA	Error en la medida de amplitud
ΔV	Rango de voltaje correspondiente al LSB [V]
Δx	Espesor del detector [mm]
$\delta(t)$	Función delta en el dominio del tiempo
$\delta[n]$	Función delta digital
ε	Constante dieléctrica [F/m]
ε_0	Constante dieléctrica del vacío ($8.8542 \cdot 10^{-12}$ F/m)
Θ	Tamaño de la muestra
θ	Fase de la señal con respecto a T_s
ν_e	Neutrino electrónico
$\bar{\nu}_e$	Antineutrino electrónico
Λ	Número de ciclos de aprendizaje
$\Lambda[n]$	Pulso trapezoidal
ρ	Densidad [g/cm^3]
Ξ	Número de muestras de la función $g[n]$
$\Pi_x(t)$	Pulso analógico de amplitud igual a 1 y duración igual a x segundos
$\Pi_L[n]$	Pulso digital de amplitud igual a 1 y duración igual a L ciclos
σ	Desviación típica
σ_d	Desviación típica debida al dither
σ_i	Desviación típica debida a i_n
σ_v	Desviación típica debida a v_n
σ_{nq}	Desviación típica debida al error de cuantificación
σ^2	Varianza
ς	Conformador transitorio para el algoritmo de <i>annealing</i>

τ	Constante de decaimiento ($C \cdot R$) [s]
τ_c	Tiempo de córner [s]
τ_f	Tiempo de flanco [s]
τ_p	Tiempo de pico (desde el inicio de la conformación) [s]
τ_s	Tiempo de conformación [s]
τ_s^+	Tiempo de conformación máximo permitido [s]
τ_t	Duración de la meseta de la conformación [s]
ω	Frecuencia angular [rad/s]

Resumen

LA ESPECTROSCOPÍA APLICADA A LA Electrónica Nuclear tiene como fin la caracterización de las partículas energéticas que llegan a un determinado detector. Esta caracterización se lleva a cabo mediante el procesamiento de señal en cadenas de detección.

La precisión en la caracterización de estas partículas se denomina resolución. El análisis de la resolución en sistemas de espectroscopia analógicos ha sido profundamente estudiado en estas últimas cuatro décadas. Dicha resolución es inversamente proporcional al ruido que se genera en los detectores y la electrónica asociada. Este ruido puede tener diferente espectro de frecuencia dependiendo de los componentes del detector o del tipo de cadena de detección utilizada.

Con el desarrollo de los circuitos integrados, la electrónica digital se ha utilizado en estas cadenas de detección, desplazando el uso de su equivalente analógica, con las correspondientes ventajas que conlleva —inclusión de varias etapas en un único circuito integrado, menor volumen y consumo, reconfigurabilidad, etc.— Sin embargo, este cambio de tecnología, de analógico a digital, incrementa la complejidad de la cadena de detección y el número de fuentes de ruido. Esto es debido principalmente a que en el esquema básico de una cadena de detección se añaden dos nuevos elementos: un Conversor Analógico-Digital (ADC) y un conformador digital, ambos situados antes de la etapa de análisis del pulso.

Este trabajo de investigación estudia la influencia en la resolución total del sistema de espectroscopía de los parámetros debidos a su implementación en electrónica digital, como pueden ser el orden del conformador, la frecuencia de muestreo, el ruido de cuantización o el tipo de conformación.

Además se han desarrollado distintos algoritmos que permiten averiguar la frecuencia de muestreo y conformaciones óptimas, para una cadena de detección de partículas energéticas determinada, con el objetivo de realizar una detección más eficaz. Para acelerar la ejecución de dichos algoritmos se han implementado en hardware utilizando dispositivos reconfigurables del tipo FPGA (*Field Programmable Gate Array*).

Otros trabajos de investigación anteriores se podrían clasificar como “investigación básica” dirigidos fundamentalmente a la adquisición de nuevos conocimientos sin incluir trabajos

experimentales. Sin embargo en este trabajo de investigación los diferentes algoritmos propuestos han sido sintetizados y probados utilizando FPGAs, por lo que puede considerarse “investigación aplicada”.

Abstract

SPECTROSCOPY APPLIED TO NUCLEAR ELECTRONICS aims to characterize the energetic particles arriving at a given radiation detector. This characterization is carried out by signal processing within detection chains.

The precision to properly characterize the particles is called resolution. The analysis of the resolution in analog spectroscopy systems have been deeply studied in the last four decades. Thus, the resolution is inversely proportional to the noise generated in both, the detectors and associated electronics. This noise may have a different frequency spectrum depending on the components of the detector or the type of chain used.

Thanks the development of integrated circuits, digital electronics has been used in particle detection chains, displacing the use of its analog equivalent, with corresponding benefits associated —multistage integration in a single integrated circuit, lower volume and power consumption, reconfigurability, etc.— However, this change of technology, from analog to digital, increases the detection chain complexity and the number of noise sources. This is due to in the basic scheme of a detection chain, two new elements are added: an Analog-to-Digital Converter (ADC) and a digital shaper, both located before the pulse shape analysis stage.

This research examines how the digital implementation parameters influence the total resolution spectroscopy, such as the the shaper order, the sampling frequency, quantization noise or shaping type.

Besides, different algorithms has been developed in this research to determine the optimal sampling frequency and shaping, for a given energetic particle detection in order to perform a more effective detection. To accelerate the implementation of these algorithms, they have been implemented in hardware using reconfigurable FPGA devices (*Field Programmable Gate Array*).

Other earlier research works can be classified as “basic research” because they were aimed at acquiring new knowledge without including experimental work. However, in this research the different proposed algorithms have been synthesized and tested using FPGAs and therefore it can be considered “applied research”.

Capítulo 1

Introducción

LA ELECTRÓNICA NUCLEAR es una rama de la electrónica que comprende la detección y caracterización de partículas mediante su energía cinética. Los elementos esenciales de estos sistemas incluyen detectores, discriminadores para clasificarlas por energía o tipo, y subsistemas electrónicos para la identificación, almacenamiento y procesamiento de los datos obtenidos. Para realizar estos procesos, se emplean cadenas de detección compuestas por norma general de un sensor de radiación, un preamplificador, un amplificador, una etapa de conformación analógica y un procesador de la señal para caracterizar la radiación detectada.

Las aplicaciones de las cadenas de detección son muy numerosas, pudiéndose destacar: detectores de radiactividad, telescopios, aceleradores de partículas como el Gran Colisionador de Hadrones (LHC), medicina nuclear, detección y caracterización de partículas exóticas e incluso detección de ondas gravitatorias [Spie01]. El procesamiento de señal puede llevarse a cabo en 1D ó en 2D —este último para producir imágenes o para averiguar la procedencia de la radiación—. Sin embargo, este trabajo de investigación se centra en el procesamiento en 1D, lo que permite identificar el tipo de radiación y averiguar su energía.

Uno de los retos de la electrónica nuclear es solventar los problemas característicos de este tipo de sistemas que degradan el proceso de detección. De estos problemas cabe destacar, entre otros, el ruido de la señal de entrada y el apilamiento de señales cuando llegan dos partículas en muy corto espacio de tiempo.

En [Nich73] se definieron las bases de la Electrónica Nuclear. En esta época inicial, los circuitos diseñados para este fin tenían una fuerte dependencia de la electrónica analógica, utilizándose lógica digital exclusivamente para el almacenamiento y procesamiento de datos. Sin embargo, hasta estas últimas dos décadas no se empezó a incorporar lógica digital en las etapas de filtrado y análisis. Así, con el avance de la industria del semiconductor, los dispositivos digitales y el desarrollo de la capacidad de integración, se fueron descubriendo las ventajas de su uso para detectores de partículas. A partir de entonces, los dispositivos digitales empezaron a

ganar terreno y se comenzaron a diseñar circuitos mixtos específicos para Electrónica Nuclear con el objetivo de sacar partido de las ventajas de los dispositivos digitales.

Este trabajo pretende potenciar aún más el uso de la electrónica digital en la Electrónica Nuclear, implementando la mayoría de diseños en lógica reconfigurable y utilizando la electrónica analógica únicamente para la captura y acondicionamiento de señales. De este modo se reduce el número de componentes electrónicos al mínimo, hasta realizar la caracterización de partículas casi en su totalidad con electrónica digital de la forma más eficiente posible.

Con el empleo de dispositivos digitales tipo FPGA, además de permitir su reconfiguración, dispone de la ventaja adicional de ajustar parámetros e intercambiar módulos prediseñados sin tener que rediseñar el circuito impreso.

1.1. La radiación y sus tipos

La radiación se produce por cambios en los núcleos de los átomos para llegar a un estado de equilibrio entre protones y neutrones (figura 1.1). Cuanto más alejado esté el núcleo de la zona de equilibrio, la actividad radiactiva de ese núcleo será mayor, como se muestra en la figura 1.2. Esta figura, complementaria de la anterior, muestra como aumenta dicha actividad a medida que los números atómico y másico se alejan de la zona de estabilidad representada en color rojo.

A continuación se van a exponer brevemente los tipos más comunes de radiación que son detectados en espectroscopía a modo de introducción. Para una información más detallada consúltese [Kno100, Mart09, Beri12]. Las partículas exóticas —piones, tauones, etc.— quedan más allá del alcance de esta enumeración, aunque los estudios llevados a cabo en este trabajo de investigación pueden ser adaptados para ser caracterizadas siempre que sus tiempos de vida fueran lo suficientemente largos para permitirlo.

1.1.1. Radiación α

La radiación α son núcleos de helio: partículas con dos protones y dos neutrones. Suelen emitirlas los núcleos demasiado grandes para ser estables, tales como los de uranio, radio o plutonio, debido a que la *interacción nuclear fuerte* actúa sólo a distancias muy pequeñas, atrayendo solamente a los nucleones vecinos más cercanos. En los núcleos de los elementos con mayor número atómico que el ^{209}Bi , la repulsión eléctrica entre los protones que los componen los hacen inestables, transformándose espontáneamente en núcleos más pequeños produciendo radiación α según la siguiente ecuación:



donde $A = N + Z$ es el número másico, Z es el número atómico y N el número de neutrones.

La radiación α interacciona fuertemente con otras moléculas debido a su carga eléctrica, generando una cantidad considerable de iones por centímetro de longitud recorrido.

Cada partícula α emitida desde un núcleo tiene un nivel característico de energía (a veces dos o tres) que depende del átomo que genere la radiación α . Así, esta energía genera un espectro discreto que oscila entre los 3 y 6 MeV dependiendo del isótopo radiactivo. Conociendo la energía de una señal se puede averiguar su fuente. Su capacidad de penetración es pequeña: en la atmósfera pierden rápidamente su energía cinética y en general no pueden atravesar el espesor de varias hojas de papel.

1.1.2. Radiación β

La radiación β se debe a la existencia de la *interacción nuclear débil*. Se divide en β^- y β^+ , dependiendo si durante el proceso de desintegración nuclear se emiten electrones (e^-) o positrones (e^+) respectivamente. La primera se produce cuando la relación neutrones/protones de un núcleo es demasiado grande (ver la zona inferior central de la figura 1.1). Así, para estabilizar el núcleo, un neutrón (n) se transforma en un protón (p^+), un electrón (e^-) y un antineutrino electrónico ($\bar{\nu}_e$). Estos dos últimos son despedidos por el átomo en un proceso radiactivo dando lugar a la ecuación:



La radiación β^+ , menos común que la β^- , se produce cuando un átomo tiene pocos neutrones (ver la zona izquierda de la figura 1.1) y crea uno a partir de un protón de acuerdo con la siguiente ecuación:



donde ν_e es un neutrino electrónico. El e^+ (radiación β_+) y el ν_e son expulsados del produciéndose la siguiente reacción nuclear:



La radiación β , a diferencia de la α , tiene unos niveles de energía continuos. Este nivel de energía continuo va desde el eV hasta un nivel comprendido entre los 10 keV y los 2.3 MeV dependiendo del átomo que los genera [Knol00, p. 3].

Al tener electrones y positrones menor carga que los núcleos de helio que componen la radiación α , la radiación β^+ y β^- tiene mayor profundidad de penetración. Sin embargo, dicha

profundidad de penetración depende del material, pudiendo este tipo de radiación ser detenida por el espesor de una hoja de papel de aluminio de 4 mm.

1.1.3. Radiación γ

La radiación γ generalmente se produce como medio de liberación de energía de un núcleo para alcanzar su estado fundamental, o por procesos subatómicos, como la aniquilación de un par electrón-positrón. De hecho, los tipos de radiación α y β suelen generar también radiación γ , cuya energía depende del elemento químico y del tipo de radiación generada. También se produce por desexcitación de un protón o de un neutrón de un estado excitado a otro de menor energía, y por el frenado de partículas con cargas ligeras y suficientemente energéticas, como electrones, por medios materiales (radiación de *Brensstrahlung*).

El rango de energía de la radiación γ puede oscilar desde unos pocos 100 MeV, generados en procesos atómicos, hasta GeV producidos en fenómenos astrofísicos de gran potencia.

La radiación γ , al ser radiación electromagnética, constituye un tipo de radiación capaz de penetrar en la materia más profundamente que la radiación α y β . Suele ser necesario gruesos bloques (del orden de metros) de cemento u hormigón para impedir su paso.

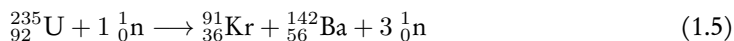
1.1.4. Neutrones

El neutrón es una partícula subatómica sin carga neta, presente en el núcleo atómico de prácticamente todos los átomos. Fuera del núcleo atómico, los neutrones son inestables, teniendo una vida media de 15 minutos. Cada neutrón se descompone en un electrón, un protón y en un antineutrino electrónico $\bar{\nu}_e$, mecanismo también presente en la generación de radiación β^- . Su masa es muy similar a la del protón, aunque ligeramente mayor.

Atendiendo a su energía los neutrones pueden ser:

- *Neutrones de alta energía.* Poseen una energía cinética mayor de 1 MeV. Producidos por rayos cósmicos y aceleradores de partículas).
- *Neutrones rápidos.* Poseen una energía cinética mayor de 0.5 MeV. Son generados normalmente en procesos de fisión nuclear.
- *Neutrones lentos.* Poseen una energía cinética media de 0.025 MeV [Knol00, p. 56].

En la siguiente ecuación se muestra, a modo de ejemplo, la producción de neutrones rápidos por una reacción de fisión frecuente de un átomo de ^{235}U .



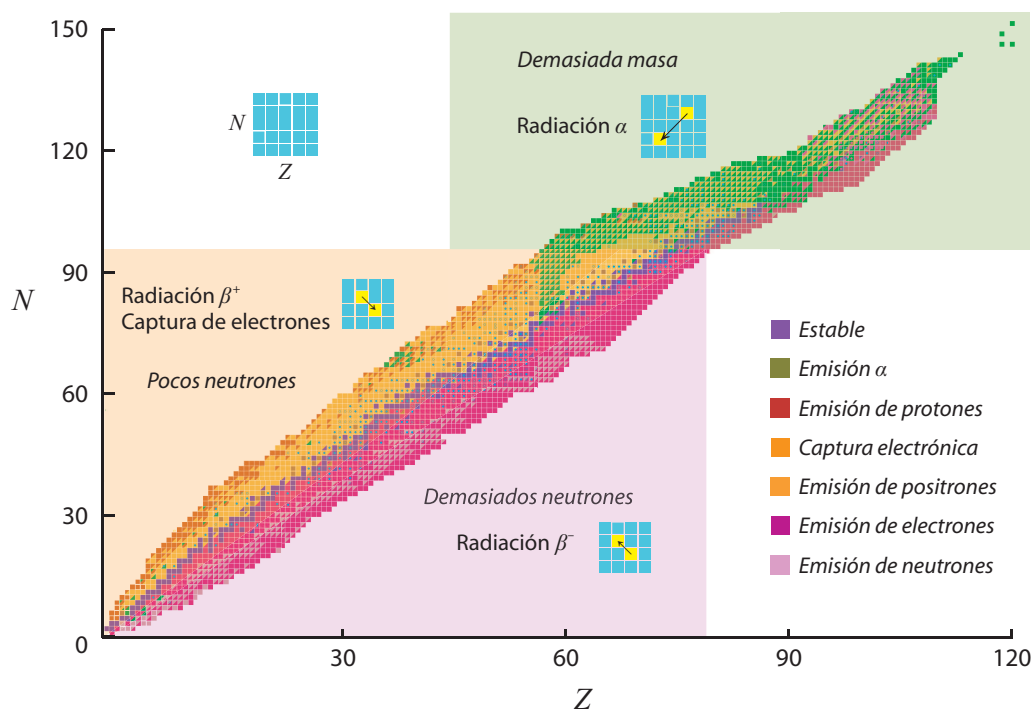


FIGURA 1.1. Principales procesos de desintegración nuclear en función del número atómico (Z) y el número de neutrones del átomo (N).

Como se puede observar, la fisión del átomo se desencadena bombardeando a éste mediante neutrones, produciendo átomos de Kr, Ba y neutrones rápidos (y energía) que desencadenarán otra reacción de similares características. Los fragmentos resultantes de la fisión de un átomo emiten además otros neutrones. También se generan neutrones por la absorción de rayos γ (*foneutrones*) y de partículas α por parte de los átomos.

1.1.5. Muones y tauones

El *muón* es una partícula elemental perteneciente al grupo de los leptones. Esta partícula posee carga eléctrica negativa aunque su masa es unas 200 veces mayor que la del electrón [Mart09]. Como todos los leptones, no reacciona ante la fuerza nuclear fuerte; por tanto no puede formar parte del núcleo de los átomos. Los muones son inestables, siendo la duración aproximada de su vida media igual a $2.2 \cdot 10^{-6}$ s. La fuente principal de muones en el espacio

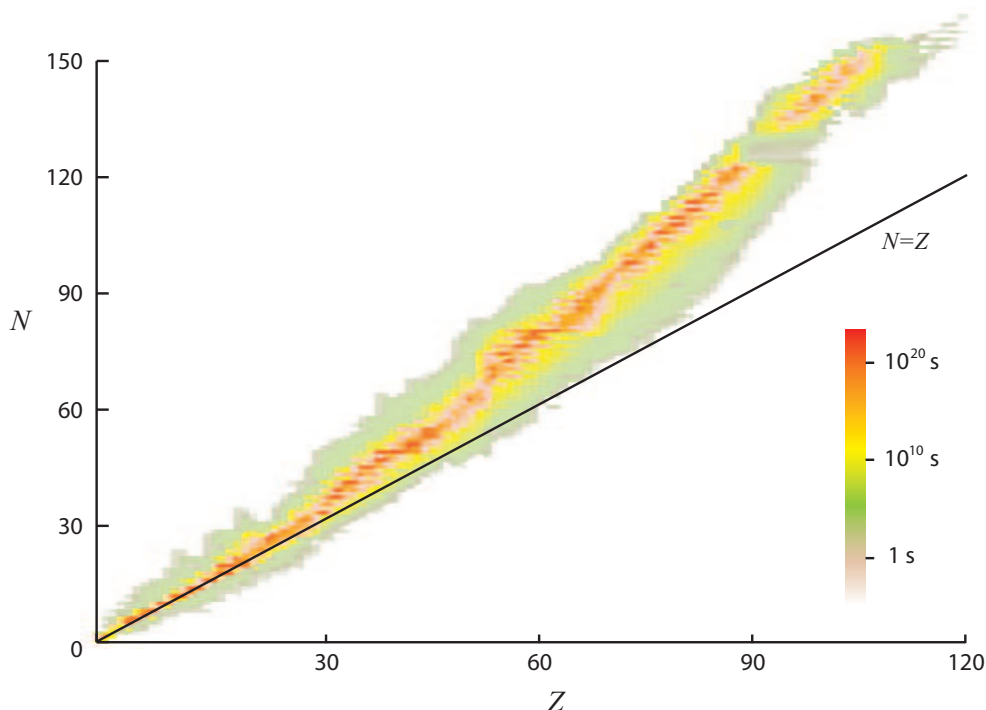


FIGURA 1.2. Periodos de semidesintegración de los elementos representados en un diagrama de Segrè.

son los rayos cósmicos, aunque son observados en el espacio e incluso dentro de la atmósfera debido a efectos relativistas.

Otra partícula perteneciente junto con el electrón, el muón y el neutrino al grupo de los leptones, es el tauón. Esta partícula, también de carga negativa, posee una masa 3400 veces mayor que la del electrón, y tiene un tiempo de vida de $3 \cdot 10^{-13}$ s [Mart09]. En la actualidad existen espectrómetros de muones y tauones, como el BESIII [Zhan10] o el ATLAS [Atla97] entre otros, para el análisis de rayos cósmicos y la investigación en el campo de física de partículas.

1.1.6. Protones y núcleos atómicos

El Sol emite de modo más o menos continuado núcleos de partículas energéticas solares con número atómico Z que va desde el 1 (protones) hasta el 26 (hierro). También la radiación cósmica es una fuente, además de partículas α , de protones y núcleos atómicos.

Aunque estas partículas no son aceleradas a una velocidad suficiente como para atravesar la atmósfera terrestre, sí pueden ser detectadas indirectamente ya que interactúan con la atmósfera creando partículas secundarias que alcanzan el nivel del suelo. Sin embargo, si se desea detectar estos protones y núcleos atómicos directamente, se hace necesario el uso de detectores embarcados en satélites para ser captadas.

1.2. Interacción de la radiación con la materia

Una vez se han revisado los principales tipos de radiación, a continuación se va a exponer qué sucede cuando esta radiación impacta con la materia. Esto ayudará a comprender cómo funcionan los detectores de radiación y cómo generan señales eléctricas a partir de las partículas incidentes, que luego serán procesadas y analizadas mediante sistemas electrónicos.

1.2.1. Interacción de protones, radiación α y núcleos pesados

Los protones, las partículas α (núcleos de helio) y otros núcleos de elementos más pesados (hierro, etc.) tienen carga positiva. Cuando este tipo de radiación penetra en la materia atrae eléctricamente a su paso a los electrones cercanos, produciendo la excitación o la ionización de estos átomos. En cada ionización producida, las partículas incidentes pierden una pequeña fracción de su energía, frenándose gradualmente hasta llegar al punto de reposo. Cuando su velocidad ya se ha reducido de manera sensible, esta radiación incidente puede atrapar los electrones del material que han ionizado.

Dado que la masa de los protones, de la radiación α y sobre todo de los iones más pesados es mucho mayor que la de los electrones que se encuentran a su paso, la trayectoria de este tipo de radiación es prácticamente recta. Un esquema de esta trayectoria se muestra en la figura 1.3(a). Solo muy ocasionalmente chocan con núcleos produciéndose una desviación. Este tipo de radiación es ionizante, por esa razón pierden su energía cinética pronto y el alcance de los protones, radiación α y núcleos pesados en cualquier material es mucho menor que el de las otras radiaciones. Las cargas creadas pueden ser capturadas mediante un campo eléctrico.

La profundidad de penetración de este tipo de radiación es un proceso estadístico que para estimarlo se puede usar la fórmula de Bethe [Kno100, p. 31]:

$$-\frac{dE}{dx} = \frac{4\pi qz^2}{mv^2} \cdot \left(\frac{q_e^2}{4\pi\epsilon_0}\right)^2 \cdot Z \left(\ln \left| \frac{2m_e v^2}{I} \right| - \ln \left| 1 - \frac{v^2}{c^2} \right| - \frac{v^2}{c^2} \right) \quad (1.6)$$

donde dE/dx es la variación de la energía de la partícula incidente con respecto a la profundidad de penetración, n es la densidad de electrones del material detector, z y Z es el número atómico de la partícula incidente y del elemento del detector, respectivamente; v es la velocidad de la

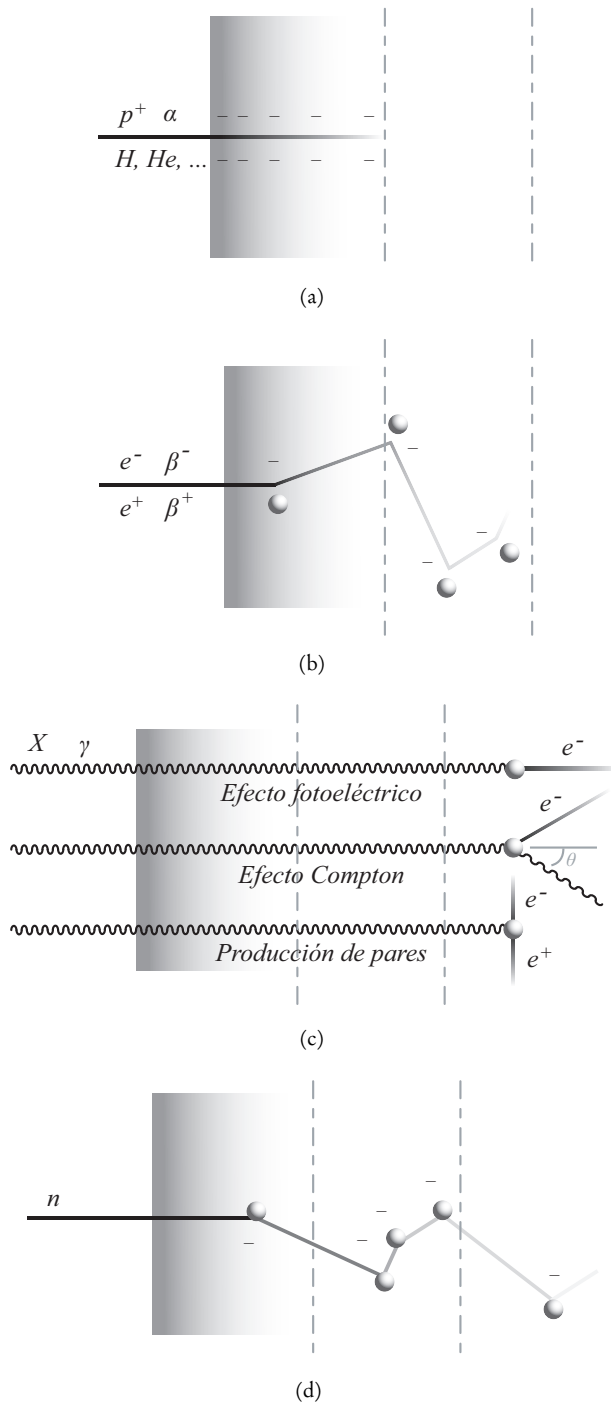


FIGURA 1.3. Resumen de cómo los distintos tipos de radiación interactúan con la materia: (a) protones y núcleos ligeros, (b) electrones y positrones (radiación β), (c) radiación electromagnética, (d) neutrones. Las líneas grises discontinuas marcan la capacidad de penetración relativa.

partícula incidente, c es la velocidad de la luz, q es la carga de la partícula, m su masa, e $I \approx Z \cdot 10$ eV el potencial de ionización medio del elemento del detector.

Como ya se adelantó en la sección 1.1.1, el alcance es típicamente de micras en sólidos. Más información sobre alcance de este tipo de radiación puede encontrarse en [Knol00, p. 31].

1.2.2. Interacción de la radiación β

Como se ha expuesto en la sección 1.1.2, este tipo de radiación comprende la radiación β^+ y β^- , formada por positrones y electrones respectivamente.

La radiación β^- tiene carga eléctrica negativa y su masa es igual a la de los electrones que forman la corteza de los átomos del material en el que inciden; de hecho, los electrones de la radiación son indistinguibles de los electrones del material. De manera similar a la radiación α , estos electrones van avanzando y perdiendo energía al ionizar y excitar los átomos del material, hasta frenarse totalmente, pero con la diferencia de que su trayectoria no es una línea recta (ver figura 1.3(b)).

En este caso su alcance no está tan bien definido como en el caso de las partículas α , debido a que cuando un electrón se aproxima a otro se producen fuerzas de repulsión entre ellos y a que el campo eléctrico producido por el átomo puede desviar la trayectoria del electrón incidente debido a su pequeña masa, mucho menor que la atómica. Sin embargo, la ecuación (1.6) puede particularizarse para obtener el alcance realizando una prolongación de la trayectoria esperada [Knol00, p. 44].

La radiación β^- también tiene otra particularidad frente a la α : cuando un electrón se aproxima a un núcleo atómico, el electrón es desviado bruscamente por la gran carga eléctrica del núcleo. Esta desviación provoca la emisión de un espectro continuo de energía en forma de radiación electromagnética, que se denomina *Bremsstrahlung* o *radiación de frenado*. Como consecuencia de su cambio de velocidad, los electrones pierden energía liberándola en forma de radiación electromagnética en un espectro continuo, que también puede ser detectado.

Los positrones que componen la radiación β^+ siguen esencialmente el mismo proceso de frenado que los electrones, salvo al final de su trayectoria, debido a que son antimateria y por tanto se aniquilan con la materia. El proceso normal que sufren una vez que se ha frenado casi totalmente es el siguiente: en virtud de que tienen carga positiva, se asocian temporalmente a un electrón del material, formando un “átomo” llamado *positronio*, en el que el electrón y el positrón giran uno alrededor del otro. El positronio tiene una vida media del orden de 10^{-10} s. Después de ese tiempo, electrón y positrón se aniquilan emitiendo radiación γ [Vett02]. Las masas del electrón y del positrón equivalen a 0.51 MeV cada uno, generando 1.02 MeV al aniquilarse. Normalmente se emiten dos rayos γ , cada uno de 0.51 MeV: ésta se llama *radiación de aniquilación*.

Tanto el alcance de radiación β^+ como de β^- , que posee energía del orden de MeV, es de unos centímetros en líquidos de densidades similares a las del agua, mientras que en sólidos no suele ser más que unos pocos milímetros. Cuando los electrones han perdido toda su energía se detienen constituyendo entonces una carga eléctrica extra colocada dentro del átomo del material.

1.2.3. Interacción de la radiación electromagnética

La radiación electromagnética (en electrónica nuclear suelen considerarse sólo los rayos X y rayos γ), al no tener carga, no pueden ser frenados lentamente por ionización al atravesar un material. De hecho pueden atravesar varios centímetros de un sólido, o cientos de metros de aire, sin perder energía ni afectar la materia que atraviesan. Sin embargo, cuando interactúan con la materia, transfieren su energía a ésta. Existen tres tipos principales de estas interacciones con la materia, que se describen en forma gráfica en la figura 1.3(c), y que son los siguientes:

- *El efecto fotoeléctrico.* Se origina cuando los electrones de los átomos son excitados por fotones cuya energía es mayor que la energía de enlace de estos electrones. Los fotones entonces transfieren toda su energía a los electrones desligándolos de sus átomos y transfiriendo la energía sobrante del fotón al electrón en forma de energía cinética. El electrón sale del material como si se tratase de radiación β^- .
- *El efecto Compton.* Se produce cuando los fotones pierden energía (aumentan de la longitud de onda) como consecuencia del choque con electrones libres. La energía perdida es cedida a dichos electrones. El valor de la energía cedida a los electrones depende únicamente del ángulo de dispersión θ .
- *La producción de pares.* Se produce cuando un fotón se transforma en un par electrón-positrón. La energía del fotón debe tener al menos una energía igual a la masa del electrón y el positrón (1.02 MeV). Si la energía del fotón original fuera mayor que 1.02 MeV, el excedente se lo reparten el electrón y el positrón como energía cinética, pudiendo ionizar el material. Ambas partículas generadas con su correspondiente energía cinética continúan moviéndose a través del material como si de radiación β^+ y β^- se tratara.

Como se puede observar en la figura 1.4, cada uno de los tres efectos predomina a diferentes energías de los fotones: a bajas energías (30 keV) predomina el fotoeléctrico; a energías medias (alrededor de 1 MeV), el efecto Compton; a energías mayores, la producción de pares. El rango de energías varía dependiendo del tipo de material. Cada uno de los tres efectos generan diferentes histogramas de radiación [Knol00, p. 309].

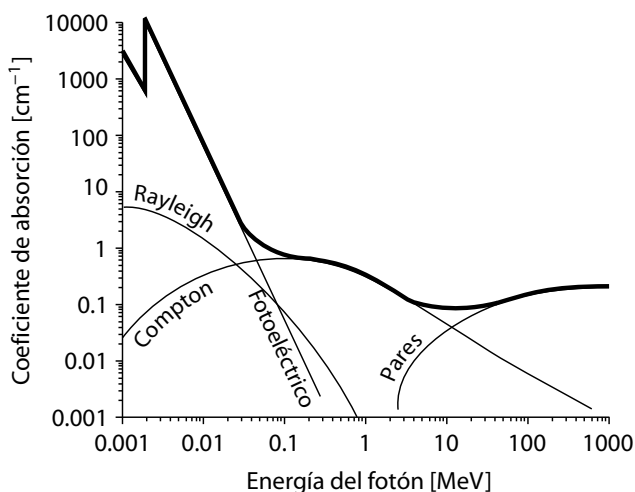


FIGURA 1.4. Coeficiente de absorción del fotón vs. su energía en el silicio. Reproducido de [Spie01].

1.2.4. Interacción de los neutrones

Como ya se ha expuesto en la sección 1.1.4, los neutrones tienen masa casi igual a la del protón, pero no tienen carga eléctrica; en consecuencia, no ionizan directamente a los materiales por no interactuar con los electrones. El único efecto que pueden producir es chocar directamente con los núcleos. Como esta situación es poco probable, los neutrones pueden recorrer distancias del orden de centímetros en aluminio sin sufrir ninguna colisión. Cuando los neutrones llegan a incidir directamente sobre un núcleo, puede suceder cualquiera de dos procesos: la dispersión elástica y la dispersión inelástica. La primera es más probable que se produzca con neutrones térmicos mientras que la segunda es más probable cuando intervienen neutrones rápidos [Knol00, p. 56].

La *dispersión elástica* se puede asemejar al choque de dos cuerpos. Al chocar el neutrón con un núcleo, el neutrón rebota en cualquier dirección, transfiriendo al núcleo una cantidad de energía cinética. Los neutrones incidentes son desviados en cada colisión con los núcleos y perderán una fracción de su energía en cada colisión mientras que los átomos del material son desplazados produciendo daños en su estructura. Los daños dependerán del tipo de material.

En la *dispersión inelástica* los neutrones son absorbidos por los núcleos que componen el material detector. Estos núcleos pasan a un estado excitado, volviendo a su estado inicial si emite radiación γ o si se fisiona el núcleo, emitiéndose en este último caso otros tipos de radiaciones además de la γ , como protones, partículas α o deuterones. En este caso, los daños variarán mucho dependiendo de qué mecanismo de pérdida de energía ocurra después y también del tipo de material.

Si los neutrones rápidos tienen sucesivas dispersiones elásticas, su energía se va reduciendo convirtiéndose en neutrones térmicos en un proceso denominado *moderación de neutrones*. Un ejemplo de moderador de neutrones es el agua pesada utilizada en instalaciones nucleares o el monitor de neutrones presentado en el apéndice E.2.

1.3. Detectores de radiación

El objetivo de un detector de radiación es generar un estímulo, normalmente eléctrico, cuando una partícula energética incide en él. En un detector ideal, la intensidad de ese estímulo es proporcional a la energía depositada.

La detección de radiación en 1D puede ser llevada a cabo con un único detector o mediante varios detectores apilados, ya sean del mismo tipo [Chan97] o de tipos diferentes [Scri04]. En el caso de utilizar varios detectores apilados, la partícula va depositando parte de su energía en cada detector que atraviesa. Realizando un estudio de la energía medida en cada detector, pueden obtenerse datos adicionales sobre la naturaleza de la partícula incidente. Un análisis clásico de partículas radiactivas utilizando varios detectores (normalmente semiconductores) se basan en la ecuación de Bethe (1.6). Este análisis permite averiguar para núcleos ligeros, además de la energía de la partícula, su número atómico Z . Sin embargo, para realizar este análisis eficientemente, sigue siendo necesario que toda la energía de las partículas se transfiera a los detectores.

Existen numerosos tipos de detectores de radiación en función del material empleado para su fabricación. La mayoría de los utilizados comúnmente se pueden clasificar en tres grandes grupos: basados en *gas*, basados en *centelleadores* y basados en *semiconductores*. La elección del tipo de detector estará condicionada por el tipo partícula energética que se quiere detectar y su intervalo de energías (sección 1.1). En [Knol00] se encuentra una enumeración más completa de cada tipo de detector y una descripción más detallada de cada uno de ellos.

1.3.1. Detectores basados en gas

Este tipo de detectores se caracterizan por contener un gas en su interior que se ioniza cuando es atravesado por radiación. Muchos de ellos detectan radiación α , aunque el tipo de radiación que son capaces de detectar varía dependiendo del gas que contengan en su interior. Uno de los detectores de gas más conocidos es el contador Geiger-Müller. Este contador está formado por un tubo de gas con un hilo metálico a lo largo de su centro que atrae a los productos de la ionización generada por las partículas incidentes.

En la figura 1.5 se muestra un esquema de este detector: cuando la radiación penetra en el interior del tubo se ioniza el gas, el alto voltaje crea un campo eléctrico muy intenso que atrapa el gas ionizado. Estos iones, cuando impactan en el ánodo y el cátodo, crean unas fluctuaciones

en el alto voltaje que atraviesan el condensador de acoplo para ser detectadas y contabilizadas por el detector.

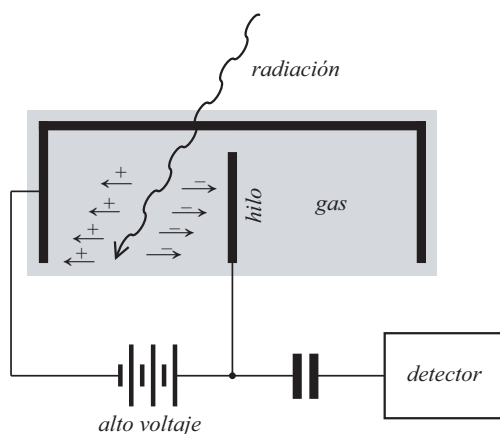


FIGURA 1.5. Diagrama del funcionamiento de un contador de gas Geiger-Müller.

Los detectores de gas tienen el inconveniente de su baja resolución. De hecho, se les suele llamar “contadores” porque no suelen discriminar los pulsos de las partículas ionizantes debido a que trabajan en régimen de avalancha. Otro inconveniente suele ser su elevado volumen debido a que el gas contenido en su interior tiene menos densidad que los detectores sólidos; por lo tanto hace falta más volumen de gas para detener una partícula. A pesar de sus inconvenientes siguen siendo muy utilizados como contadores y como espectrómetros en el campo de la industria nuclear y en la investigación de física de partículas [Zhan10].

1.3.2. Detectores basados en centelleadores

Materiales centelleadores (*scintillators*) son aquellos que, cuando son atravesados por una partícula o energía, producen luz. Esta luz se debe a la *fluorescencia* y/o *fosforescencia* del material centelleador [Knol00, p. 221].

La *fluorescencia* es la capacidad de absorber energía en forma de radiaciones electromagnéticas para luego emitir parte de esa energía en forma de radiación electromagnética con longitud de onda diferente. La *fosforescencia* es igual que la fluorescencia excepto en que existe un retraso en el tiempo entre la absorción y la emisión de energía que puede durar desde unos μs hasta varios días. Ambos procesos normalmente se producen por procesos de transiciones electrónicas.

Cuando la luz producida por un centelleador es detectada por un fotosensor, se detecta la radiación de manera indirecta. Los fotosensores más comúnmente empleados son los fotodiodos y los fotomultiplicadores. En la figura 1.6(a) se muestra un diagrama simplificado de un centelleador genérico.

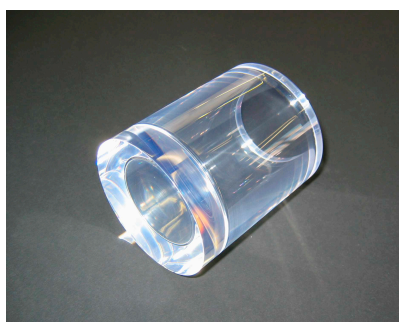
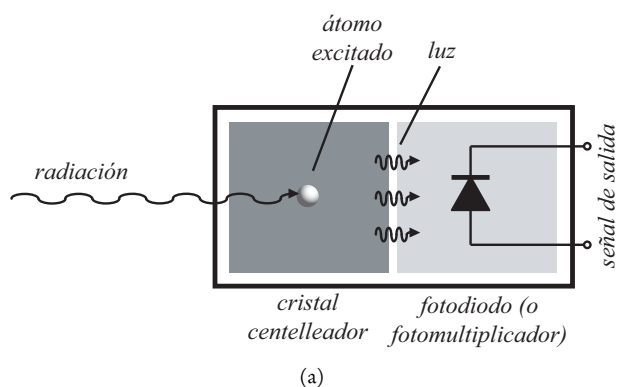


FIGURA 1.6. (a) Diagrama del funcionamiento de un centelleador genérico. (b) Detector centelleador orgánico plástico (obtenida de [CERN]).

Existen numerosos tipos de materiales centelleadores en estado líquido y sólido, y de cualquier forma y tamaño. Todos ellos se pueden dividir en dos grandes grupos: *orgánicos* e *inorgánicos*.

Los centelleadores orgánicos tienen como principal ventaja su corto tiempo de respuesta (del orden de ns). Debido a su contenido en hidrógeno, los orgánicos son más rápidos pero generan una menor cantidad de luz (tienen menos eficiencia) que los inorgánicos. Tanto orgánicos como inorgánicos suelen utilizarse para la detección de radiación β y de neutrones rápidos [Knol00, p. 223]. Los principales tipos son:

- *Cristales puros orgánicos.* Es el material orgánico más antiguo utilizado como centelleador y el que produce más luz por unidad de energía. Principalmente se utiliza el antraceno y el estilbena. Ambos materiales son relativamente frágiles y difíciles de obtener en tamaño grande (del orden de dm^3), además, su eficiencia depende de la orientación de la partícula ionizante con respecto del cristal. Sin embargo, es uno de los materiales más eficaces para detectar neutrones rápidos.

- *Disoluciones líquidas orgánicas.* Se producen disolviendo un centelleador orgánico (formado principalmente por hidrógeno, carbono y oxígeno) en un disolvente apropiado. Se comercializan dentro de un cristal precintado y pueden ser manejados de igual manera que el resto de los centelleadores. Suelen ser más baratos que el resto aunque la presencia de oxígeno disuelto dentro de ellos puede reducir su eficiencia. Suelen ser los más resistentes a radiación debido a su naturaleza líquida, llegando algunos incluso a soportar dosis acumuladas de radiación de 10 Mrad.
- *Centelleadores orgánicos plásticos.* Es un centelleador que ha sido polimerizado. Permite su fabricación en muchas formas tales como varillas, cilindros y superficies planas, de pequeño y gran tamaño puesto que son más baratos que los dos tipos anteriores. Son poco tolerantes a los daños por radiación la cual se hace reducir su capacidad de producir luz.
- *Centelleadores orgánicos cargados (loaded).* Son centelleadores a los que se les añaden ciertas impurezas como el plomo o el estaño, de ahí su nombre. Suelen ser utilizados para la detección de radiación α y β neutrones rápidos y radiación γ dependiendo de las concentraciones del dopante. La inclusión de elementos en el centelleador con alto valor de Z puede provocar una bajada de la luz emitida y de la resolución del sistema.
- *Centelleadores inorgánicos.* Tienden a tener más linealidad y producen más luz por energía detectada pero tienen mayor tiempo de respuesta que los detectores orgánicos (del orden de cientos de nanosegundos). Suelen utilizarse en espectroscopía de rayos γ . Los más conocidos de esta categoría son los de NaI(Tl).

1.3.3. Detectores basados en semiconductores

Los detectores basados en materiales semiconductores utilizan una unión PN (estructura típica de un diodo) cuya sección es del orden de unos cuantos cm^2 y cuyo grosor es del orden de unos cientos de μm , dependiendo ambos aspectos del tipo de aplicación. Estos detectores se polarizan en inversa (aplicando la tensión positiva en la parte N y la negativa en la parte P) haciendo que la corriente eléctrica que circula a través de la unión PN sea prácticamente nula (ver figura 1.7). Este voltaje de polarización suele ser alto, a veces por encima de los 100 V para crear una *zona de carga espacial* en la frontera de la unión.

Al incidir una partícula en el detector, se generan pares electrón-hueco en dicha zona dando lugar a una cantidad de carga proporcional a la energía de la partícula incidente, que se detecta en forma de corriente eléctrica. Este proceso se representa en la Fig 1.7, donde se muestra la trayectoria rectilínea de una partícula y la creación de los pares electrón-hueco y que son desplazados en direcciones contrarias debido al campo eléctrico. Estos pares se recogen en un convertidor carga-voltaje (preamplificador) para obtener a su salida una señal que contendrá un pico de altura proporcional a la energía de la partícula.

Esta señal es transformada mediante una serie de filtros en otra con mayor relación señal/ruido (S/N), facilitando la detección del pico para en una fase posterior proceder a su digitalización [Flet06]. Aunque hay muchos materiales, los detectores más típicos de este tipo son de silicio y germanio.

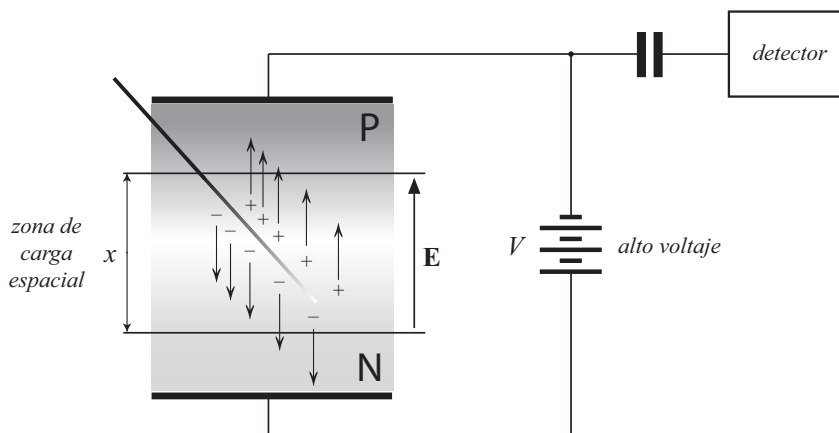


FIGURA 1.7. Interacción partícula-semiconductor en presencia de un campo eléctrico E . x es la anchura de la zona de carga espacial.

La utilización de semiconductores tiene varias ventajas. En primer lugar se necesita poca cantidad de material para que la partícula pueda perder fácilmente toda su energía en un recorrido corto, incrementando la eficiencia de detección por unidad de volumen. También, y a diferencia de los detectores centelleadores, los detectores semiconductores tienen portadores de carga de muy alta movilidad, obteniendo tiempos de recolección de cargas del orden de nanosegundos, lo que permite hacer medidas de tiempos muy precisas.

Por último, otra ventaja es su gran resolución con respecto a otros tipos de detectores ya que para producir un par electrón-hueco teóricamente solo es necesaria una energía media igual a 2.9 eV en germanio y 3.6 eV en silicio. Esta energía es más de cien veces menor que la energía necesaria para producir un fotón en un centelleador [Knol00].

Sin embargo, este tipo de detectores no está exento de inconvenientes. El primero y quizá más importante son los daños que produce la radiación a este tipo de conductores: cuando una partícula incide en la red cristalina puede romperla alterando su conductividad en los puntos donde ha impactado. La probabilidad de daños varía dependiendo de la partícula y de la energía que posea [Spie05, p. 280]. Otro inconveniente es que, para mantener esta resolución y evitar el ruido térmico, algunos detectores, sobre todo los de germanio, han de trabajar a temperaturas de criogenización del orden de unos pocos Kelvin [Polu04].

Normalmente este tipo de uniones PN tienen poca distancia entre su ánodo y cátodo y al ser polarizadas inversamente con elevadas tensiones, puede producirse una descarga eléctrica, conocida como *arco eléctrico*, si el campo eléctrico E supera un valor de ruptura (proporcional

a la constante dieléctrica ε del medio en el que se encuentre la unión PN). Como ε del aire es menor que la ε del vacío, los detectores semiconductores pueden ser polarizados a tensiones mayores en el espacio que en tierra, es por ello que son muy utilizados en aplicaciones espaciales. La anchura de zona de carga espacial (x) es proporcional al voltaje de polarización V lo que se traduce en una mayor probabilidad de generación de pares electrón-hueco al incidir la radiación y por tanto una mayor resolución del detector. La anchura de la zona de carga espacial x viene dada por la relación:

$$x = \sqrt{\frac{2\varepsilon V}{q_e} \frac{N_p + N_n}{N_p N_n}} \quad (1.7)$$

siendo ε la constante dieléctrica del cristal, V la tensión inversa exterior aplicada, q_e la carga del electrón y N_n y N_p las concentraciones de átomos de impurezas de donadoras yceptoras respectivamente. Por tanto, cuanto más puro sea el material y mayor el voltaje entre sus extremos, la zona de carga espacial será más ancha.

Las partículas detectables mediante un detector basado en semiconductores son partículas α , protones, electrones e iones con bajo Z (hidrogeno, helio, y siguientes). Los iones con elevado Z también pueden detectarse por un detector semiconductor a menos que, debido a su alta carga, se frenaran muy cerca del electrodo de entrada, sin llegar a la zona de carga espacial de la unión PN, o si atravesaran el detector cuando su energía es suficientemente elevada, a pesar de su alta carga. En [Spie05] se describen algunas características que ha de poseer un detector semiconductor para que pueda atrapar un tipo determinado de radiación.

1.4. Esquema básico de una cadena de detección

Una vez la partícula ha incidido en el detector, el siguiente paso es procesar la señal que este detector genera. Para ello se suele utilizar lo que comúnmente se llaman *cadena de detección*. La función de las cadenas de detección en 1D es obtener el número de partículas incidentes de cada nivel energía detectable de la cadena. El número de partículas detectadas de un determinado nivel de energía se llaman *cuentas*. Las cuentas de todos los niveles de energía detectables por la cadena de detección forman el espectro de radiación. Evidentemente, si solo hubiera un único valor de energía detectable, se trataría de un contador en vez de un analizador de espectros.

Independientemente del tipo de detector utilizado, se puede emplear una cadena de detección analógica (utilizando la electrónica digital para el procesamiento de datos obtenido del analizador) o una cadena de detección donde la electrónica digital también intervenga el proceso de conformación y análisis de la señal. En la figura 1.8(a) se muestra el primer caso. Básicamente, las cargas creadas se recogen en un convertidor carga-voltaje (preamplificador) para obtener a su salida una señal que contendrá un pico de altura proporcional a la energía de la partícula. Esta señal es transformada mediante una serie de filtros en otra con mayor relación

S/N , en un proceso llamado conformación (*shaping*), para que facilite la detección de la altura del pico.

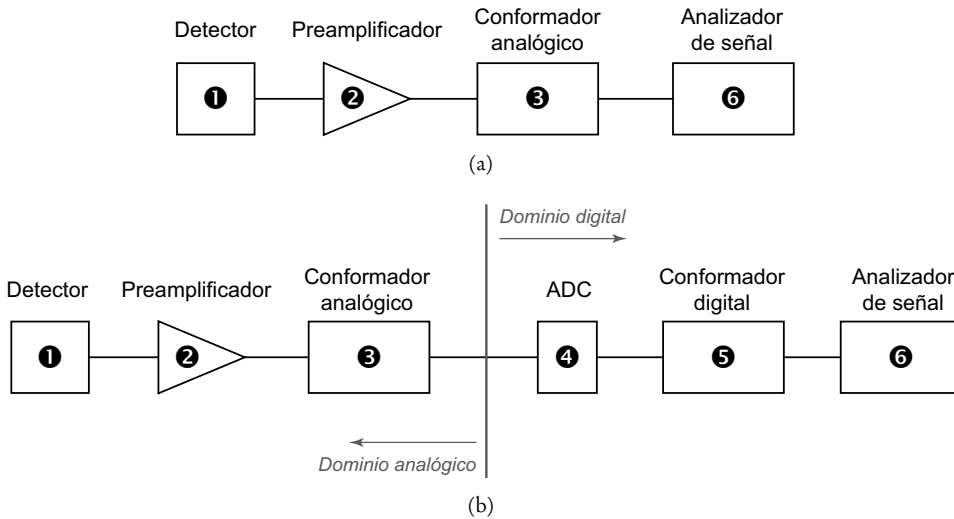


FIGURA 1.8. (a) Cadena de detección típica basada en electrónica analógica. (b) Cadena de detección de partículas basada en electrónica analógica y digital.

La cadena de detección digital tiene mayor número de etapas y se muestra en la figura 1.8(b). Después del detector y el preamplificador, se coloca un filtro paso bajo para reducir el ancho de banda de la señal y por tanto el ruido. Posteriormente, la señal se convierte a digital mediante un Conversor Analógico-Digital (ADC) y se realiza la conformación, esta vez de manera digital para, posteriormente, hallar la altura de pico.

Sin tener en cuenta el tipo de cadena, la función de cada etapa se enumera a continuación:

- ❶ *Detección.* Esta etapa genera señales eléctricas cuando la radiación ha incidido en él.
- ❷ *Preamplificación.* La señal generada por el detector suele ser de baja intensidad, como se explicará en la sección 1.5. El preamplificador se encarga de amplificar la señal para ser procesada por las siguientes etapas.
- ❸ *Conformación analógica.* La función de esta etapa es la del filtrado de la señal para su posterior análisis o muestreo. Este filtrado suele ser realizado con componentes lineales. Esta etapa también puede incluir una segunda amplificación que complemente la realizada en la etapa de preamplificación.
- ❹ *ADC.* Esta etapa se encarga de convertir la señal analógica a digital.
- ❺ *Conformación digital.* Esta etapa tiene como meta el filtrado digital de la señal. Este filtrado, que suele realizarse mediante un sistema lineal, complementa el realizado en la etapa ❸.

- ⑥ *Analizador de señal*. La función de esta etapa es la de extraer la información de la radiación incidente, tal como tipo de radiación incidente, energía, etc. El tipo de información y su calidad dependerá de toda la cadena de detección. Esta etapa también puede encargarse de generar e incluso analizar el espectro de energías, almacenar los datos, enviarlos a procesadores remotos para un posterior análisis, etc.

Algunas de las etapas de estas cadenas de detección pueden simplificarse e incluso obviarse en algunos tipos de detección (por ejemplo, contadores).

La etapa ① se ha explicado en las secciones precedentes de este capítulo. El resto se explica más detalladamente en las secciones siguientes.

1.4.1. Procesado analógico y digital en cadenas de detección

Señal analógica es aquella cuya amplitud puede tomar, en principio, cualquier valor dentro de un rango de valores continuo. Es lo opuesto a *señal digital* donde sólo puede tomar un número finito de valores predefinidos codificados en lógica binaria. Sin embargo, que una señal pueda tomar cualquier valor dentro de un rango continuo de valores no significa que la medición de la señal sea infinitamente exacta puesto que todas las señales analógicas tienen un componente de ruido que se traduce en un intervalo de incertidumbre en su valor.

Las ventajas principales del procesamiento digital aplicado a la detección de partículas son:

- Si una señal digital es atenuada o experimenta perturbaciones leves, puede ser regenerada.
- Permite la detección y/o corrección de errores.
- Facilidad para el procesamiento de la señal. Cualquier operación es fácilmente realizable a través de hardware o software de edición o procesamiento de señal.
- Es posible aplicar técnicas de compresión de datos sin pérdidas mucho más eficientes que con señales analógicas.

Sin embargo, la detección digital no está exenta de inconvenientes, entre los que destacan la utilización adicional de componentes para realizar la conversión analógico-digital y el error de muestreo y cuantización que se introduce en el sistema. También es importante tener en cuenta el consumo adicional que introducen los dispositivos digitales con respecto a los analógicos.

La mayoría de los circuitos que se han diseñado hasta el momento siguen manteniendo una dependencia considerable de la tecnología analógica, dejando la parte digital para el almacenado y procesado de datos. En este trabajo, gracias al uso de dispositivos de lógica programable, se emplean técnicas de procesamiento digital de señales aprovechando así sus

ventajas en la detección de partículas. Con este planteamiento, la electrónica digital adquiere mayor relevancia, dejando la analógica para la captura y acondicionamiento de señales en su etapa inicial. Con ello se pretende reducir el número de componentes analógicos al mínimo, permitiendo realizar la detección de partículas, casi en su totalidad, con electrónica digital. Para lograr este propósito se ha optado por emplear como dispositivo de lógica programable una FPGA por los siguientes motivos:

- *Capacidad de integración.* En el ámbito de detección de partículas mediante telescopios espaciales, normalmente existe más de un canal de detección de partículas [Chan97]. El uso de FPGAs permite realizar las etapas de detección dentro de un mismo circuito integrado, reduciendo área y costes en el instrumento final. Además permite explotar el paralelismo inherente en este tipo de dispositivos y realizar en paralelo distintos tipos de procesamiento para la señal generada por la misma partícula.
- *Reconfiguración.* Permite cambiar el método de detección o los parámetros de la cadena de detección sin necesidad de cambiar circuitos integrados o tener que rediseñar las tarjetas.
- *Resistencia a radiación.* Los principales fabricantes de FPGAs ofrecen este tipo de circuitos en versiones que son resistentes o tolerantes a radiación. Esto es interesante si se quiere utilizar el instrumento en un entorno espacial o si se va a exponer a altas dosis de radiación en tierra.
- *Empleo de técnicas de tolerancia a fallos.* Útiles si la cadena de detección se utiliza en satélites o en una zona de alta actividad radiactiva. Ejemplos de estas técnicas son: triple redundancia, *scrubbing*, códigos de detección y corrección de errores, y FPGAs programables una única vez. [Xili08B, Micr12].

La utilización de circuitos digitales en una cadena de detección implica necesariamente la conversión de la señal analógica, procedente de los sensores, a una señal digital. Los dispositivos ADC realizan este proceso. Son muchas las características que definen un ADC, pero para este trabajo de investigación en concreto, las más importantes son: resolución en bits, frecuencia de muestreo y consumo.

Las dos primeras características son fuentes de distorsión y de ruido con respecto a la medida real: la resolución por la cuantización que hace el conversor de la energía de la partícula, y la frecuencia máxima de operación por la capacidad de capturar el valor máximo de la señal. Podríamos elevar estos valores tanto como la tecnología actual nos lo permita, sin embargo la resolución y la frecuencia de muestreo son directamente proporcionales al consumo. Esa es la principal razón por la cual será necesario determinar un compromiso óptimo entre los tres parámetros. En la sección 2.3 y 3.5 se explica con detalle la dependencia de estos valores y la búsqueda de ese compromiso óptimo.

1.5. Formación de la señal y preamplificación

La formación de señal se produce en los detectores de radiación (etapa ❶ de las cadenas de detección representadas en la figura 1.8). La preamplificación se realiza en la etapa ❷ de esta misma figura.

Según se ha expuesto en la sección 1.2, la inmensa mayoría de los detectores de radiación tienen la propiedad de generar una cantidad de carga eléctrica proporcional a la energía recibida, ya sea de manera directa (por ejemplo, detectores semiconductores) o indirecta (por ejemplo, centelleadores). Por ello, un detector de radiación puede ser modelado como un generador de carga. Esta carga, si se le aplica un campo eléctrico, puede desplazarse en forma de corriente generando una señal.

La mayoría de los detectores tienen en común que la carga se genera de una manera abrupta en un momento muy preciso, motivo por el cual la señal resultante suele tener una pendiente muy pronunciada (del orden de V/ns, dependiendo del tipo de detector).

Como ya se expuso en la sección 1.2, cuando una partícula/onda incide en un detector, las cargas que se generan tardan un tiempo en ser detectadas. Este tiempo se llama *tiempo de recolección* y es inversamente proporcional a la velocidad de los portadores de carga dentro del detector. En detectores semiconductores este tiempo no suele superar los 10 ns mientras que en detectores de gas suele ser algo mayor. El tiempo de recolección suele especificarse por el fabricante en las hojas de datos del detector de radiación y también depende de factores tales como el tamaño del detector y el tipo de partículas que detecta. En cuanto al tipo de detector, en líneas generales, los detectores sólidos suelen tener menor tiempo de recolección que los gaseosos. En cuanto al tamaño, los detectores grandes tienen mayor tiempo de recolección que los pequeños. Por último, en cuanto al tipo de partículas detectadas, la radiación β suele generar una columna de plasma de menor densidad que los neutrones, protones, y partículas α . Por esa razón el tiempo de recogida de estos últimos será mayor, según lo explicado en la sección anterior.

Los detectores de partículas energéticas tienen una capacidad de entrada C_i , y por tanto la tensión V entre sus terminales viene dada por la expresión:

$$V = \frac{Q}{C_i} \quad (1.8)$$

siendo Q la carga generada en el detector como consecuencia de la incidencia de partículas energéticas. Este valor de C_i también es un factor determinante a la hora de medir la resolución, como se verá en la sección 2.1.

Así pues, la carga generada junto con la capacidad de entrada genera un voltaje que tendrá una forma de escalón, y permanecerá en ese valor hasta que se descargue el condensador. Esto plantea el inconveniente de que a medida que se genere carga en el detector de radiación, las señales se irán apilando (*pile-up*) hasta que el condensador se sature. También, esta captura de

cargas tiene el inconveniente que, para que la medida del voltaje sea precisa y de acuerdo a (1.8), la capacidad del detector ha de ser muy estable (variaciones totales de menos de 1 pF).

La dependencia de la capacidad del detector se suele eliminar integrando la corriente resultante de cada impulso (como lo hace un condensador con la carga que recibe), mediante un circuito integrador más elaborado constituido por un amplificador con realimentación capacitiva. Este circuito se denomina Amplificador Sensible a Carga (CSA). En la figura 1.9 se muestra un esquema de este tipo de circuito, de ganancia $-A$, propuesto en [Kno100, p. 611] para un detector semiconductor.

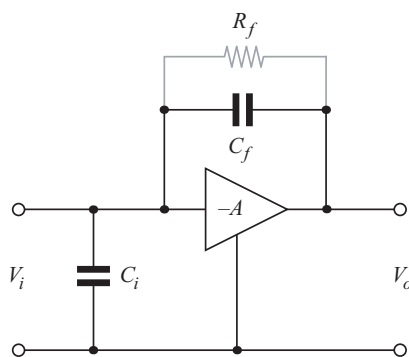


FIGURA 1.9. Esquema simplificado de un convertidor carga-voltaje para un detector semiconductor.

La resistencia R_f sirve para descargar el condensador C_f , eliminando también el problema de la saturación y del *pile-up*. Si $A \gg (C_i + C_f)/C_f$ se obtiene que

$$V_o = -AV_i = -A \frac{Q}{C_i + C_f(A+1)} \approx -\frac{Q}{C_f} \quad (1.9)$$

donde V_i es el voltaje a la entrada del CSA y V_o el voltaje a la salida de éste. El CSA proporciona un pulso de voltaje de subida muy rápida (del orden de 10 V/ns) y caída exponencial lenta igual a $\tau = R_f C_f$. El intervalo de τ típico va de 1 a 200 μ s, dependiendo del tipo de detector.

La función de transferencia $H(s)$ del detector junto con el CSA es la siguiente:

$$H(s) = \frac{A\tau}{s\tau + 1} \quad (1.10)$$

Aunque esta etapa puede ser realizada con componentes discretos estándar, debido a que es una parte especialmente crítica dentro de la cadena de detección, existen preamplificadores comerciales específicos para cada tipo de detector (gas, semiconductores, centelleadores, etc.). También se comercializan incluso preamplificadores diseñados específicamente para modelos concretos de detector.

En líneas generales, los detectores basados en semiconductores suelen utilizar preamplificadores que convierten la carga generada por la radiación incidente, mientras que los detectores basados en centelleadores utilizan fotomultiplicadores o fotodiodos para detectar la luz generada en el material centelleador. Por último, los detectores basados en gas suelen obviar la etapa de preamplificación puesto que estos tipos de detectores ya generan una señal suficientemente intensa.

Además, algunos detectores de radiación, en los que se engloban los de gas y los detectores semiconductores, necesitan ser polarizados para recolectar las cargas que se han generado. Por lo general este tipo de voltajes de polarización suelen ser muy altos, estando comprendidos en un intervalo de 100 a 2000 V, dependiendo del tipo de detector y del modelo; sin embargo, la corriente que circula entre ellos suele ser muy baja, en algunos casos del orden de μA . Para estos tipos de semiconductores, la etapa de preamplificación se encarga también de generar estas diferencias de potencial para polarizar el detector de radiación.

En conclusión, la mayoría de detectores generan carga cuando incide radiación en ellos. Esta carga es recogida por una capacitancia, generando una diferencia de potencial de acuerdo con la figura 1.9. La señal de salida del CSA, al atrapar las cargas en el condensador, genera una señal que suele tener un tiempo de subida muy rápido llamado tiempo de recolección.

Una vez que la amplitud de la señal ha alcanzado su valor máximo, la señal va decreciendo a medida que las cargas se vuelven a extraer de la capacitancia. Sin embargo, su tiempo de caída depende de la liberación de estas cargas que puede ser muy larga de acuerdo a la ecuación (1.10)). Esa es la razón por la cual la señal en su conjunto puede ser considerada como una señal escalón.

Por todo ello se suele considerar que la fase de la subida de la señal depende de la partícula y el de la bajada de la electrónica. Si no se extraen estas cargas de la capacitancia antes de que lleguen otras, se corre el riesgo de que el detector se sature. Esta es una de las finalidades de la etapa de conformación analógica explicada en la sección 1.4.

1.5.1. Problemas típicos relacionados con el análisis de señal

A la hora de procesar la señal surgen una serie de problemas propios de este tipo de cadenas de detección derivados de la naturaleza de la señal generada por los detectores de radiación. Estos problemas tienen como consecuencia una mayor complejidad en el análisis de las señales que puede afectar a la calidad de dicho análisis. Los problemas más comunes son el *déficit balístico*, la *no linealidad* de los elementos de la cadena de detección, el *apilamiento de señales* y el desplazamiento de nivel [Knol00]. Estos problemas son descritos a continuación.

Déficit balístico

Si la señal conformada alcanza su máximo antes de superarse el tiempo de recolección, la altura de la señal una vez conformada no será proporcional a su energía distorsionando la medida. Este fenómeno es conocido como déficit balístico.

Para evitarlo se ha de conocer el tiempo de recolección de un detector para aplicar una conformación tal que su valor máximo sea mayor que el tiempo de recolección.

No linealidad

Ocurre cuando la magnitud de la señal no es proporcional a la energía que ha incidido en el detector. Esto puede ocurrir por dos motivos: (1) debido a la no linealidad del propio detector de radiación, (2) debido a la no linealidad de algún componente de la cadena de detección.

Un ejemplo del primer motivo puede ser un detector semiconductor insuficientemente polarizado, y por tanto con una zona de carga espacial que no se extienda a todo su espesor, funcionando de forma no lineal para todas las partículas que no alcancen dicha zona. Sin embargo y al margen de este ejemplo, la no linealidad en los detectores suele ser inevitable aunque sí poco común, porque, en la mayoría la respuesta del detector sí es proporcional a la energía total depositada. Este primer caso también englobaría las ocasiones en las cuales, aunque el detector sea lineal, el modo de operación de éste produzca no linealidad en la señal resultante (por ejemplo, midiendo la energía de partículas del mismo tipo pero que inciden en diferente ángulo).

En el segundo caso, la no linealidad suele deberse a elementos inadecuados en la cadena de detección (por ejemplo, un preamplificador o conformador que se sature para determinados rangos de energía o simplemente que alguna de las partes de la cadena no cumpla los requisitos de linealidad). Este segundo caso es conveniente evitarlo en la medida de lo posible.

A lo largo de todo este trabajo de investigación, se considerará que las etapas de conformación, tanto analógicas como digitales (etapas ③ y ⑤ de la figura 1.8), son lineales. Una de las propiedades de las funciones lineales es su capacidad conmutativa en la aplicación:

$$f(g(t)) = g(f(t)) \quad (1.11)$$

donde $f(t)$ y $g(t)$ son dos funciones lineales. La consecuencia de la aplicación de este principio de linealidad es que, para hallar el efecto de los conformadores sobre el ruido sólo se deberá tener en cuenta la conformación final y no la conformación analógica y digital por separado.

Por contra, la no linealidad implica que la señal será conformada de una manera diferente dependiendo de su energía. Como se verá en la sección 1.8 y en el capítulo 3, la conformación de una señal define cómo se filtra el ruido de esa señal, razón por la cual cada franja del espectro de energías es tratada de manera diferente, dando lugar a distorsiones en el espectro. Sin embargo, estas variaciones en el espectro de la señal puede servir como herramienta adicional

para caracterizar radiación mediante un análisis apropiado (ver sección 1.7.3), siempre que estas variaciones se deban al propio detector de radiación.

Apilamiento de señales (*pile-up*)

Cuando la tasa de llegada de radiación al detector es muy alto, las señales generadas que han de ser procesadas en la cadena de detección pueden llegar a apilarse.

Un ejemplo de señales apiladas con elementos lineales se muestra en la figura 1.10. En esta figura se puede observar como en t_0 llega la primera señal cuando la tensión a la salida del preamplificador es cero, alcanzando como valor máximo V_1 . Cuando llega una segunda partícula en t_1 con idéntica energía, se genera la segunda señal con valor máximo V_2 . Como la tensión a la salida del preamplificador no era cero en t_1 , ambas señales se suman. Si en t_2 llegara otra partícula, podría saturar el preamplificador si la suma de las señales supera el voltaje de saturación V_{sat} . Como se puede observar, aunque las señales tienen igual amplitud, el valor máximo para cada señal es diferente a menos que se aplique un algoritmo de desapilamiento en el análisis del pulso (etapa 6 de la figura 1.8).

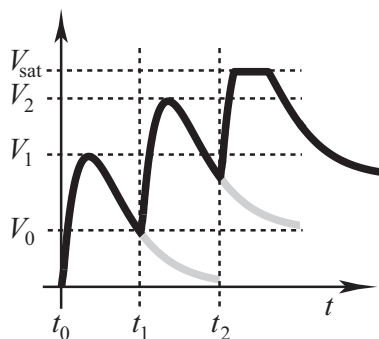


FIGURA 1.10. Gráfica donde se muestran las señales, obtenidas a partir de la conformación CR-RC, con igual amplitud y solapadas.

En la mitigación de este efecto interviene lógicamente la duración de la señal conformada: cuanto mayor sea, mayor riesgo hay de apilamiento. Sin embargo, cuando sucede un apilamiento, muchas cadenas de detección optan por descartar las señales apiladas, con la consecuente pérdida de información. Sin embargo, existen numerosos algoritmos de desapilamiento para intentar realizar el análisis de las señales aún estando apiladas. Uno de los clásicos [Impe01], es el que se ha tenido en cuenta a lo largo de este trabajo a la hora de desapilar señales. Este algoritmo tiene en cuenta no sólo la señal, sino también su derivada a la hora de detectar el apilamiento y recuperar la información de las señales apiladas.

Desplazamiento de nivel (*baseline shift*)

Se produce cuando las etapa de preamplificación (2 de la figura 1.8) está acoplada únicamente en alterna con las siguientes etapas (las formas de acoplar el preamplificador con el resto de la cadena se verá en el capítulo 2). Ocurre entonces que el valor medio de la señal proveniente de la etapa de preamplificación es igual a cero. Para pulsos periódicos como los mostrados en la figura 1.11, el problema no aparece, puesto que el desplazamiento de línea es constante, por lo que la desviación en la medida de la altura es constante. Sin embargo, cuando los pulsos no son periódicos, este hecho puede generar desviaciones variables de la medida de la altura para pulsos de igual amplitud, dando lugar a una pérdida de resolución en la medida.

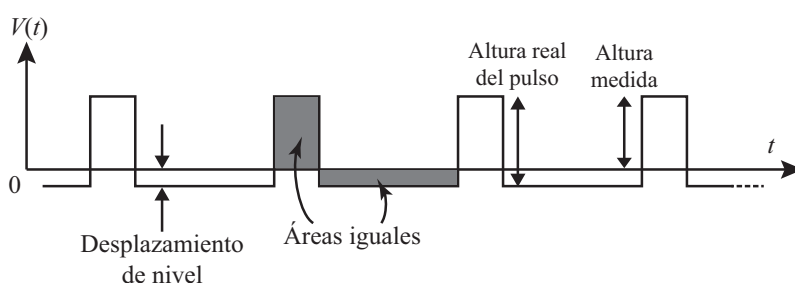


FIGURA 1.11. Ejemplo de desplazamiento de nivel de señales provenientes del detector (adaptado de [Knol00]).

Ya que el valor medio de la señal ha de ser igual a cero y observando la figura 1.11 podemos llegar a otra conclusión: cuanto más corto sea el periodo entre pulsos, mayor será el desplazamiento de línea.

En principio, los desplazamientos de nivel pueden ser eliminados si la conformación resultante es *bipolar* en vez de *monopolar*. Los pulsos bipolares contienen voltajes tanto positivos como negativos, teniendo el pulso igual área encima y debajo del nivel cero [Deig69]. Los pulsos monopolares solo contienen voltajes positivos.

Como verá con más detalle en la sección 2.1, cuando se desea realizar un análisis de la altura de los pulsos, los índices de todos los tipos de ruido se incrementan cuando se utiliza un pulso bipolar. Por tanto solo será aconsejable utilizar conformación bipolar cuando el detector tenga que soportar una muy alta tasa de llegada de partículas o cuando se realice un análisis de la duración de la señal.

1.6. Conformación analógica

Como ya se ha adelantado, una de las misiones principales de la conformación es acortar el tiempo de decaimiento de la señal. La otra misión principal es modificar la señal detectada

mediante un proceso de filtrado para que posteriormente sea más fácil medir su energía. Estas dos funciones se pueden realizar mediante tecnología analógica, digital o una combinación de ambas. En concreto, la conformación analógica se realiza en la etapa ③ de las cadenas de detección representadas en la figura 1.8.

La conformación analógica ha sido ampliamente tratada [Nich73], pero este trabajo de investigación pretende que esta etapa sea lo más sencilla posible. Sin embargo, es imprescindible realizar una parte del circuito utilizando componentes electrónicos analógicos ya que, debido a la naturaleza analógica de la señal original proveniente del detector de radiación (ver sección 1.5) aún es necesario incluir una etapa de instrumentación que realice las funciones esenciales (básicamente amplificación y filtrado analógico), dejando el resto de procesos para las etapas digitales.

En definitiva, la conformación analógica se realiza principalmente para facilitar el trabajo de la etapa que se encarga extraer la información de la señal alargando, estabilizando y reduciendo el ruido de la señal entrante. Las etapas de conformación analógica más comunes se detallan a continuación, mientras que el efecto de la conformación analógica en el ruido de la cadena de detección se explicará en la sección 2.1.

Las conformaciones se distinguen por su función de ponderación $w(t)$ (*weighting function*), definida como la salida del conformador cuando se ha aplicado a la entrada una función escalón $u(t)$, dividida entre su amplitud máxima. La razón es que $u(t)$ es la señal típica a la salida del detector de radiación cuando a incidido una partícula (ver sección 1.3). Por ello, cuando a partir de este punto se exponga que un preamplificador tiene una determinada forma (CR-(RC)ⁿ, triangular, etc.), se entenderá que es su $w(t)$ la que tiene esa forma.

1.6.1. Conformación CR

Como se ha explicado en la sección 1.3, el detector de radiación y el preamplificador (① y ② de la figura 1.8) suelen estar acoplados en alterna, especialmente cuando el detector necesita estar polarizado a voltajes muy superiores a los de la señal de salida del detector. Por ello, la señal de salida de la etapa de preamplificación suele ser en general una señal exponencial decreciente, muchas veces de manera tan lenta que podíamos considerar la señal como una señal escalón. La conformación CR acelera drásticamente esa caída.

La conformación básica CR es un circuito pasivo cuyo esquema se muestra en la figura 1.12. En esta figura está también representado su efecto para una entrada escalón. En general, la función de transferencia de esta conformación es:

$$H(s) = A \frac{s\tau}{1 + s\tau} \quad (1.12)$$

donde A es la amplitud del pulso y $\tau = RC$ es la constante de decaimiento. Analizada en el dominio del tiempo, la señal de salida cuando recibe una entrada escalón $u(t)$ es:

$$y(t) = A \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) \quad (1.13)$$

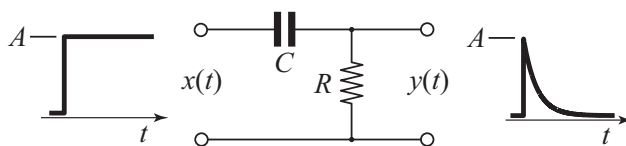


FIGURA 1.12. Circuito pasivo para la conformación CR.

La conformación CR es un filtrado llevado a cabo en el dominio analógico, situada normalmente como primer paso del procesamiento de señal y cuyas funciones principales son: (1) acortar la duración del pulso proveniente del preamplificador evitando así la probabilidad de apilamiento de señales (*pile-up*) y por tanto de saturación; (2) blanqueamiento del ruido de la señal proveniente del preamplificador con el objetivo de que la magnitud del ruido sea igual en todo el espectro de frecuencias [Nich73, p. 133]. Sin embargo, este tipo de conformación tiene como principal inconveniente que la señal producida tiene una duración del máximo extremadamente corta, dificultando su posterior análisis o digitalización de éste. Esta es una de las principales razones por las que surge la conformación CR-(RC)ⁿ, que se explica a continuación.

1.6.2. Conformación CR-(RC)ⁿ

A pesar de la simplicidad de la conformación CR, la mayoría de conformaciones analógicas empleadas en espectroscopía son redes CR-(RC)ⁿ, donde n es el número de etapas integradoras. La razón de incluir etapas RC es provocar que la duración del valor máximo de la señal se alargue en el tiempo para facilitar su medición, ya sea analógica o digitalmente.

En la figura 1.13 se muestra el esquema eléctrico de un conformador CR-RC y la forma de la señal a su salida para una entrada escalón. Nótese que la etapa CR ha de estar separada por un seguidor de tensión de la etapa RC. Una conformación CR-(RC)ⁿ se realizaría añadiendo etapas RC sucesivas y separándolas entre ellas por seguidores de tensión. Lógicamente, si $n = 0$ se estaría ante el caso de conformación CR del caso anterior.

La función de transferencia del conformador CR-RC de la figura 1.13 es la siguiente:

$$H(s) = A \frac{\tau_1}{(s\tau_1 + 1)(s\tau_2 + 1)} \quad (1.14)$$

donde $\tau_1 = R_1C_1$ y $\tau_2 = R_2C_2$ son las constantes de tiempo de la primera y segunda etapa respectivamente. Normalmente, en conformaciones CR-(RC)ⁿ los valores de estas constantes de tiempo son las mismas en todas las etapas [Nich73, p. 101] (condición que se supondrá a lo largo de todo este trabajo de investigación, a no ser que se diga lo contrario). Debido

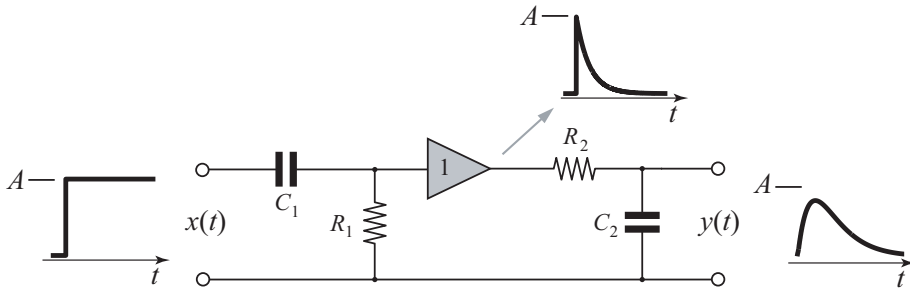


FIGURA 1.13. Circuito para la conformación CR-RC.

a esta simplificación, la fórmula general para la función de transferencia en el plano-S de un conformador CR-(RC)ⁿ es:

$$H(s) = A \frac{s\tau}{(s\tau + 1)^{n+1}} \quad (1.15)$$

En general, para un conformador CR-(RC)ⁿ, para una entrada escalón proveniente de la etapa de preamplificación de altura A , se cumple que la salida en el dominio del tiempo es igual a:

$$y(t) = \frac{A}{n!} \left(\frac{t}{\tau}\right)^n \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (1.16)$$

donde $\tau = \tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_n$. Su ganancia transitoria definida como el cociente del el pico de salida entre el escalón de entrada:

$$y_{\text{máx}} = A \frac{n^n}{n!} e^{-n} \quad (1.17)$$

Este tipo de redes proporcionan una señal semigaussiana (más semigaussiana cuanto más se incrementa n). En la figura 1.14 se muestra la forma de las señales filtradas con este tipo de conformadores para varios valores de n . Se puede observar como a medida que crece el orden n del conformador, la duración de la señal es mayor.

En general, no se recomiendan más de cuatro etapas integradores porque a partir de ahí se reduce poco el ruido como veremos más adelante. Más información sobre este tipo de conformación puede ser encontrado en [Nich73, p. 100] para electrónica analógica y en [Nakh11] en electrónica digital.

1.6.3. Otros tipos de conformación analógica

Existen otros tipos de conformación como el triangular o cúspide, entre otros, que no se van a considerar en su versión analógica por su elevada complejidad de implementación, ya que para este trabajo de investigación se intenta realizar una etapa de conformación analógica

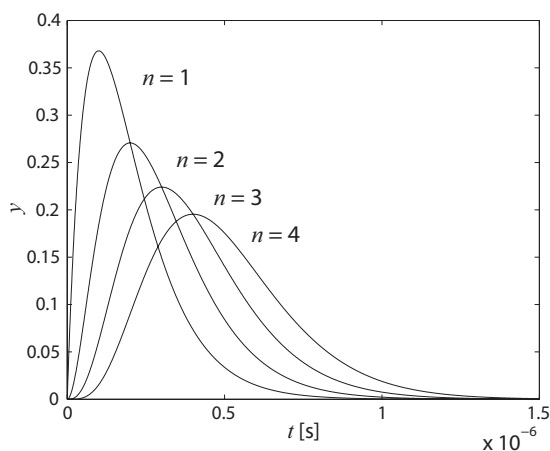


FIGURA 1.14. Conformación $CR-(RC)^n$ para $n = 1, 2, 3, 4$ con una entrada normalizada a 1.

lo más sencilla posible. Sin embargo, estos tipos de conformación sí van a ser tenidos en cuenta en su variante digital a partir del capítulo siguiente.

Independientemente de la conformación analógica realizada, puede ser necesario añadir otro tipo de conformadores como las redes de adelanto y retardo de fase para estrechar o ensanchar, respectivamente, la duración del pulso. Este último tipo de conformadores se pueden añadir antes o después del conformador analógico, aunque es práctica común [Nich73, p. 109] poner estos conformadores al final de la conformación analógica, justo antes de la etapa ADC (etapa 4 de la figura 1.8(b)).

Red de adelanto de fase

Este conformador puede ser incluido dentro de la etapa de conformación analógica y tiene como objetivo reducir la duración de la señal conformada (tiempo de conformación τ_s) evitando que el detector se sature por acumulación de pulsos (*pile-up*). Como contrapunto, la reducción de este tiempo de conformación implica una posible reducción de la resolución debida al incremento del Ruido de Muestreo (ver sección 3.4.1) y un posible riesgo de déficit balístico, ya que el tiempo en el cual se produce el máximo se adelanta (ver sección 1.5.1). En la figura 1.15 se muestra el circuito de una red de adelanto de fase junto con la salida para una entrada obtenida mediante una conformación CR-RC.

La función de transferencia de este circuito para voltaje es:

$$H(s) = \frac{s+a}{s+b}, \quad a < b \quad (1.18)$$

Donde $a = \frac{1}{R_1 C_1}$ y $b = \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$.

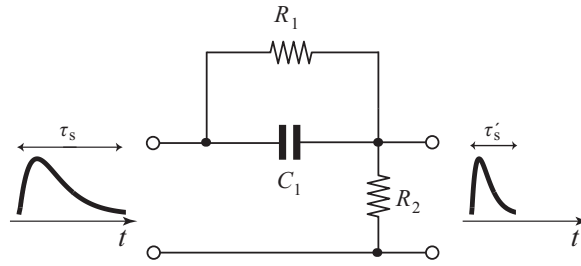


FIGURA 1.15. Red de adelanto de fase.

El objetivo de combinar una red de adelanto de fase con una conformación $CR-(RC)^n$ (o de cualquier otro tipo) es modelar la forma de la señal conformada, primero aumentando la duración del máximo y τ_s , mediante conformación $CR-(RC)^n$, y luego reducir τ_s , mediante una red de adelanto de fase. Un análisis más detallado de este circuito y sus aplicaciones para preprocesamiento se encuentra en [Nich73, Chan97].

Red de retardo de fase

Es lo contrario a la red de adelanto de fase: aumenta el tiempo de conformación prolongando así la exponencial decreciente y disminuyendo el Error de Muestreo en la fase de conversión analógico-digital (ver sección 3.4.1). Sin embargo, el alargamiento de la duración del pulso τ_s , como ya se ha explicado en el capítulo introductorio, puede producir *pile-up* y la saturación del detector. El circuito de una red de retardo de fase se encuentra en la figura 1.16.

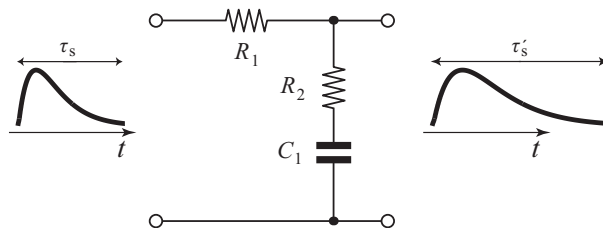


FIGURA 1.16. Red de retardo de fase.

La función de transferencia de este circuito para voltaje es:

$$H(s) = \frac{cs + cd}{s + cd} \quad (1.19)$$

donde $c = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ y $d = \frac{1}{R_2 C_1}$.

Al igual que las redes de adelanto de fase, este tipo de red también se utiliza para modelar conformaciones analógicas. Un análisis más detallado de este circuito y sus aplicaciones para preprocesamiento se encuentra en [Nich73].

1.6.4. Conformación digital

La conformación digital se realiza en la etapa ⑤ de la cadena de detección representada en la figura 1.8(b). Tiene como objetivo, al igual que la conformación analógica, el filtrado de la señal con objeto de mejorar la resolución del sistema.

En estas últimas dos décadas, la conformación realizada mediante conformación analógica ha sido sustituida progresivamente por conformación digital. Esta última permite crear conformaciones que, utilizando electrónica analógica, serían más complicadas de llevar a cabo, como por ejemplo, la conformación triangular, trapezoidal o en cúspide.

Considerando la conformación digital como un proceso de filtrado, existen dos tipos fundamentales de filtros digitales: los filtros digitales de respuesta infinita (IIR) y los de respuesta finita (FIR). En espectroscopía suelen utilizarse ambos filtros aunque los FIR son inherentemente estables en el sentido que, mientras los valores de los coeficientes sean finitos, la respuesta a impulso está también acotada y por tanto tiene una longitud finita. En adelante, a menos que se diga lo contrario, serán considerados por defecto los filtros digitales FIR, aunque los análisis de ruido pueden ser utilizados para ambos tipos siempre que la respuesta de los conformadores sea lineal. Todo filtro tiene un orden N , y en el caso de los conformadores digitales, el filtro FIR correspondiente tendrá un valor de N igual a:

$$N = \frac{\tau_s}{T_s} \quad (1.20)$$

donde τ_s es el tiempo total de conformación y T_s el periodo de conformación de la señal de entrada. N también puede ser considerado la duración de la señal en ciclos de reloj. Esta relación puede ser observada también de manera gráfica en la figura 1.17. Nótese que cuando el conformador realice un filtrado de la señal, la duración total de la señal podrá ser mayor que τ_s .

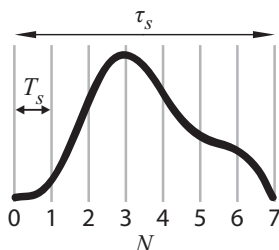


FIGURA 1.17. Relación entre los tres parámetros de la ecuación (1.20).

Además, aunque se pretenda realizar todo el diseño electrónico de una cadena de detección de manera digital, esto no es posible porque, como se ha expuesto en la sección 1.4, se necesita que exista un mínimo de dos etapas diseñadas con electrónica analógica (preamplificación y conformación analógica) y una conversión analógica digital para llevar a cabo la conformación

digital. Por eso esta etapa continúa siendo imprescindible para que la señal de entrada sea cuantificada con el mínimo error y realizar así las medidas lo más exactas posible.

1.7. Análisis de la señal

Una vez que la señal ha sido conformada de acuerdo a los requisitos del instrumento, es necesario realizar el análisis de la señal. Mediante su estudio, se pueden conocer aspectos como la carga, masa, energía de la partícula y otro tipo de información sobre las interacciones atómicas y nucleares.

Esta fase corresponde a la etapa ⑥ de las cadenas de detección de la figura 1.8. El pulso que se genera al incidir una partícula se puede estudiar siguiendo uno de los siguientes métodos:

- *Análisis de la altura del pulso ó Pulse Height Analysis (PHA)*. Se analiza la amplitud máxima del pulso de la señal generada en el detector con objeto de obtener la energía de la partícula.
- *Análisis de la duración del pulso*. Se analiza la duración total del pulso generada en el detector.
- *Análisis de la forma del pulso ó Pulse Shape Analysis (PSA)*, donde se estudia también, además de la amplitud máxima, la forma del pulso.

El análisis PHA y de duración del pulso suelen ser más sencillos, mientras que con el análisis PSA se obtienen más datos. Si bien todos los métodos pueden ser complementarios entre sí. El tipo de detector, la forma de la señal y su duración también marcará el tipo de análisis más adecuado [Kno00].

1.7.1. Análisis de la altura de pulso (PHA)

La detección de picos se encarga de extraer el máximo de la señal detectada, previamente conformada y convertida a digital.

El procesamiento digital de partículas se ha de realizar a una frecuencia de muestreo tal que permita detectar las señales que contengan la información correspondiente a la energía de las partículas. Estas señales se han conformado y digitalizado previamente a una determinada frecuencia de muestreo que debe ser la misma a la que trabaje este detector de picos digital.

Para obtener el valor máximo de la señal existen dos alternativas: la obtención *directa* o la *indirecta*. La obtención directa consiste en medir la altura del pulso. La obtención indirecta consiste en buscar un valor proporcional a la altura, siendo el método más común a través de la

integral de la señal o tomando el valor de la señal cierto tiempo después de que haya llegado a su máximo. En este trabajo de investigación se utilizarán ambos métodos.

Una vez obtenidas una cierta cantidad de muestras de las amplitudes de una determinada fuente se procede a realizar un histograma para analizar las características de la radiación. Un ejemplo de ello se puede observar en la figura 1.18. En este histograma, el eje de abcisas (canal) corresponde a la amplitud de la señal de pulsos, mientras que el eje de ordenadas (cuentas) corresponde al número de pulsos con esa amplitud¹. Como se puede observar en dicha figura, y de acuerdo con lo explicado en la sección 1.1, la energía de la radiación depende de la fuente que la produce. Para más información tanto de la fuente como de las instalaciones utilizadas para producir esta gráfica, puede consultarse el apéndice E.3.

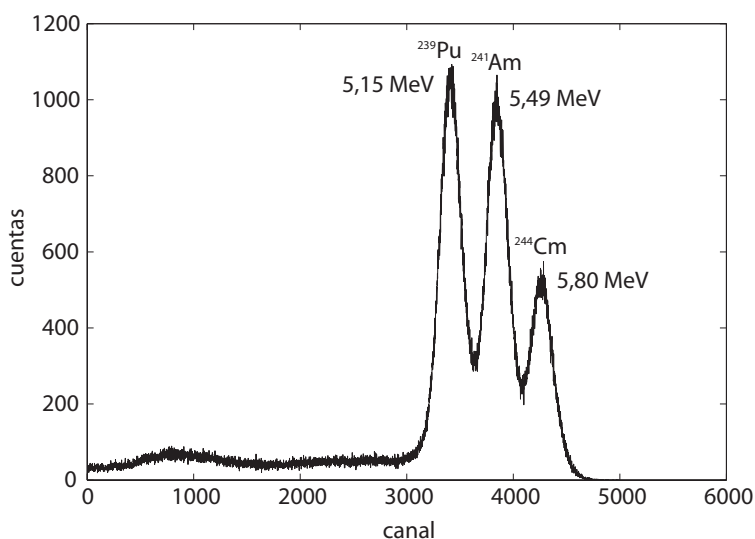


FIGURA 1.18. *Espectro de radiación α obtenida de la fuente QCRB2508 en cámara de vacío junto con la fuente de esa radiación (obtenido de [Rojo13]).*

1.7.2. Análisis de la duración del pulso

Como su nombre indica, este método calcula la duración del pulso para caracterizar la señal. Esta duración depende de las propiedades físicas del detector y de la radiación incidente [Kno100].

Para ilustrar un ejemplo de este tipo de análisis, tomemos por ejemplo un detector semiconductor (ver sección 1.3.3). Cuando una partícula incide en él, la forma de la señal generada

¹El pico de ²⁴⁴Cm debería de ser tan alto como los otros dos según la especificación de la fuente QCRB2508. Sin embargo no lo es debido a que ²⁴⁴Cm se desintegra más rápidamente que los otros dos elementos y la fuente de radiación utilizada tiene una avanzada edad.

es muy sensible a la densidad y la longitud de la pista de ionización que ha creado la partícula. Así, si una partícula elemental (p. ej. protones o neutrones) o un ión pesado (p. ej. núcleos de helio, litio, etc.) de igual energía incide en ellos, los átomos de la trayectoria que ha seguido el ion más pesado se distinguen por una penetración en el detector menor que las partículas elementales, pero con una mayor densidad de ionización. Así, el ion más pesado genera una señal de corriente de mayor duración pero menor amplitud, que corresponde a un mayor tiempo de subida de la señal [Paus92, Paus93], debido a una columna de plasma generada en el detector semiconductor al paso de la partícula. Esta es una peculiaridad de los detectores semiconductores, sin embargo, otros tipos de detectores también tienen las suyas propias a la hora de realizar este tipo de análisis [Knol00].

El análisis de la duración del pulso tiene varias utilidades entre las que destaca distinguir neutrones de radiación γ . Aunque este tipo de análisis no se ha tenido prácticamente en cuenta por separado en este trabajo de investigación, si se ha tenido en cuenta a la hora de caracterizar la forma de la señal como se muestra a continuación.

1.7.3. Análisis de la forma del pulso (PSA)

El análisis PSA considera la información sobre la partícula que se obtiene a través de múltiples parámetros como pueden ser la altura de la señal (PHA), el tiempo de subida, la duración del pulso, los componentes en frecuencia del pulso, muestras de cargas obtenidas a diferentes intervalos, etc. Este tipo de análisis, por tanto, englobaría los dos tipos anteriores.

Un caso típico de PSA se da en ciertos detectores centelleadores en los que la luz emitida decae en forma de suma de dos exponenciales como las de la ecuación (1.13). Cada exponencial tiene una constante constante de tiempo τ diferente. La amplitud de la suma de las dos exponenciales de caída depende del tipo de partícula. En ese caso, que es frecuente, se integra la señal en dos ventanas de tiempo, una corta y otra larga, y esos dos parámetros conjuntamente determinan el tipo de partícula [Knol00, p. 230].

Al tener en cuenta múltiples parámetros se consigue una mejor resolución en la obtención de energía de las partículas incidentes a costa de incrementar la complejidad y tiempo del análisis. En la figura 1.19 se puede observar como un espectro de energía (mostrado en la gráfica superior de la figura) con una baja resolución, donde no se pueden apreciar en detalle los picos de energía, puede ser mejorado añadiendo una dimensión más. En este caso el DOI (*Deep Of Interaction*), parámetro directamente proporcional a la duración del pulso, añade una dimensión más (ver gráfica inferior de la figura) para distinguir tres agrupaciones de energía.

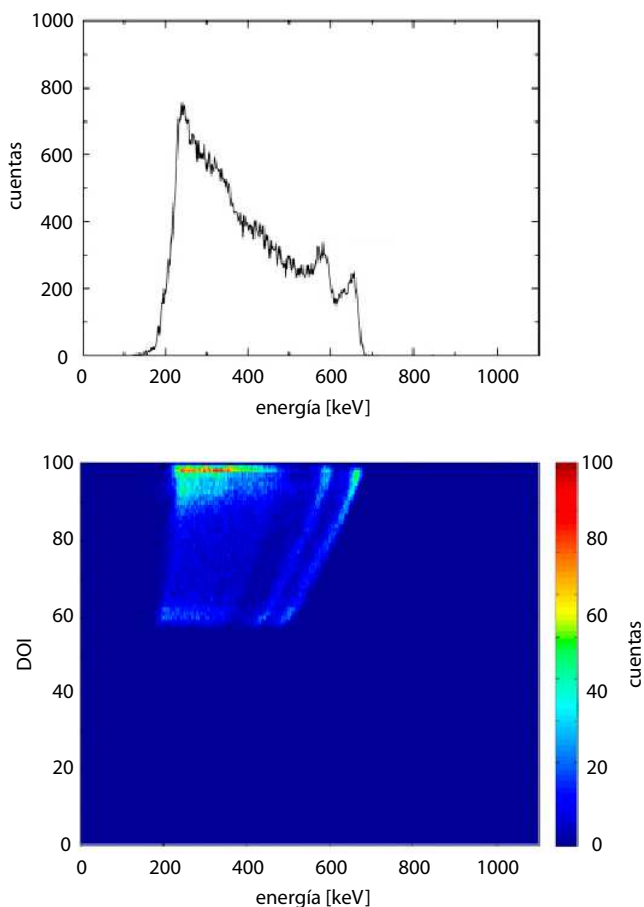


FIGURA 1.19. Mejora de la resolución de un histograma mediante el parámetro DOI. El color del gráfico de abajo indica las cuentas (figura obtenida de [Tada11]).

1.8. Resolución

La resolución de un sistema en Electrónica Nuclear es la capacidad de distinguir entre niveles de energías similares. Al igual que en cualquier otro sistema donde intervenga la instrumentación, la resolución está íntimamente relacionada con el ruido, puesto que en condiciones de ausencia total de ruido, se obtendría una resolución en la medición de señal igual a su *límite máximo estadístico*. Este límite \mathcal{L} , inversamente proporcional a la resolución máxima alcanzable, es igual a:

$$\mathcal{L} = k \sqrt{E} E_{\min} F \quad (1.21)$$

donde E es la energía de las partículas, E_{\min} la energía mínima necesaria para excitar un detector, k un factor de proporcionalidad y F el *factor Fano*, un coeficiente dependiente del material empleado para detectar las partículas energéticas [Kno100, p. 115].

Identificando y minimizando las fuentes de ruido se incrementa la resolución del sistema para hacerla próxima a la resolución máxima alcanzable. El *ruido* es cualquier fluctuación no deseada que aparece incluida en una señal. En espectroscopía, el ruido ha sido clasificado mayoritariamente en cuatro tipos [Goul72, Goul82, Kno100, Nich73, Rade88, Rade06, Fair90]:

- *Ruido Blanco Serie*. También llamado *Ruido Delta*. Este tipo de ruido es generado antes de la etapa de amplificación por el ruido térmico (ruido de Johnson), que se genera por la agitación térmica de los portadores de carga. Es proporcional a la temperatura y resistencia serie de la conexión detector-preamplificador. También es proporcional a la capacidad del preamplificador y al resto del ruido producido en la electrónica del circuito. Tiene un gran ancho de banda y a efectos prácticos suele ser considerado ruido blanco (ruido con igual amplitud a lo largo de todo su espectro). Si se analiza en el dominio del tiempo, este ruido es inversamente proporcional a la duración de la conformación τ_s de la señal, como se verá en el capítulo siguiente. Su densidad espectral (v_n) se mide en $V/\sqrt{\text{Hz}}$.
- *Ruido Blanco Paralelo*. También llamado *Ruido Escalón*. Es proporcional al tamaño del detector y a su corriente de pérdidas. Si se analiza en el dominio del tiempo, el ruido paralelo es proporcional a τ_s . Su densidad espectral (i_n) se mide en $A/\sqrt{\text{Hz}}$.
- *Ruido 1/f Serie*. También llamado *Flicker Noise (ruido de parpadeo)*. El Ruido 1/f Serie se genera en la unión detector-preamplificador [Nich73]. El tiempo de conformación τ_s no afecta a este ruido. Para detectores semiconductores este tipo de ruido suele ser más bajo que los otros dos ruidos anteriores, pero puede aparecer cuando el efecto del ruido serie es igual al del ruido paralelo como se observa en la figura 1.22. Su densidad espectral ($v_{fn}/|f|$) se mide en $V/\sqrt{\text{Hz}}$.
- *Ruido 1/f Paralelo*. En algunos detectores también es interesante considerar este tipo de ruido, aunque actualmente la mayoría de ellos tienen un valor nulo. Es proporcional a τ_s^2 y su densidad espectral ($i_{fn}/|f|$) se mide en $A/\sqrt{\text{Hz}}$.

La distribución espectral de frecuencia de estos cuatro tipos de ruido se muestra en la figura 1.20. El objetivo de esta figura es ilustrar que el Ruido Blanco Serie tiene la misma amplitud en todo el espectro de frecuencias y el Ruido 1/f Serie depende de la frecuencia según la relación $1/f$. El Ruido Blanco Paralelo, a pesar de ser ruido blanco, cuando se genera, es capturado por la capacidad de entrada de la cadena de detección por lo que su espectro no es constante sino proporcional a $1/f^2$ debido al polo que introduce dicha capacidad. Por último el espectro del Ruido 1/f Paralelo es proporcional a $1/f^3$ puesto que en realidad se trata de ruido 1/f al que se ha añadido el polo de la capacidad.

En otros trabajos de investigación [Gatt96] se han tenido en cuenta otros tipos de ruido adicionales como el Ruido f Serie (proporcional a f), Ruido f^2 Serie (proporcional a f^2), etc.

y tipos de ruido proporcionales a $1/f^4$, $1/f^5$, etc. A pesar de no haber sido tenidos en cuenta en este trabajo de investigación por ser despreciables en los sistemas actuales, en el apéndice B se hace un análisis de estos tipos de ruido.

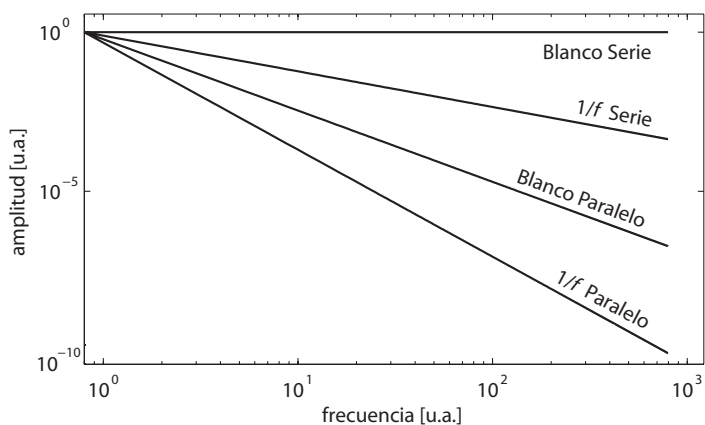


FIGURA 1.20. Tipos de ruido considerados en el dominio de la frecuencia.

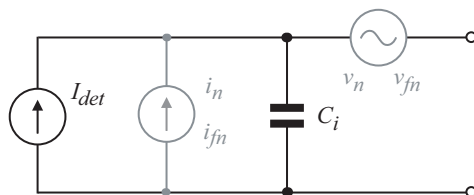


FIGURA 1.21. Fuentes de los cuatro tipos de ruido (v_n , i_n , v_{fn} , i_{fn} , representadas en gris) en un modelo de un detector de partículas genérico. I_{det} es la corriente generada por el detector cuando se detecta una partícula. C_i es su capacidad equivalente.

La figura 1.21 muestra la modelización de estos cuatro tipos de ruido en un detector de radiación genérico (etapa ❶ de la figura 1.8). El impacto de estos cuatro tipos de ruido en esta cadena vendrá dado por las características físicas del detector, de los componentes electrónicos que forman la cadena, y por la función de transferencia de la conformación utilizada, ya sea analógica o digital.

En la figura 1.22 se muestra dicho efecto en los cuatro tipos de ruidos descritos anteriormente en función del tiempo de conformación τ_s . Se observa que para conformaciones cortas, el ruido dominante es Ruido Blanco Serie, mientras que para conformaciones largas, es el Ruido Blanco Paralelo y el Ruido $1/f$ Paralelo. El Ruido $1/f$ Serie es independiente de τ_s . El tiempo de conformación para el cual el Ruido Blanco Serie y el Ruido Blanco Paralelo es el mismo se llama *tiempo de corner* (τ_c). La elección de un tiempo de conformación τ_s igual a τ_c maximiza la resolución del sistema.

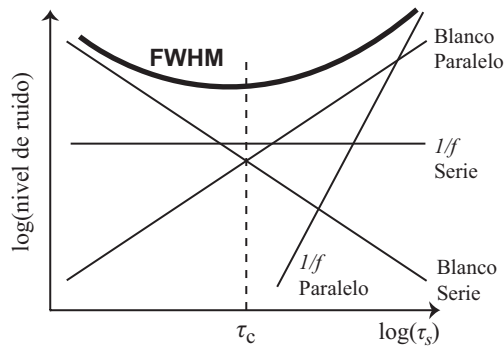


FIGURA 1.22. Efecto del tiempo de conformación (τ_s) en los cuatro niveles de ruido en el parámetro FWHM (Full Width at Half Maximum) definido en la sección 1.8.1 y proporcional a la suma de los cuatro niveles de ruido.

La captura de estos cuatro tipos de ruido mediante un osciloscopio puede observarse en la figura 1.23. En lo sucesivo, para no entrar en conflicto con la nomenclatura de la mayoría de la literatura referenciada, cuando en este trabajo de investigación se refiera al *Ruido Serie* o *Paralelo* se referirá al *Ruido Blanco Serie* y *Paralelo*. También, cuando se refiera al *Ruido 1/f* se entenderá por defecto que es *Ruido 1/f Serie*.

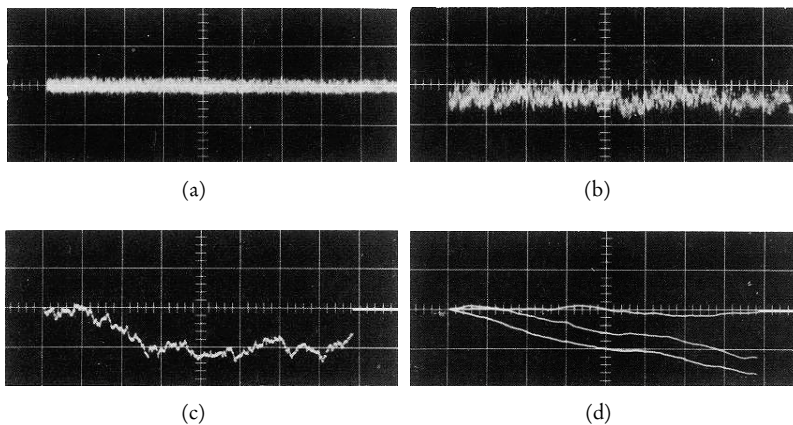


FIGURA 1.23. Captura de osciloscopio de ruido (a) serie blanco, (b) paralelo blanco, (c) serie $1/f$, (d) paralelo $1/f$. Ambos valores están en unidades arbitrarias. El eje de ordenadas representa la amplitud de la señal y el eje de abscisas el tiempo, ambas en unidades arbitrarias. Extraído de [Rade74].

Por último, cada tipo de detector de radiación tiene unos ruidos predominantes que depende del tipo de detector y de sus características físicas (ver figura 1.24) lo que implica que cada función de transferencia debe ser diseñada específicamente para cada detector. En esta figura se puede observar que, independientemente del tipo de detector, los distintos tipos de

ruido presentan la misma dependencia con respecto a τ_s que la representada en la figura 1.22. También se puede deducir que, como norma general, en la mayoría de detectores, los ruidos predominantes son el Ruido Blanco Serie, Blanco Paralelo y $1/f$ Serie.

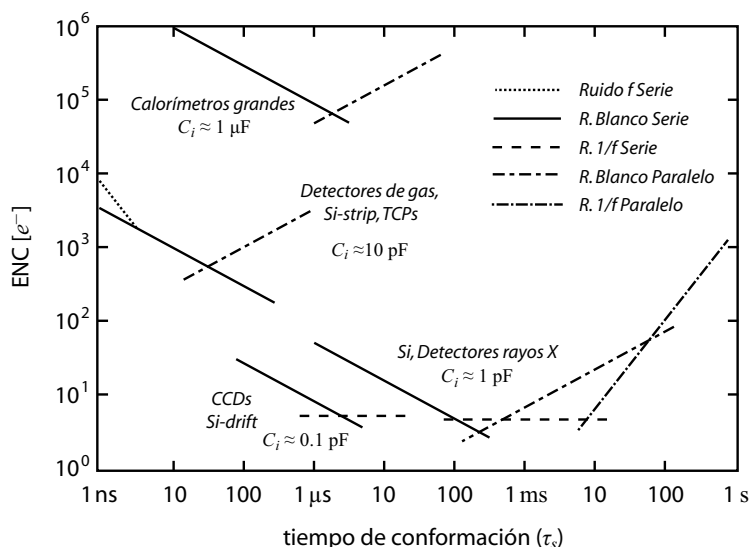


FIGURA 1.24. Ruido predominante dependiendo del tipo de detector. Estos valores son orientativos y dependen en gran medida de las características del detector. Adaptado de [Rade88].

Los análisis de ruido para espectroscopía pueden dividirse en análisis en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo. Mientras el Ruido Blanco Serie y Paralelo suele analizarse en el dominio del tiempo porque los cálculos son más sencillos e intuitivos en este dominio, como se verá en la sección 2.1, el Ruido $1/f$ Serie y Paralelo suele analizarse en el dominio de la frecuencia por la misma razón. En el capítulo siguiente se describirá el estado del arte en estos dos tipos de análisis.

1.8.1. Unidades de medida de la resolución

El objetivo de todo sistema de espectroscopía es obtener un espectro de energías de radiación lo más preciso posible. Por ello, si un grupo de partículas del mismo tipo con idéntica energía inciden en un detector, el histograma resultante deberá ser una señal gaussiana con una desviación típica σ lo más baja posible con el objetivo de obtener de manera más precisa la energía proveniente de la radiación (figura 1.25). Las unidades de medida de la resolución son aplicables a cualquier sistema de espectroscopía. En esta sección solamente van a ser enumeradas y se van a mostrar las relaciones entre ellas, pero si se quiere profundizar en las demostraciones, puede consultarse [Nich73, p. 128] y [Knol00, p. 115].

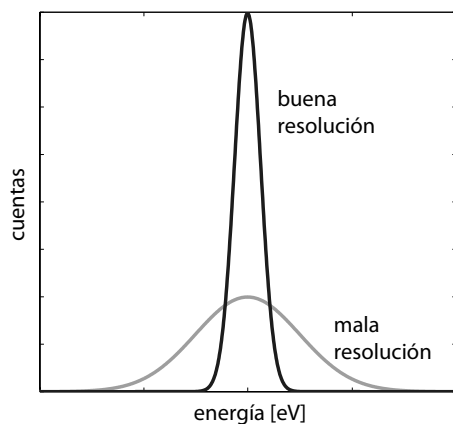


FIGURA 1.25. Ejemplos de calidad de resolución en un histograma.

Full Width at Half Maximum (FWHM)

En sistemas de espectroscopía, una de las medidas de resolución más utilizada es la FWHM (*Full Width at Half Maximum*). La FWHM es la diferencia entre los dos valores extremos de la variable independiente en los que la variable dependiente es igual a la mitad de su valor máximo (ver figura 1.26). En espectroscopía, la variable dependiente es el número de cuentas de un determinado tipo de energía mientras que la variable independiente corresponde a los distintos niveles de energía, como se puede apreciar en dicha figura.

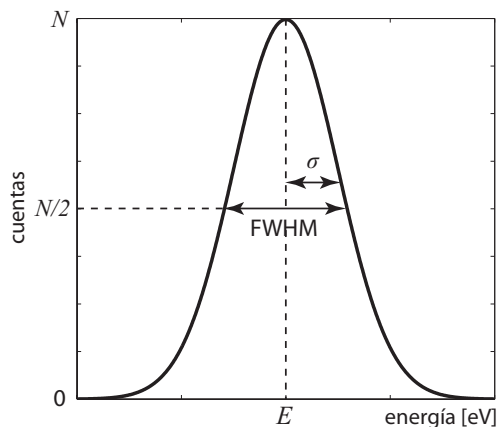


FIGURA 1.26. Definición de FWHM.

La FWHM puede ser relativa (medida en porcentaje) o absoluta (medida en eV). El valor de la FWHM relativa en tanto por uno es:

$$\text{FWHM [rel]} = \frac{\text{FWHM [eV]}}{|S|} \quad (1.22)$$

donde FWHM [eV] es su valor absoluto, FWHM [rel] su valor relativo y $|S|$ la energía del máximo de la señal en valores absolutos. La relación entre la desviación típica σ y el valor de FWHM es:

$$\text{FWHM [eV]} = 2.35 \sigma \text{ y } \text{FWHM [rel]} = 2.35 \frac{\sigma}{|S|} \quad (1.23)$$

Equivalent Noise Charge (ENC)

Para medir la resolución en cadenas de detección también se utiliza la carga equivalente de ruido ENC (*Equivalent Noise Charge*). Se define como el número de electrones que han de ser recogidos por un detector de radiación para obtener una señal equivalente al ruido que se produce en ese detector. Al igual que la FWHM, la ENC puede ser absoluta (medida en culombios) o relativa (medida con respecto a la carga del electrón). La relación entre ENC y FWHM [Nich73, p. 129] viene dado por la siguiente expresión:

$$\text{ENC [C]} = \frac{\text{FWHM [eV]}}{5.30 \cdot 10^{19}} \quad (1.24)$$

Relación Señal-Ruido (S/N)

La relación señal-ruido (S/N) se define como el cociente entre la amplitud media de los pulsos producidos por el detector de radiación y el valor medio de ruido [Nich73, p. 128].

La relación S/N, y su inversa, la relación ruido/señal (N/S), son medidas de resolución que no se aplican solamente a sistemas de espectroscopía sino a cualquier sistema de procesamiento de señal. Sus valores pueden estar en valor absoluto o en dB. Su relación, en valores absolutos, con la FWHM es:

$$S/N = \frac{2.35}{\text{FWHM [rel]}} = \frac{|S|}{\sigma} \quad (1.25)$$

Debido a que el trabajo relacionado con la resolución publicado hasta la fecha utiliza mayoritariamente la FWHM y la ENC en sistemas de espectroscopía, estas dos unidades serán las que más se utilicen a lo largo de este trabajo de investigación.

1.9. Objetivos de este trabajo

Los objetivos que se plantean en este trabajo de investigación son: (1) análisis de la resolución en cadenas de detección digitales de una dimensión, teniendo en cuenta la influencia del conformador y el análisis PHA; (2) averiguación de las conformaciones óptimas mediante nuevos algoritmos; (3) implementación de estos algoritmos; (4) implementación de un conformador adaptativo que sintetice automáticamente las conformaciones óptimas averiguadas. Las implementaciones de los puntos (3) y (4) se llevarán a cabo en lógica reconfigurable mediante módulos reutilizables de lógica, denominados módulos *IP* (*Intellectual Property*).

La organización del presente trabajo de investigación es la siguiente:

En el CAPÍTULO 2 se revisarán los trabajos previos relacionados con el procesado digital de señal que se trata en este trabajo de investigación: caracterización de radiación, resolución, conformación y análisis digital.

En el CAPÍTULO 3 se presenta el análisis de ruido que se ha propuesto cuando la etapa de conformación es analógica en lugar de digital. Este análisis se ha realizado en el dominio del tiempo, ya que es más sencillo e intuitivo, y se han tenido en cuenta cuatro tipos de ruido —Blanco Serie, Blanco Paralelo, $1/f$ Serie y $1/f$ Paralelo—, siendo fácilmente extrapolable el modelo a otros tipos de ruido. También se hace un resumen de los diferentes factores que afectan a la resolución de las cadenas de detección analógicas y digitales, incluyendo un análisis sobre el impacto de inclusión de electrónica digital en las cadenas de detección.

En el CAPÍTULO 4 se presenta un nuevo método para obtener, de manera automática y mediante circuitos digitales, una conformación óptima. El usuario podrá incluir restricciones a estas conformaciones tales como una duración mínima y máxima de la conformación o el tiempo de duración de su máximo.

En el CAPÍTULO 5 se describe un novedoso diseño fácilmente implementable en lógica configurable para, a partir de una entrada determinada, conseguir la salida deseada. Con este diseño se puede obtener la conformación deseada que más se aproxime a la óptima determinada mediante los métodos explicados en el capítulo anterior.

En el CAPÍTULO 6 se muestra el desarrollo de las distintas unidades electrónicas, diseñadas específicamente para este trabajo de investigación, que contiene una cadena de detección digital en formato PC/104. Estas unidades incluyen: preamplificadores, filtrado analógico y conversión analógico digital. Estas unidades se conectan a una tarjeta comercial que contiene una FPGA que es la que realiza la conformación y análisis de las señales provenientes del ADC. También se explica el diseño e implementación de estos IPs desarrollados específicamente para este trabajo de investigación, que se encargan de conformar, analizar la señal y procesar los datos recibidos. Este procesamiento se ha realizado tanto mediante hardware como software.

Por último, se plantean las líneas de evolución futura de este trabajo y las conclusiones más relevantes. Finalmente se incluye la bibliografía referenciada a lo largo de esta memoria.

Capítulo 2

Trabajos relacionados

A LO LARGO DE LOS ÚLTIMOS AÑOS se han tratado, por diferentes grupos de investigación, aspectos del procesamiento digital de señal generada por los detectores de radiación para su posterior caracterización. En estos grupos se han tratado, entre muchas otras, cuestiones tales como el efecto de realizar procesamiento digital de señal en lugar de analógico, el análisis de la señal para la caracterización de radiación y los efectos de los distintos tipos de ruido en la resolución. Cabe destacar que en este último aspecto continúan vigentes trabajos concebidos para ser implementados analógicamente [Rade68, Goul72, Nich73, Fair90]. En este capítulo se revisarán todas estas cuestiones.

Algunos de estos trabajos relacionados que se expondrán en este capítulo (como el de la sección 2.2.2) tienen mayor complejidad matemática, mientras que otros (como el de la sección 2.4.1) son más fácilmente implementables en electrónica digital.

2.1. Ruido y resolución

En espectroscopía, cada conformación responde de manera diferente a cada tipo de ruido. En esta sección se expondrán los trabajos que permiten cuantificar la eficacia de los conformadores ante cualquier tipo de ruido.

En los trabajos que a continuación se exponen, esta cuantización se ha llevado a cabo en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo. Mientras que el dominio de la frecuencia es el que históricamente se ha utilizado más, el dominio del tiempo tiene la principal ventaja que los cálculos son más sencillos e intuitivos.

2.1.1. Análisis del ruido en el dominio de la frecuencia: trabajos de Nicholson y Gatti

Este análisis, explicado detalladamente en [Nich73, p. 133], es el que más se ha utilizado tradicionalmente y se sigue utilizando para medir el Ruido $1/f$ Serie y Paralelo, aunque hay una tendencia actual a utilizar más el análisis en el dominio del tiempo. En este análisis se postula que el ruido tiene la siguiente densidad espectral:

$$N(\omega) = a^2 + \frac{b^2}{\omega^2} + \frac{c^2}{\omega} \quad (2.1)$$

donde a es la densidad espectral de Ruido Blanco Serie (medido en $V/\sqrt{\text{Hz}}$), b la densidad espectral de Ruido Blanco Paralelo (en $A/\sqrt{\text{Hz}}$) y c la densidad espectral de Ruido $1/f$ Serie multiplicada por \sqrt{f} (medido en V). Aunque la densidad espectral de Ruido $1/f$ Paralelo fue omitida en este estudio, posteriormente en [Gatt96] se reescribió la fórmula para los cuatro tipos de ruido expuestos en la sección 1.8.

De este modo, si un conformador tiene la función de transferencia $H(j\omega)$ de altura igual a uno, el valor medio cuadrado de la Carga Equivalente de Ruido (ENC) a lo largo de todo el espectro de frecuencias de ruido a la salida del conformador, según [Nich73] es:

$$\text{ENC}^2 = \int_0^\infty H^2(j\omega)N^2(\omega)d\omega \quad (2.2)$$

Al combinar y desarrollar estas dos últimas fórmulas se obtiene:

$$\text{ENC}^2 = \frac{a^2}{\tau_s} \int_0^\infty H^2(j\omega)d\omega + b^2\tau \int_0^\infty \frac{H^2(j\omega)}{\omega^2\tau^2}d\omega + \int_0^\infty c^2 \frac{H^2(j\omega)}{\omega}d\omega \quad (2.3)$$

Con esta fórmula puede comprobarse como filtra los diferentes tipos de ruido un conformador con función de transferencia $H(\omega)$. También mediante (2.2) y (2.3), se obtienen otras conclusiones de interés, tales como que el objetivo de la conformación CR (sección 1.6.1) es blanquear el ruido (disminuir el Ruido Blanco Paralelo y el Ruido $1/f$ Serie) y que la conformación que filtra mejor el Ruido Blanco Serie y Paralelo por igual es la conformación en cúspide. Estas dos afirmaciones están demostradas en [Nich73, p. 135].

Sin embargo, aunque es un método eficaz, tiene el inconveniente de que las densidades de cada tipo de ruido necesitan ser medidas a priori. Otro problema es que los cálculos descritos pueden llegar a ser muy complejos dependiendo del espectro del ruido y de las restricciones del conformador (tiempo de conformación, tiempo de meseta, etc), pudiendo simplificarse y ser más intuitivo si se realizara en el dominio del tiempo. Por estos motivos, el cálculo realizado en el dominio del tiempo es más sencillo e intuitivo de realizar. En este trabajo de investigación predomina el uso de este último.

2.1.2. Análisis del ruido en el dominio del tiempo

Uno de los trabajos más representativos sobre el dominio del tiempo es el realizado por Goulding en [Goul72]. Basándose en [Rade68], este trabajo relaciona la forma de la conformación, tiempo de ésta y Ruido Blanco Serie y Paralelo. Actualmente, la mayoría de análisis del ruido en espectroscopía continúan basándose en este trabajo (como por ejemplo [Spie01], [Bard06], [Mena11] y [Beri12, p. 319]) por lo que puede seguir considerando todavía este análisis el «estado del arte» en el dominio del tiempo ya que continúa siendo en la actualidad una referencia.

Para realizar el análisis, el modelo que propone Goulding diferencia dos fuentes fundamentales de ruido: *Ruido Delta* y *Ruido Escalón*, equivalentes al Ruido Blanco Serie y Paralelo respectivamente y explicados en la sección 1.8. Estos dos valores se corresponden en el dominio de la frecuencia con los dos primeros términos de $N(\omega)$ de la ecuación (2.1).

El modelo de ruido de Goulding expone que un «evento» (unidad de ruido) de Ruido Blanco Paralelo, representado por una entrada escalón $u(t)$ de amplitud igual a 1, que ha ocurrido en un tiempo t antes del tiempo que la señal es medida, produce una función residual $R(t)$. Esta función residual altera la señal proveniente del detector y tendrá un determinado efecto en la medida que dependerá del instante en que se produce el evento de ruido y el instante en que realiza la medida. De un modo similar, cada evento que produce una unidad de Ruido Blanco Serie, representado esta vez por una delta de Dirac $\delta(t)$ de amplitud igual a 1, produce una función residual $R'(t)$. La cantidad de eventos de Ruido Blanco Serie y Paralelo es directamente proporcional a v_n e i_n respectivamente.

Según Goulding, la función residual depende del conformador empleado. Para *sistemas invariantes en el tiempo* (conformadores sin memoria), $R(t)$ y $R'(t)$ se pueden determinar, analítica o experimentalmente, por medio de la inyección de $u(t)$ ó $\delta(t)$ de amplitud igual a 1 en la entrada. Para *sistemas variantes en el tiempo*, ver el subapartado de esta misma sección.

Una vez calculada $R(t)$, se puede proceder al cálculo de los distintos índices de ruido. El índice de Ruido Blanco Paralelo es igual a la integración a lo largo del tiempo del efecto de un «evento» de este mismo tipo de ruido en la señal que se desea:

$$\langle N_S^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \int_0^\infty R^2(t) dt \quad (2.4)$$

donde S es la amplitud de $u(t)$ introducido para generar $R(t)$. Si el detector no pudiera ser modelizado como una capacidad equivalente C_i como el de la figura 1.21 e intervinieran otros procesos como la difusión de electrones (detectores semiconductores) o procesos múltiples como el caso de un centelleador, el valor de S será igual al valor máximo de la señal $S(t)$ de entrada por la función de transferencia del conformador, o lo que es lo mismo:

$$S = \text{máx}(S(t) * R'(t)) \quad (2.5)$$

Nótese que cuando el tiempo de conformación τ_s es menor que la duración de $S(t)$, y el tiempo de subida de $S(t)$ es despreciable con respecto a la duración de la misma, la señal proveniente del detector puede considerarse un escalón.

El índice de Ruido Blanco Serie es igual a esa misma integración, pero en este caso de un «evento» de Ruido Blanco Serie, el valor es igual a:

$$\langle N_{\Delta}^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \int_0^{\infty} R'^2(t) dt \quad (2.6)$$

El *Ruido 1/f Serie y Paralelo*, que sí se considera en el dominio de la frecuencia, no se tiene en cuenta en el trabajo de Goulding, aunque en este trabajo de investigación será considerado en el dominio del tiempo más adelante en la sección 2.1.3.

Una vez determinados los índices de ruido de una determinada conformación, la elección óptima del tipo de conformación (CR, triangular, etc.) y de τ_s , depende del número de «eventos» que produzcan Ruido Blanco Serie y Ruido Blanco Paralelo: las densidades espectrales de ruido v_n y i_n respectivamente. Estos eventos dependen principalmente de las características físicas del circuito de entrada y sus componentes. Para una descripción completa de estas características, consúltese [Nich73, Rade88, Bert93].

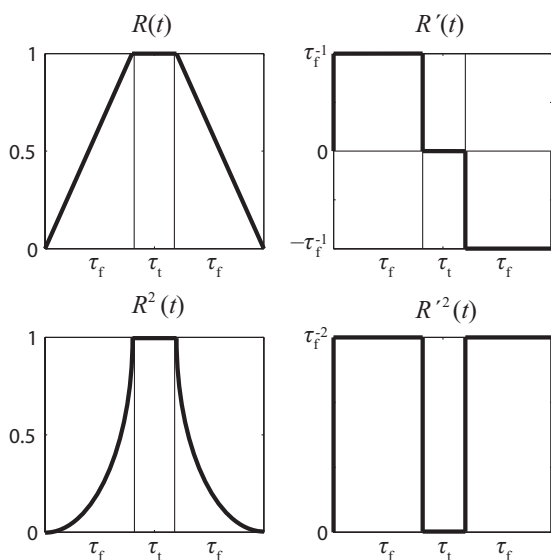


FIGURA 2.1. Función $R(t)$ asociada a un conformador trapezoidal analógico.

En la figura 2.1 se muestra un sencillo ejemplo del cálculo de $\langle N_{\Delta}^2 \rangle$ y $\langle N_S^2 \rangle$. En la figura se representan $R(t)$, $R'(t)$ y sus respectivos cuadrados para un conformador digital trapezoidal de amplitud $S = 1$ de un tiempo de flanco τ_f y un tiempo de cima τ_t . De acuerdo con (2.4) y (2.6), el valor de ambos índices de ruido son:

$$\langle N_S^2 \rangle = 2 \int_0^{\tau_f} \left(\frac{t}{\tau_f} \right)^2 dt + \int_0^{\tau_t} 1^2 dt = \tau_t + \frac{2}{3} \tau_f$$

$$\langle N_\Delta^2 \rangle = 2 \int_0^{\tau_f} \left(\frac{1}{\tau_f} \right)^2 dt + \int_0^{\tau_t} \left(\frac{1}{\tau_t} \right)^2 dt = \frac{2}{\tau_f}$$

Como ya se adelantó en la sección 1.8, y como puede comprobar de estas dos ecuaciones, dado que $\tau_s = 2\tau_f + \tau_t$, el Ruido Blanco Paralelo es directamente proporcional a τ_s mientras que el Ruido Blanco Serie es inversamente proporcional a ese tiempo. Entonces, dados dos valores de i_n y v_n y un tipo de conformación, existe un τ_s óptimo que llamaremos *tiempo de córner* ó τ_c y que coincide con el punto en el que se cruzan las líneas de las magnitudes de ambos tipos de ruido. Este parámetro ya se definió en el capítulo anterior donde, en la figura 1.22, se muestran gráficamente estas líneas para el Ruido Blanco Serie y Paralelo junto con las del Ruido $1/f$ Serie y Paralelo para obtener τ_c .

Conformadores analógicos variantes en el tiempo

El análisis del ruido en el dominio del tiempo expuesto hasta ahora se ha realizado para sistemas invariantes en el tiempo (conformadores que no tienen memoria). Si la etapa de conformación, o por extensión de análisis del pulso, recordara de alguna manera lo que le ha llegado anteriormente, el análisis del ruido expuesto en [Goul72] es diferente. Por tanto es necesario modificarlo como se muestra a continuación.

Una manera sencilla y bastante común de añadir memoria al conformador para que «recuerde» la señal, es realizando la integración de la misma. Este método también ha sido considerado por Goulding en lo que denominó *sistemas variantes en el tiempo*.

La función residual $R(t)$ de una determinada conformación depende de si el sistema es invariante o variante en el tiempo. En los primeros, $R(t)$ es igual a la función de ponderación $w(t)$ (de acuerdo a la sección 1.6, $w(t)$ es igual a la respuesta del sistema a una entrada escalón $u(t)$ dividida entre la amplitud máxima de dicha respuesta). Sin embargo, en los sistemas variantes en el tiempo, una vez conformada la señal se realiza la integración de la siguiente manera:

$$R(t) = w(t) * \Pi_{T_I}(t) = \int_{t-T_I}^t w(t) dt \quad (2.7)$$

donde T_I es el tiempo de integración de la señal y $\Pi_{T_I}(t)$ se define como:

$$\Pi_{T_I}(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ 1 & \text{si } T_I \leq t \leq 0 \\ 0 & \text{si } t > T_I \end{cases} \quad (2.8)$$

Por lo demás, los cálculos para obtener el Ruido Blanco Serie y Paralelo son idénticos a los especificados por las ecuaciones (2.4) y (2.6) para sistemas variantes en el tiempo.

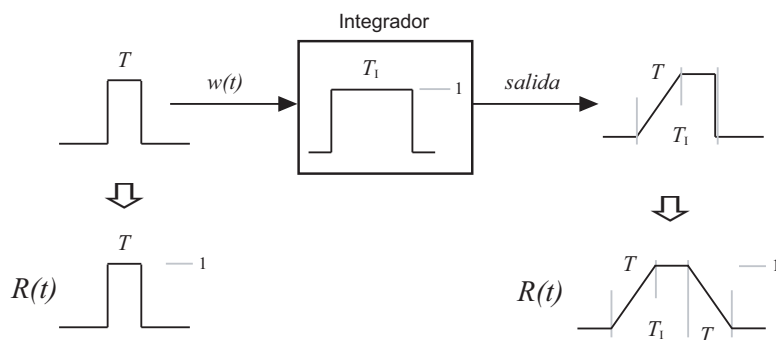


FIGURA 2.2. Efecto de integrar un pulso y su correspondiente $R(t)$.

La práctica de integrar la señal conformada suele acarrear un descenso del Ruido Blanco Serie a costa de un incremento del Ruido Blanco Paralelo. Esto se puede observar en la tabla 2.1, donde se hace una recopilación de los índices de Ruido Blanco Serie y Blanco Paralelo de las conformaciones analógicas más comunes. También se muestra el factor de mérito $\sqrt{\langle N_S^2 \rangle \langle N_\Delta^2 \rangle}$ de cada conformación. Esta tabla recopila algunos de los índices de ruido expuestos en [Goul72, Goul82, Fair90].

Utilizando las ecuaciones (2.4) y (2.6) se demuestra fácilmente que para el Ruido Blanco Serie, la conformación óptima proporciona una salida triangular, mientras que para el Ruido Blanco Paralelo la conformación óptima proporciona un impulso $\delta(t)$. La conformación que mejor filtra ambos tipos de ruido, cuando sus densidades espectrales son iguales, es la conformación en cúspide [Goul82, Fair90].

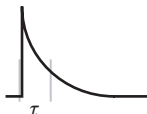
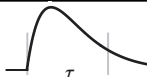
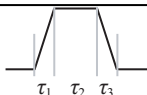
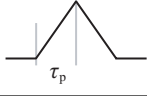
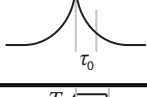
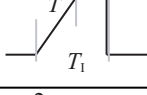
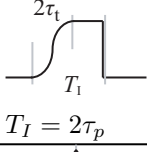
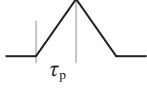
Por último, destacar que esta parte de integración, en el caso de que se deseara realizar, puede considerarse que se hace en la etapa de conformación (2 ó 5 de la figura 1.8) o en la etapa de análisis de señal (6 de esa misma figura). En este trabajo de investigación se considera que se realiza en esta última etapa.

2.1.3. Análisis del ruido $1/f$ en el dominio del tiempo

Anteriormente al trabajo de Pullia [Pull98], el Ruido Blanco Serie y Paralelo podía analizarse en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo, siendo elegido este último debido a que era más sencillo e intuitivo. Sin embargo, el análisis del Ruido $1/f$ Serie y $1/f$ Paralelo continuaba limitado al dominio de la frecuencia.

En el trabajo de Radeka [Rade68] realizado en el dominio de la frecuencia se demuestra que el Ruido $1/f$ Serie es independiente de τ_s .

TABLA 2.1. Resumen de índices de ruido de conformaciones analógicas más comunes.

Conformación	Parámetros	$\langle N_S^2 \rangle$	$\langle N_\Delta^2 \rangle$	$\sqrt{\langle N_S^2 \rangle \langle N_\Delta^2 \rangle}$	
Sistemas invariantes en el tiempo	CR		1.00τ	$\frac{1}{\tau_p} + \frac{0.50}{\tau}$	—
		$\tau = R \cdot C, \tau_p \equiv$ tiempo de pico			
	CR-RC		1.87τ	$\frac{1.87}{\tau}$	1.87
		$\tau = R \cdot C$			
	CR-(RC) ²	$\tau = R \cdot C$	1.28τ	$1.71/\tau$	1.48
	CR-(RC) ³	$\tau = R \cdot C$	1.03τ	$1.87/\tau$	1.39
	CR-(RC) ⁴	$\tau = R \cdot C$	0.89τ	$2.04/\tau$	1.34
	CR-(RC) ⁵	$\tau = R \cdot C$	0.80τ	$2.22/\tau$	1.33
	CR-(RC) ⁶	$\tau = R \cdot C$	0.73τ	$2.38/\tau$	1.31
	CR-(RC) ⁷	$\tau = R \cdot C$	0.67τ	$2.54/\tau$	1.30
Trapezoidal		$\frac{\tau_1 + \tau_3}{3} + \tau_2$	$\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_3}$	—	
Triangular		$\frac{2\tau_p}{3}$	$\frac{2}{\tau_p}$	1.15	
Cúspide		τ_0	$\frac{1}{\tau_0}$	1	
Sistemas variantes en el tiempo	Pulso rectangular integrado		$T_I - \frac{\tau}{3}$	$\frac{2}{\tau}$	—
	Triángulo integrado		$1.08\tau_p$	$\frac{1.48}{\tau_p}$	1.26
		$T_I = 2\tau_p$			
	Triángulo producido por integración		τ_p	$\frac{6}{\tau_p}$	2.44
		$T_I = 2\tau_p$			
CR-RC integrado	$T_I = 2.50\tau_p$	$0.89\tau_p$	$1.87/\tau_p$	1.29	
CR-(RC) ⁷ integrado	$T_I = 2.50\tau_p$	$2.07\tau_p$	$1.47/\tau_p$	1.74	

De acuerdo a la ecuación (2.4), la integral de $R(t)$ es proporcional al Ruido Blanco Paralelo y según (2.6) la integral de $R'(t)$ es proporcional al Ruido Blanco Serie. Observando la figura 1.20 se concluye que el Ruido $1/f$ Serie ha de ser proporcional a la integral de una función comprendida entre $R(t)$ y $R'(t)$.

Pullia se sirvió de la derivada $-\frac{1}{2}$ postulada en el Cálculo Fraccional [Oldh74], para calcular el valor del Ruido $1/f$ Serie a partir de $R(t)$ (ver apéndice A para una descripción completa de los cálculos):

$$R^{(1/2)}(t) = R'(t) * g(t) \quad (2.9)$$

donde

$$g(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{\pi t} & \text{si } t > 0 \\ 0 & \text{si } t \leq 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

La integral de $R^{(1/2)}(t)$ a lo largo de τ_s será el índice de Ruido $1/f$ Serie $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$. El único inconveniente de esta ecuación es que a medida que $t \rightarrow 0$, la función $g(t) \rightarrow \infty$, razón por la cual el resultado de $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ podrá ser también ∞ dependiendo de la función $R'(t)$. Es necesario entonces aplicar unas condiciones de contorno para que $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ no tenga valores próximos a ∞ y que a su vez, este índice sea independiente de τ_s .

2.1.4. Trabajo de Beringer

El trabajo de Beringer [Beri12, p. 358] supone una generalización de todo lo expuesto hasta ahora en este capítulo. Según este autor, si se consideran los ruidos Blanco Serie, Blanco Paralelo y $1/f$ Serie, el parámetro ENC es igual a:

$$\text{ENC}^2 = \frac{1}{2} i_n^2 \langle N_S^2 \rangle + \frac{1}{2} v_n^2 C_i^2 \langle N_\Delta^2 \rangle + \frac{1}{2} \left(\frac{v_{fn}}{|f|} \right)^2 C_i^2 \langle N_{F\Delta}^2 \rangle \quad (2.11)$$

donde v_n , i_n y $\frac{v_{fn}}{|f|}$ son las densidades espectrales del Ruido Blanco Serie, Blanco Paralelo y $1/f$ Serie. C_i es la suma de todas las capacidades a la entrada.

Nótese que esta ecuación es similar a (2.3) obtenida mediante un estudio de la ENC en el dominio de la frecuencia.

El Ruido $1/f$ Paralelo se consideró despreciable con respecto a los otros tipos de ruido considerados de acuerdo con los espectros de ruido de los detectores actuales. Sin embargo, como ya se discutió en la sección 1.8, los diferentes tipos de ruido pueden ser sumados cuadráticamente [Nich73] cuando no guardan correlación entre sí, por lo que podría añadirse un cuarto término que incorporara este tipo de ruido, quedando la ecuación 2.11 de la siguiente manera:

$$\text{ENC}^2 = \frac{1}{2} i_n^2 \langle N_S^2 \rangle + \frac{1}{2} v_n^2 C_i^2 \langle N_\Delta^2 \rangle + \frac{1}{2} \left(\frac{v_{fn}}{|f|} \right)^2 C_i^2 \langle N_{F\Delta}^2 \rangle + \frac{1}{2} \left(\frac{i_{fn}}{|f|} \right)^2 \langle N_{FS}^2 \rangle \quad (2.12)$$

donde $\frac{i_{fn}}{|f|}$ es la densidad espectral de Ruido $1/f$ Paralelo.

Esta última formula será la base para analizar analíticamente los efectos de las densidades espectrales de ruido y de la conformación durante todo este trabajo de investigación.

2.1.5. Conclusiones

A lo largo de esta sección se han mostrado las fórmulas más relevantes para cuantificar el ruido tanto en el dominio de la frecuencia como en el del tiempo. Sin embargo, en ninguno de los trabajos se ha tenido en cuenta el efecto de la digitalización en la forma de la señal conformada y su correspondiente impacto en la resolución. En este trabajo de investigación se aborda este tema redefiniendo las funciones residuales de cada tipo de ruido para conformación residual y su correspondiente impacto total en el sistema de espectroscopía.

2.2. Conformación óptima

La *conformación óptima* es aquella que minimiza el efecto del ruido, lo que hace máxima la resolución total del sistema.

Una vez se ha cuantificado la eficacia con la que un determinado conformador filtra cada tipo de ruido, el siguiente paso es encontrar un conformador óptimo para un sistema de espectroscopía.

Para determinar este conformador se ha de tener en cuenta tanto la señal proveniente del generador de señal como las densidades espectrales de cada tipo de ruido. A continuación se describen algunos algoritmos para calcular la conformación óptima.

2.2.1. Trabajo de Nicholson

De acuerdo a lo explicado en el capítulo anterior, cuando una partícula/onda incide en un detector de radiación, a la salida del preamplificador se obtiene una señal con tiempo de decaimiento muy largo y que es considerada muchas veces como una señal escalón $u(t)$.

Si el parámetro con el que se desea realizar el espectrograma es la altura de la señal, está demostrado matemáticamente [Bald56, Bert66] que el conformador óptimo para cualquier señal proveniente de un detector de radiación cuando el ruido es exclusivamente Ruido Blanco Serie,

tiene como respuesta a un impulso la misma señal espejo en el tiempo. Un ejemplo de la señal espejo de una señal filtrada a través de un conformador CR-RC se muestra en la figura 2.3.

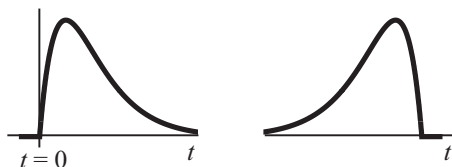


FIGURA 2.3. Respuesta al impulso de un conformador (derecha) para realizar la conformación óptima de una determinada señal de ejemplo (izquierda).

Para conseguir que el ruido de un sistema de espectroscopía sea exclusivamente Ruido Blanco Serie y poder utilizar el *filtro espejo* (conformador óptimo) con la máxima eficacia, de acuerdo con [Nich73], se ha de utilizar una cadena de detección como la mostrada en la figura 2.4. Como se puede ver en la figura, previamente al filtro espejo, se ha de utilizar un *Filtro blanqueador* [Nich73] que convierte el Ruido Blanco Paralelo en Ruido Blanco Serie. Ante una entrada escalón, el filtro blanqueador es un conformador CR con una constante de decaimiento $\tau = \tau_c$, donde τ_c es el tiempo de corner definido como:

$$\tau_c = \frac{i_n}{v_n} \quad (2.13)$$

donde i_n es la densidad espectral de Ruido Blanco Paralelo y v_n es la densidad espectral de Ruido Blanco Serie.

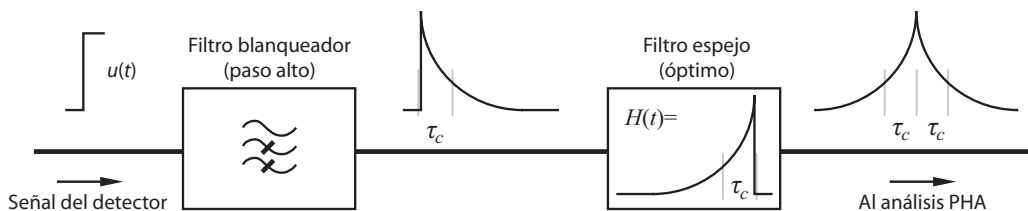


FIGURA 2.4. Cadena de detección teórica óptima.

De este trabajo se deduce que la conformación óptima para un sistema de espectroscopía en ausencia de Ruido $1/f$ Serie y $1/f$ Paralelo es una conformación en cúspide de duración proporcional a τ_c . Por esta razón el *factor de mérito* igual a $\sqrt{\langle N_S^2 \rangle \langle N_\Delta^2 \rangle}$ [Goul82] es el más bajo de todos los sistemas de conformación expuestos en la Tabla 2.1.

El cálculo de la conformación óptima explicado en este apartado está demostrado ser el óptimo [Nich73], además de ser sencillo de llevar a cabo (sobre todo digitalmente). Sin embargo tiene las siguientes desventajas:

1. Es necesario conocer a priori la densidad espectral del Ruido Blanco Serie y Ruido Blanco Paralelo para hallar τ_c .

2. Si τ_c es demasiado alta y la tasa de llegada de radiación también lo es, puede producirse el fenómeno de *pile-up*, degradando la resolución total del sistema. Por el contrario si τ_c es demasiado baja puede producirse una pérdida de resolución adicional debido al déficit balístico.
3. Los tipos de ruido $1/f$ Serie y $1/f$ Paralelo no son tenidos en cuenta en este análisis.
4. Para ser efectivas ante el Ruido Blanco Serie, determinadas salidas del filtro espejo, como la conformación en cúspide, han de tener una duración infinitamente pequeña del tiempo de pico.

2.2.2. Trabajo de Gatti

En el trabajo de Gatti [Gatt96] se expone un método matemático para calcular los índices de ruido utilizando los armónicos que proporciona una serie de Fourier truncada para representar el transitorio (ver figura 2.5). En este trabajo, minimizando la función de la ENC a partir de estos índices de ruido, se calcula cuáles son los conformadores óptimos simétricos para cada tipo de ruido.

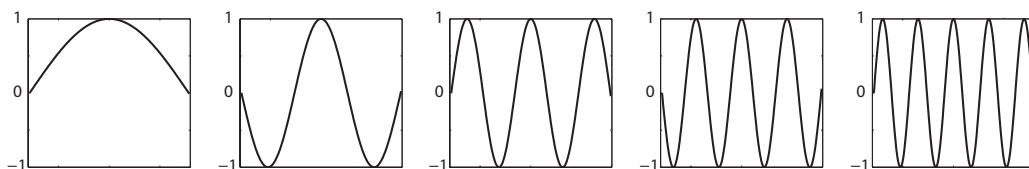


FIGURA 2.5. Primeros cinco armónicos utilizados por Gatti para generar conformadores óptimos.

Este algoritmo es capaz de tener en cuenta, no sólo los cuatro tipos de ruido citados en la sección 1.8, sino otros tipos proporcionales a f , f^2 , etc. Sin embargo, en los sistemas de espectroscopía actuales estos ruidos son despreciables en comparación con los cuatro principales.

En [Gatt96] se demuestra que este algoritmo es óptimo y en su aplicación pueden añadirse restricciones tales como el tiempo de conformación, tiempo de meseta y que su área total sea igual a cero (para evitar el déficit balístico). Sin embargo requiere un complejo cálculo matemático para ponerlo en práctica y requiere conocer a priori las densidades espectrales de cada tipo de ruido.

Por último, sobre el *análisis de la duración del pulso* sin tener en cuenta el resto de la señal también se han publicado numerosos artículos. Uno de los más relevantes [Gatt01] pone de manifiesto que la conformación óptima para filtrar un pulso antes de medir su duración es *la derivada* de la conformación óptima para filtrar un pulso antes de aplicarle un análisis PHA. Por tanto el análisis de ruido para análisis PHA que se realiza a lo largo de este trabajo de investigación también puede ser adaptado fácilmente cuando se trate de medir la duración de los pulsos.

2.2.3. Conclusiones

A lo largo de esta sección se han mostrado algunos de los algoritmos más representativos de búsqueda de conformación óptima. Sin embargo necesitan conocer previamente las densidades espectrales del ruido del sistema y suelen requerir complejos cálculos matemáticos, lo que dificulta su implementación en hardware.

Los trabajos posteriores, así como el algoritmo propuesto en este trabajo de investigación, están destinados a eliminar estas desventajas.

2.3. Muestreo y cuantización

La incorporación de un ADC a la cadena de detección (etapa ④ de la figura 1.8) produce dos nuevas fuentes de ruido adicionales además de los tipos de ruido vistos hasta ahora: el *ruido de muestreo* y el *ruido de cuantización*. Estos dos tipos de ruido son intrínsecos a la digitalización de cualquier señal.

A continuación se revisarán los principales trabajos relacionados con el análisis de la influencia de estos tipos de ruido en los sistemas de espectroscopía.

2.3.1. Ruido de muestreo

El ruido de muestreo se define como la pérdida de información que se introduce en un sistema debido a que una señal ha sido muestreada a una determinada frecuencia. Esta pérdida de información puede modelarse como un incremento del ruido aunque en realidad no sea ruido lo que se introduce al sistema. Intuitivamente, cuando más baja sea la frecuencia de muestreo, más información se perderá y por tanto más ruido contendrá la señal.

Trabajo de Bardelli

Este trabajo [Bard06] define el concepto de número efectivo de bits de un ADC ó *Effective Number Of Bits* (ENOB) como el número de bits que no fluctúan como causa del ruido debido a la propia electrónica. En un entorno sin ruido, ENOB sería igual a la resolución de un ADC. Sin embargo, un valor típico para muchos ADCs con una resolución de 12 a 16 bits son 1 ó 2 bits menos que su resolución en bits, dependiendo lógicamente de la cantidad de ruido que soporte dicho ADC.

A partir del ENOB, se define el parámetro *Peak-Sensing-Equivalent Number of Bits* (PSE-NOB) como el número de bits que no fluctúan como causa del ruido debido a la propia electrónica y al ruido del detector:

$$\text{PSENOB} = \text{ENOB} + \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{2f_s}{\langle N_{\Delta a}^2 \rangle} \right) - \frac{1}{2} \quad (2.14)$$

donde f_s es la frecuencia de muestreo y $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$ es el índice de Ruido Blanco Serie del conformador analógico.

Utilizando el PSENOB se obtiene la razón entre la varianza teórica de la cadena de detección cuando la f_s del ADC no afecta a la resolución, (σ_{th}^2) y la varianza experimental donde f_s sí le afecta (σ_{exp}^2).

$$\frac{\sigma_{exp}^2}{\sigma_{th}^2} = 1 + \frac{9}{12} \left(\frac{R}{3\sigma_{th}^2} \right)^2 \frac{1}{4^{\text{PSENOB}}} \quad (2.15)$$

donde R es el rango del ADC. Recordar que el FWHM [rel] = $2.35 \frac{\sigma_{th}^2}{R}$. La relación entre f_s y resolución coinciden con los resultados de Lakatos [Laka91], donde también se realizó una búsqueda de esta misma fórmula.

Además, este trabajo concluye que el efecto del *jitter* de los ADCs en la resolución es inapreciable para valores de hasta 1 ps, requisito que cumplen la mayoría de los ADCs que se comercializan actualmente, incluido el que es utilizado en la tarjeta de adquisición de datos de la instrumentación desarrollada para este trabajo de investigación y explicada en la sección 6.1.1.

El trabajo cuantifica mediante fórmulas sencillas el ruido de muestreo, sin embargo no tiene en consideración el tipo de análisis (PHA, duración de pulso, PSA) llevado a cabo ni el impacto de la etapa de conformación digital, como se observa en las fórmulas anteriores. De hecho, sólo considera el caso en el que una señal conformada analógicamente es digitalizada para a continuación extraer su valor máximo. En el caso de que se desee averiguar la energía de la señal integrándola en lugar de extraer su valor de pico, se ha de seguir el trabajo resumido a continuación.

Trabajo de Abbiati

El grupo de Abbiati [Abbi05] propone un método alternativo para el cálculo del Ruido de Muestreo cuando se realiza un análisis PHA del pulso a partir de su área. Este es el caso de los sistemas variantes en el tiempo explicados en la sección 2.1.2. En este caso, el error debido a T_s es diferente al mostrado en el trabajo anterior. De acuerdo con Abbiati, el área \mathcal{A} de la señal es dada por:

$$\mathcal{A} = \sum_{n=0}^{\infty} y(nT_s + \theta), \text{ donde } \theta = [0, T_s) \quad (2.16)$$

Por medio de un análisis matemático aplicado por Abbiati de la desviación típica σ de \mathcal{A} para los diferentes valores posibles de θ en función de $T_s = 1/f_s$, se obtiene la gráfica mostrada en la figura 2.6 para los tipos de conformación en la sección anterior (recuérdese que τ_s es el tiempo total de conformación). Como se puede apreciar en la gráfica, la adición de cada etapa RC, puede reducir la desviación típica σ y por tanto el nivel de ruido algo más de dos órdenes de magnitud, por lo que su inclusión en una cadena de detección digital es un factor a tener en cuenta.

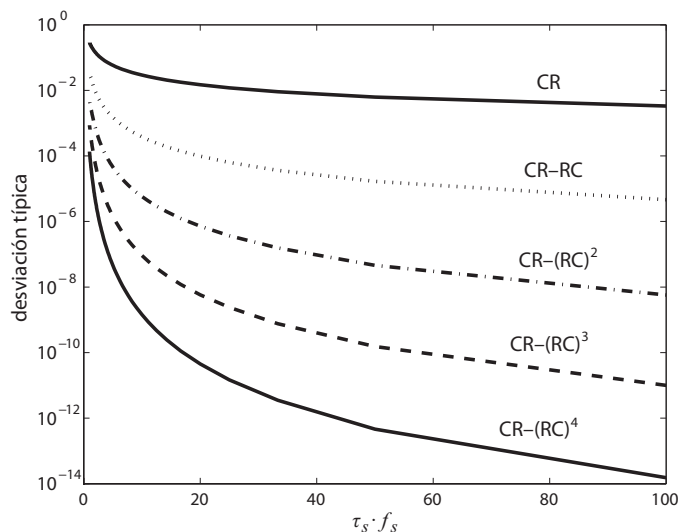


FIGURA 2.6. Desviación típica para la conformación CR y $CR-(RC)^n$. El eje de ordenadas es la desviación típica (σ) para una señal de amplitud igual a uno. El eje de abscisas es la multiplicación del tiempo de conformación τ_s y la frecuencia de muestreo $f_s = 1/T_s$.

Este trabajo teórico se revisa posteriormente por Deng [Deng07] de manera experimental para conformaciones $CR-(RC)^n$. En este último también se demuestra matemáticamente que añadiendo más etapas RC se puede reducir la frecuencia de muestreo del ADC.

2.3.2. Ruido de cuantificación

Para poder realizar un procesamiento digital de señal, la señal analógica ha de transformarse en digital utilizando un número de bits suficientemente grande para que la resolución se vea alterada lo menos posible por esta cuantización. Al igual que ocurre con otros sistemas en los que se digitaliza la señal y de acuerdo con [Beri12, p. 359], para el caso específico de los detectores de radiación el proceso de digitalización de señal introduce un ruido inherente. Esto es debido al rango de voltaje ΔV correspondiente al LSB (*Least Significant Bit*) que introduce unas fluctuaciones cuasi-aleatorias que generan una desviación típica σ_{nq} igual a:

$$\sigma_{nq} = \frac{\Delta V}{\sqrt{12}} \quad (2.17)$$

$$\Delta V = \frac{R}{2^W} \quad (2.18)$$

donde R es el rango dinámico del ADC y W la resolución en bits del ADC. Este ΔV es una fuente adicional de Ruido Blanco Serie que habrá de añadirse para calcular la resolución del sistema, como se verá en la sección 3.5.

También la relación S/N del ruido de cuantización (SQNR) para cualquier conversión analógico digital, ya sea de espectroscopía o no, puede ser descrita de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$\text{SQNR [dB]} = 6.02 \cdot W + 1.76 \quad (2.19)$$

La relación entre S/N (en valores absolutos) y la FWHM que relaciona las dos fórmulas anteriores se encuentra en (1.25). Estas dos formulas presentadas sólo sirven para valores relativamente altos de W ; en caso contrario, no se podría modelar el efecto de cuantización como ruido blanco que se extiende por todo el espectro de frecuencias, sino que debería ser modelado como distorsión. Esta distorsión afecta tanto a la calidad de las medidas como a la linealidad del sistema. Si se planteara esta situación, para evitar la distorsión, se debe añadir un ruido blanco inducido a la entrada del ADC (*dither*). En [Jord11] se demuestra que para que el ruido de *dither*, con desviación típica σ_d , sea efectivo se debe cumplir que $\sigma_d > 3 \cdot \Delta V$. Para una descripción más completa de la inclusión de ruido de *dither* en sistemas de espectroscopía, consúltese [Sams11].

2.3.3. Conclusiones

En esta sección se han mostrado algunos de los trabajos que evalúan el impacto del Ruido de Muestreo y Cuantificación en una cadena de detección digital. Mientras que el Ruido de Cuantificación suele ser despreciable, el Ruido de Muestreo suele tener un impacto notable en la resolución.

En este trabajo de investigación se cuantifica la cantidad de Ruido de Muestreo que se introduce por una conversión analógica-digital en forma de densidad espectral de ruido. También se establece una función residual equivalente a las mostradas en la sección 2.1.2 para evaluar la eficacia de mitigación por parte de la conformación de este tipo de ruido.

2.4. Conformación digital

2.4.1. Síntesis digital de conformadores: trabajos de Jordanov

Muchos de los trabajos publicados por Jordanov proponen nuevos métodos para la síntesis digital de conformaciones con el objetivo de obtener la señal deseada a la vez que se simplifica al máximo el diseño de los conformadores. A continuación se mencionan algunos de sus trabajos.

Conformador trapezoidal

Propuesto en [Jord94A, Knol00] como conformador de señal, tanto analógico como digital. El conformador trapezoidal transforma la señal de entrada exponencial decreciente (ver sección 1.6.1) en un trapezoide compuesto por tres fases: subida constante, valor constante y bajada constante, como se muestra en la figura 2.7:

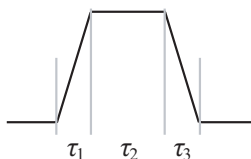


FIGURA 2.7. Conformación trapezoidal con un tiempo de subida τ_1 , un tiempo de cima τ_2 y un tiempo de bajada τ_3 .

El conformador digital propuesto en [Jord94A], mostrado en la figura 2.8, funciona tanto para conformaciones trapezoidales como triangulares y su tiempo de flanco de subida, meseta y flanco de bajada puede ser configurado.

La implementación propuesta está formada por dos etapas lineales:

1. **DS1 y DS2.** Se encarga de transformar la respuesta en escalón en una figura trapezoidal.
2. **HPD (High-Pass filter Deconvolver)** y el segundo acumulador. Transforma la señal exponencial decreciente en un escalón.

Para entender mejor el funcionamiento, las etapas pueden ser intercambiadas entre sí: la exponencial decreciente se transforma en señal escalón en la etapa HPD, y después este escalón se transforma en trapezoidal en las etapas DS1 y DS2.

La primera etapa H_1 tiene dos parámetros configurables: k y l . El valor k es el número de ciclos de subida del trapezoide y $l - k$ el número de ciclos que permanece el trapezoide en lo alto. Esta primera etapa corresponde a un sistema IIR con la siguiente función de transferencia:

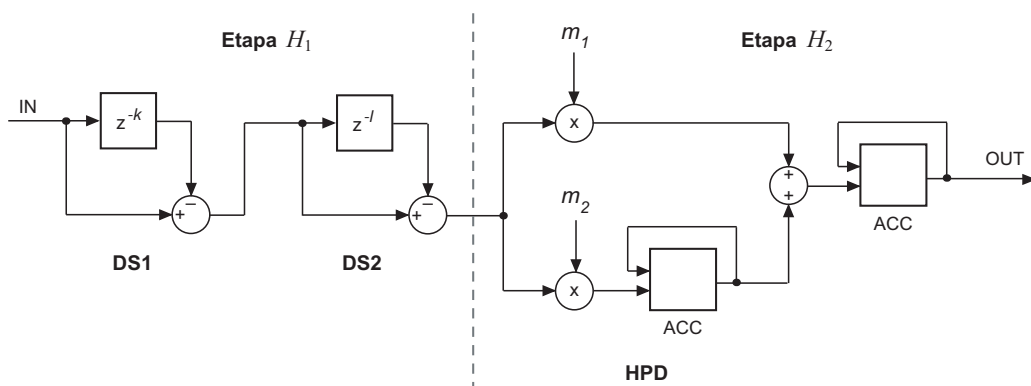


FIGURA 2.8. Diagrama de bloques del conformador trapezoidal/triangular.

$$H_1(z) = \frac{1}{k} \cdot \frac{z^{l+k} - z^l - z^k + 1}{z^{l+k} - z^{l+k-1}} \quad (2.20)$$

El factor de corrección $\frac{1}{k}$ se coloca para normalizar la salida para que una entrada escalón de altura igual a la unidad genere un trapezoide de esta misma altura. Si se desea implementar este conformador en tecnología digital, sería muy aconsejable que el valor de k sea potencia de dos para poder utilizar desplazamientos cuando se realizan multiplicaciones o divisiones y utilizar coma fija en vez de flotante.

La segunda etapa H_2 también es un filtro IIR con la siguiente función de transferencia:

$$H_2(z) = \frac{\left(\frac{T_s}{\tau_1} + 1\right) z - 1}{z - 1} \quad (2.21)$$

Un conformador trapezoidal tiene la ventaja de que el máximo permanece constante un tiempo. Por eso muestrear ese máximo correctamente es mucho más fácil que los métodos anteriores.

La implementación de este módulo plantea el problema de que los valores de los coeficientes del filtro están muy próximos a cero. Por ejemplo, según (2.21) para $\tau_1 = 10 \mu\text{s}$ y $T_s = 20 \text{ ns}$, resulta un cociente $\frac{T_s}{\tau_1}$ igual a 0.002. Esto implica que el filtro contiene ceros muy próximos a 0 y 1, con lo cual el circuito digital necesitará de una gran resolución en bits si se quiere conseguir con precisión estos valores. Al igual que con el factor $\frac{1}{k}$, es recomendable que estos valores sean potencia de 2 para implementar el circuito digital en coma fija en vez de coma flotante y utilizar registros de desplazamiento.

Conformador triangular

Este conformador, propuesto en [Jord12], tal y como su nombre indica, produce un pulso triangular dada una entrada determinada. Se trata de un tipo particular de conformación trapezoidal, y que se puede obtener con el circuito mostrado en la figura anterior, en el que el tiempo de mantenimiento de la cúspide es igual a cero igualando $l = k$. Sin embargo, en [Jord12] se muestran otros esquemas que implementan la misma conformación.

El conformador triangular es óptimo para el Ruido Blanco Serie (ver capítulo 3.5). Por esta razón puede ser una buena opción para instrumentos que sean sometidos a una alta tasa de actividad.

Conformador de cúspide

Es un caso particular del conformador estudiado en el apartado anterior. Teóricamente es el filtro óptimo en presencia de Ruido Blanco Serie y Ruido Blanco Paralelo, cuando sus densidades espectrales v_n e i_n son iguales [Nich73, p. 134]. En [Jord12] se implementó digitalmente este conformador mediante un sencillo filtro recursivo en una FPGA con resultados satisfactorios.

Además, existe una variante en la que la forma de este filtro sí tiene meseta como si de un conformador trapezoidal se tratara.

2.4.2. Conformación digital adaptativa

Un conformador adaptativo es un conformador digital en el que sus coeficientes se ajustan automáticamente de acuerdo a un algoritmo de optimización. En este capítulo se describe una técnica para realizar una síntesis automática de conformadores de alta resolución usando algoritmos adaptativos. El algoritmo propuesto funciona en tiempo real, requiriendo solamente hardware para su implementación y ejemplos para su entrenamiento.

La principal ventaja de esta técnica es poder transformar, en principio, cualquier señal de entrada en cualquier señal de salida con las características requeridas (incluyendo conformaciones típicas como trapezoidales, triangulares o en cúspide). Además, el sistema toma en consideración de manera implícita el ruido para ajustar los coeficientes del conformador ya que el ruido forma parte de la señal de entrada.

Trabajos de Gatti y Xiangyang

En [Gatt04] y [Xian06] se realiza un resumen y se compara el rendimiento de los principales algoritmos de conformación para sistemas de espectroscopía:

- *LMS (Least Mean Square)*. Este algoritmo busca los coeficientes del conformador para producir la mínima diferencia entre la señal deseada y la señal de salida.
- *DPLMS (Digital Penalized Least Mean Square)*. Es una mejora del algoritmo LMS.
- *Método de Wiener*. Minimiza el error igualando a cero cada derivada parcial del error.
- *DFT (Discrete Fourier Transform)*. Este algoritmo divide la señal deseada entre la señal de entrada. El resultado son los coeficientes del conformador.

A esta lista hay que añadir un quinto método propuesto por Xiangyang [Xian06]: *CDMF (Constrained Digital Matched Filter)*, que es una mejora del DPLMS, en el cual se permite añadir restricciones tales como el tiempo de meseta o que el área de la señal sea igual a cero.

Los algoritmos más sencillos de implementar son el DFT seguido del LMS. Por otra parte, los más complejos son el método de Wiener, DPLMS y CDMF debido a la complejidad de cálculo necesarias para ponerlos en práctica. Esta complejidad, además de su dificultad de implementación, también afecta al consumo cuando el conformador se implemente en hardware, puesto que el consumo es proporcional a la complejidad del hardware.

En [Gatt04] no se proporciona información sobre la implementación circuital de los métodos expuestos y tampoco en sus trabajos posteriores. De hecho, estos algoritmos sólo pueden ser utilizados mediante un cálculo previo en el que se requiere conocer previamente la señal de entrada para utilizarlos, por lo que los algoritmos no son aplicables directamente en entornos en tiempo real.

Trabajo de Abba

En conformación analógica y digital importa tanto el tipo de conformación aplicada como su duración. En [Abba12] se expone un algoritmo para ajustar automáticamente el tiempo de conformación τ_s de las señales, evitando los problemas que supone un tiempo largo de conformación (*pile-up*, Ruido Blanco Paralelo y $1/f$ Paralelo) y un tiempo corto (déficit balístico y Ruido Blanco Serie). Este algoritmo ha sido implementado en electrónica digital en el mismo trabajo.

Algunos algoritmos propuestos en este trabajo de investigación también ajustan automáticamente τ_s de acuerdo al tipo de ruido existente en la cadena de detección.

2.4.3. Conclusiones

En esta sección se han revisado las conformaciones digitales más comunes, y los circuitos digitales para llevarlas a cabo a partir de un pulso de entrada predefinido o adaptando los

coeficientes del conformador de manera adaptativa. Sin embargo, estos algoritmos son costosos de implementar en hardware debido a su complejidad matemática.

En este trabajo de investigación se propone un novedoso algoritmo de conformación adaptativa, probado en un entorno real, con la que obtener las conformaciones digitales más comunes.

2.5. Análisis del pulso

2.5.1. Análisis de la altura de pulso (PHA)

Como se ha expuesto en la introducción, el análisis y la clasificación de señales procedentes de sensores de radiación puede hacerse midiendo la amplitud del pulso (PHA) o analizando la forma de la señal (PSA).

Ya se adelantó en la sección 1.7.1 que los algoritmos PHA pueden ser directos (extrañendo directamente la amplitud del pulso), o indirectos (obteniendo un parámetro de la señal directamente proporcional a la amplitud, como por ejemplo, el área).

A pesar de la sencillez de este tipo de análisis hay que tener en cuenta que la elección de un algoritmo directo o indirecto en concreto puede alterar la función residual $R(t)$ expuesta en la sección 1.8 y en el capítulo 3. Un ejemplo claro son los algoritmos basados en el cálculo del área de la señal: el uso de un algoritmo que calcula el área de una señal conformada es equivalente a utilizar un conformador, que integra la señal (variante en el tiempo), y calcular la altura de la señal conformada. Por ello la función $R(t)$ de una conformación es diferente si obtenemos la altura o el área de la señal. Este fenómeno ya ha sido explicado en la sección 2.1.2.

En el trabajo de Jordanov [Jord02] se muestra un novedoso circuito para hallar la altura de la señal mediante un circuito digital implementable en dispositivos lógicos reconfigurables, como FPGAs. Este diseño incorpora un sistema de umbral de disparo (*threshold*) variable, para que pueda ser ajustado de acuerdo a las condiciones de ruido de la cadena de detección. A no ser que se diga explícitamente lo contrario, este analizador PHA es el que se ha utilizado por defecto en este trabajo de investigación para realizar las pruebas experimentales.

Como complemento al análisis PHA, otros autores [Abbi06] mejoraron el tratamiento del umbral de disparo haciéndolo variable y analizando la señal con un banco adicional de filtros con el objeto de evitar señales espúreas de manera más eficaz.

En este trabajo de investigación se han desarrollado en VHDL los métodos de análisis PHA revisados en esta sección. Este desarrollo permite que puedan ser introducidos en FPGAs en forma de módulos hardware intercambiables.

2.5.2. Análisis de duración y de la forma del pulso (PSA)

El análisis PSA, al igual que en los dos tipos de análisis anteriores, varía dependiendo del tipo de detector empleado y de las partículas detectadas, puesto que la forma de la señal que se va a analizar depende enteramente de las características físicas del detector y de la partícula incidente. Además, tomar muestras a diferentes intervalos para observar estas formas implica una alta frecuencia de muestreo si el pulso es de corta duración. El compromiso entre la frecuencia de muestreo e información recogida desde la señal se analiza en [Paus92, Paus93].

Como se ha explicado, si se muestrea la señal para ser luego procesada digitalmente, el ancho de banda de la frecuencia de muestreo puede afectar al análisis PSA. De este modo pueden necesitarse periodos de muestreo del orden de unos pocos ns para capturar los flancos de subida descritos en detectores semiconductores. En detectores líquidos (centelleadores) o basados en gas, el tiempo de subida es el orden de cientos de ns.

En estos últimos años, tanto el análisis de la duración del pulso como el análisis PSA se ha realizado con técnicas propias del reconocimiento de patrones. Así, extrayendo los datos más significativos de la señal (amplitud de la señal, tiempo de subida, duración, etc.), y mediante un entrenamiento previo, pueden ser reconocidas las características de cada partícula detectada.

El empleo de redes neuronales representa una técnica predominante de reconocimiento de patrones en espectroscopía de esta última década, en concreto el *Perceptrón Multicapa* [Duda00], tanto para núcleos pesados [Jime12] como para diferenciar neutrones de rayos γ [Liu09]. La utilización de estas redes neuronales implementadas en lógica digital reconfigurable, permite obtener resultados similares a los obtenidos mediante análisis PSA, explicado en la sección anterior.

2.5.3. Conclusiones

En esta sección se han revisado los métodos de análisis de los pulsos de un sistema de espectroscopía. En este trabajo de investigación, se mostrará la implementación hardware de los principales algoritmos de análisis PHA. Además se evaluará el impacto de la utilización de cada uno en la resolución total del sistema. El método de evaluación, basado en la modificación de la función residual, es fácilmente exportable a análisis basados en la duración del pulso y PSA.

2.6. Sistemas de adquisición y análisis de datos

En esta última década se han construido una gran variedad de sistemas de adquisición y análisis de datos con el objetivo de implementar cadenas de detección digitales, como la presentada en la sección 1.4. Su tipo de implementación dependerá de muchos factores: tipo de

detector acoplado, tipo de radiación detectada, medio en el que se va a utilizar (aceleradores de partículas, entornos militares, espaciales, etc.). Por esta razón ha sido muy difícil elaborar una lista exhaustiva de toda la instrumentación que se ha desarrollado recientemente. Así, en esta sección sólo se mostrarán tendencias generales en el diseño e implementación de estos sistemas, dejando a un lado los sistemas de análisis de datos concebidos para grandes instalaciones o de partículas muy exóticas.

El esquema general observado en la mayoría de los diseños actuales se muestra en la figura 2.9. La señal proveniente de la conformación analógica (etapa ③ de la figura 1.8(b)) se introduce a la tarjeta de adquisición de datos, donde se llevan a cabo las etapas de digitalización, conformación digital, análisis y el posterior procesado.

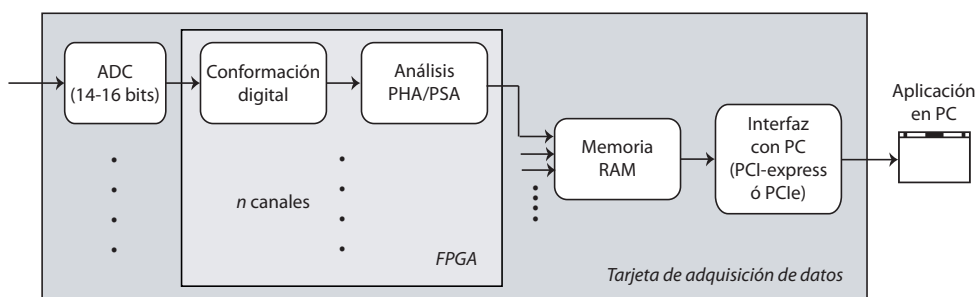


FIGURA 2.9. Esquema general de las tarjetas de adquisición de datos.

Es necesario resaltar que existe una tendencia a emplear dispositivos tipo FPGA, como es el caso del fabricante Xilinx [Fern10, Schi10], porque la conformación y posterior análisis de la señal se puede modificar rápidamente sin necesidad de rediseñar el circuito impreso ni sustituir sus componentes. También se han desarrollado librerías para la conformación y el análisis de señal que pueden ser intercambiadas atendiendo a las necesidades propias del instrumento [Fern11].

Los modelos de FPGA actuales, como Virtex-6 de Xilinx [Xilinx] o SmartFusion de Microsemi/Actel [Microsemi], incorporan ADCs con tasas de muestreo en torno a 1 MS/s. Sin embargo, y como se mostrará a lo largo de todo este trabajo de investigación, esta tasa de muestreo puede resultar insuficiente para digitalizar la señal de la mayoría de las aplicaciones. Por esa razón, todos los sistemas analizados incorporan ADC externos con frecuencias de muestreo que suelen estar situadas entre los 50 MS/s [Jime12], y 400 MS/s [Fern10]. Algunos sistemas incorporan velocidades superiores como los 8 GS/s [Liu09], pero quedan fuera de nuestro análisis por la baja resolución en bits que ofrecen. Estas resoluciones suelen oscilar entre los 14 [Fern10] y 16 bits [Kim09]. Debido a la naturaleza especialmente ruidosa de este tipo de instrumentación estas resoluciones son más que suficientes en la actualidad. Por último, resaltar que la mayoría de los sistemas incorporan no sólo un canal de digitalización, sino varios, con el objetivo de obtener datos de más de un detector de radiación y de manera simultánea [Schi10].

Para manejar el flujo de datos, las últimas tendencias consisten en utilizar un bus de comunicaciones PCIe¹ [Fern10] para enviar los datos obtenidos a un PC. Estos canales PCIe llegan a ser de hasta $\times 16$ [Neto08] líneas consiguiendo tasas de transferencias de decenas de Gb/s.

Para soportar este elevado flujo de información y también para guardar datos sin necesitar la conexión de un PC, los sistemas actuales incorporan memoria RAM. Estas memorias, por lo general fabricadas mediante tecnología DDR, tienen capacidades de almacenamiento de varios GB. Este es el caso de los 2 GB de DDR del instrumento especificado en [Fern10]. Algunos instrumentos, para evitar el desbordamiento de la memoria RAM, someten la información «en crudo», que llega desde el preamplificador o el conformador, a un procesamiento previo (PHA ó PSA) para extraer la información básica y reducir el volumen de datos almacenado.

2.6.1. Conclusiones

En este trabajo de investigación se ha diseñado y fabricado una tarjeta específica que intenta englobar las funcionalidades de los sistemas de análisis de datos mostrados en esta sección. El núcleo de este sistema es un dispositivo reconfigurable (FPGA) que permite el intercambio de los módulos hardware y software que van a ser detallados a lo largo de los siguientes capítulos. Esta tarjeta, inicialmente diseñada en pequeño tamaño para detectores semiconductores, ha sido adaptada y probada en el monitor de neutrones «CaLMa» situado en Guadalajara.

¹Existe confusión en muchos trabajos de investigación cuando se refieren al bus PCI-express como PCIe cuando ambos estándares no son iguales [PCEC11].

Capítulo 3

Resolución en cadenas de detección digitales

EN LA SECCIÓN 1.1 se ha explicado que cada tipo de radiación produce señales con características bastante definidas, por lo que si mediante un análisis PHA ó PSA se determinan estas características, será posible averiguar de manera indirecta el tipo de fuente de radiación.

Para que esas características de la señal sean más fácilmente analizables y para aumentar la relación S/N, las señales suelen ser sometidas previamente a una etapa de conformación. Debido que el ruido se genera principalmente en el detector de radiación, del tipo de conformación al que sea sometida la combinación señal/ruido dependerá principalmente la resolución del sistema.

En la sección 2.1.2 se ha explicado cómo analizar, en el dominio del tiempo, el efecto de utilizar una determinada conformación en una cadena de detección analógica (figura 1.8(a)). Sin embargo, debido a que en una cadena de detección digital (figura 1.8(b)) el número de etapas aumenta, el análisis de la resolución es algo más complejo puesto que se ha de tener en cuenta, además de las conformaciones analógica y digital, el efecto de la conversión analógico-digital.

En este capítulo se pretende evaluar el impacto en la resolución de una cadena de detección debido a la conformación y al incremento del número de etapas que conlleva la inclusión de dispositivos para el procesamiento digital. Al igual que en cadenas de detección analógicas, se van a considerar los tipos de ruido expuestos en la sección 1.8: Ruido Blanco Serie, Ruido Blanco Paralelo, Ruido $1/f$ Serie y Ruido $1/f$ Paralelo. La relación entre la resolución (medida en ENC), los índices de ruido y sus densidades espectrales se mostró en la ecuación (2.12), y que seguirá usándose a lo largo de este capítulo.

3.1. Índices de ruido blanco en conformación digital

Según la ecuación (2.12) que calcula la ENC, tanto la densidad espectral como los índices de cada uno de los cuatro tipos de ruido considerados afectan a la resolución de los sistemas de espectroscopía.

Uno de los propósitos de este capítulo es adaptar al dominio digital este análisis de la resolución realizado en el dominio analógico. Para obtener una fórmula similar a la del cálculo de la ENC (2.12), se deben calcular los respectivos índices de ruido, puesto que la densidad espectral de cada tipo de ruido no varía.

En el caso del índice de Ruido Blanco Paralelo digital $\langle N_S^2 \rangle$, la ecuación (2.4) puede ser discretizada sustituyendo la integral por un sumatorio y transformar el valor dt en T_s para obtener el siguiente resultado:

$$\langle N_S^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^{\infty} R^2[n] T_s \quad (3.1)$$

donde, al igual que en la conformación analógica expuesta en la sección 2.1.2, $R[n] = w[n]$ para sistemas invariantes en el tiempo. Recordar que $w[n]$ es la función de ponderación, en este caso digital, igual a la respuesta del sistema a una entrada escalón $u[t]$ dividida entre la amplitud máxima de dicha respuesta.

También se puede obtener un índice de Ruido Blanco Serie $\langle N_{\Delta}^2 \rangle$, si se aplican las mismas transformaciones que en la anterior ecuación y una suma de Riemman a la función $R'[n]$ aproximada por $\frac{R[n]-R[n-1]}{T_s}$. De esta manera, este índice de la ecuación (2.6), puede ser redefinido del siguiente modo en el dominio digital:

$$\langle N_{\Delta}^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{R[n] - R[n-1]}{T_s} \right)^2 T_s \quad (3.2)$$

dando lugar a:

$$\langle N_{\Delta}^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^{\infty} (R[n] - R[n-1])^2 \frac{1}{T_s} \quad (3.3)$$

Por tanto, la contribución a la ENC total de cada uno de estos dos tipos de ruido, de un modo equivalente al mostrado en (2.12), pero en conformación digital, es igual a:

$$ENC_S = \frac{1}{2} i_n^2 \langle N_S^2 \rangle \quad (3.4)$$

$$ENC_{\Delta} = \frac{1}{2} C_i^2 v_n^2 \langle N_{\Delta}^2 \rangle \quad (3.5)$$

Como puede observarse a partir de estas dos últimas ecuaciones, T_s no cambia sustancialmente la ENC debida al ruido. De hecho, puede comprobarse que si $T_s \rightarrow 0$, entonces las ecuaciones del Índice de Ruido Blanco Paralelo digital (3.1) y analógico (2.4) son equivalentes, al igual que los índices de Ruido Blanco Serie digital (3.3) y analógico (2.6). Este hecho permite aplicar las ecuaciones del dominio analógico si T_s es suficientemente bajo pudiendo utilizar también la ecuación (2.12) para el cálculo de la ENC. Esta propiedad también se cumple para el Ruido $1/f$ Serie y Paralelo como se verá en la sección 3.2.

3.1.1. Ejemplos de aplicación

A continuación se muestran dos casos para el cálculo de los índices de Ruido Blanco Serie y Blanco Paralelo en las que se utilizan tipos de conformaciones estándar, que sirven de ejemplo ilustrativo.

Conformador mediante filtro paso-alto

En este ejemplo se van a calcular los índices de Ruido Blanco Serie $\langle N_S^2 \rangle$ y Paralelo $\langle N_\Delta^2 \rangle$ del siguiente filtro paso-alto FIR que actuaría como conformador:

$$y[n] = x[n] - x[n - 1]$$

En la figura 3.1 se muestran los valores de $R[n]$ y $R'[n]$ y los de sus respectivos cuadrados para obtener de ellos los índices de Ruido Blanco Serie y Blanco Paralelo, en función de T_s :

$$\langle N_S^2 \rangle = 1^2 \cdot T_s = T_s$$

$$\langle N_\Delta^2 \rangle = \left[\left(\frac{1}{T_s} \right)^2 + \left(\frac{-1}{T_s} \right)^2 \right] T_s = \frac{2}{T_s}$$

Este conformador es importante porque tiene el mínimo teórico del índice de Ruido Blanco Paralelo $\langle N_\Delta^2 \rangle$, ya que su duración es de un único ciclo de reloj. Sin embargo, posee un alto valor de $\langle N_S^2 \rangle$, por lo que de acuerdo a (3.5), no mitiga lo suficiente el Ruido Blanco Serie comparándolo con otros conformadores, como el que se va a mostrar en el ejemplo siguiente.

A pesar de que el índice de Ruido Blanco Paralelo de este conformador es óptimo (mínimo), dado que el valor máximo de $R[n]$ es igual a uno sólo en un ciclo de reloj, si se desea rebajar los efectos del Ruido Blanco Serie, se requeriría otro tipo de conformador. En este caso, el conformador triangular, expuesto en la sección 2.4.1, puede ser una buena opción.

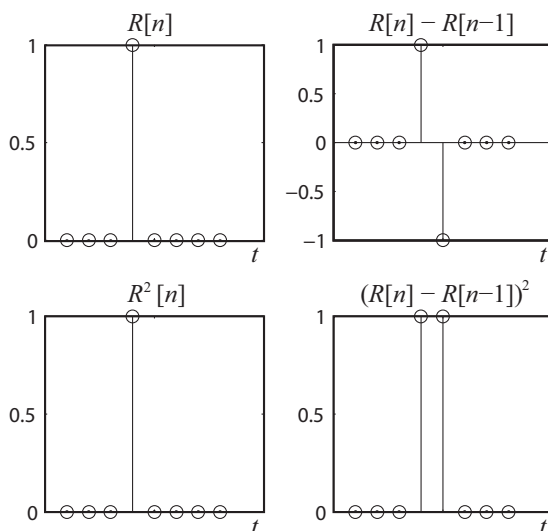


FIGURA 3.1. Valores de $R[n]$ y $R[n] - R[n-1]$ y los de sus respectivos cuadrados del filtro paso-alto digital.

Conformador mediante función triangular

Un filtro FIR que proporciona una conformación triangular de orden $N = 9$ para una entrada escalón se describe en la siguiente ecuación:

$$y[n] = 0.2 x[n] + 0.2 x[n-1] + 0.2 x[n-2] + 0.2 x[n-3] + 0.2 x[n-4] - 0.2 x[n-5] - 0.2 x[n-6] - 0.2 x[n-7] - 0.2 x[n-8] - 0.2$$

De igual manera que en el ejemplo anterior, los valores de $R[n]$ y $R[n] - R[n-1]$ para este conformador se obtienen analíticamente a partir de la expresión anterior. Los índices de ruido del conformador triangular propuesto son los siguientes:

$$\langle N_S^2 \rangle = \frac{1}{T_s^2} (0.2^2 + 0.4^2 + 0.6^2 + 0.8^2 + 1^2 + 0.8^2 + 0.6^2 + 0.4^2 + 0.2^2) \cdot T_s = 5.4 \cdot T_s$$

$$\langle N_\Delta^2 \rangle = 5 \left(\frac{0.2}{T_s} \right)^2 + 5 \left(\frac{-0.2}{T_s} \right)^2 = \frac{0.4}{T_s}$$

Como se observa en la figura 3.2, si comparamos los valores de las funciones residuales, $\langle N_\Delta^2 \rangle$ decrece mientras $\langle N_S^2 \rangle$ aumenta con respecto al filtro paso alto. Por tanto cuando el detector tiene un v_n alto, puede ser una buena opción el uso de un conformador triangular.

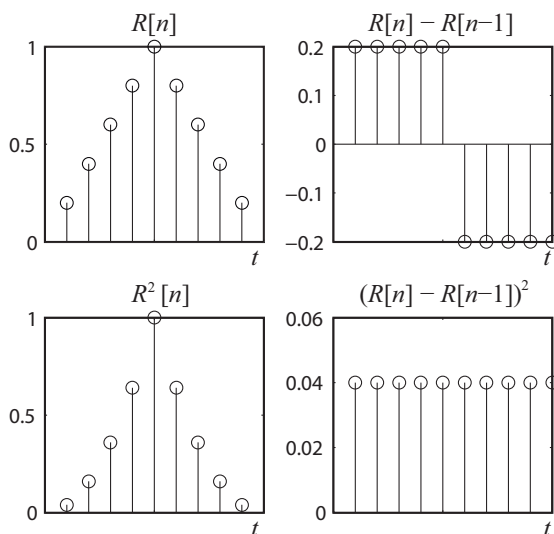


FIGURA 3.2. Valores de $R[n]$ y $R[n] - R[n - 1]$ y de sus respectivos cuadrados del conformador triangular.

3.1.2. Efecto del periodo de muestreo en los índices de ruido

Como se ha podido observar en los ejemplos anteriores, el valor de $R[n]$ y de $R^2[n]$ para cada tipo de conformación depende tanto de T_s como de τ_s . Esto se debe a la modificación de la forma de la señal al ser digitalizada.

En la figura 3.3 se observa gráficamente el efecto de incrementar N en la función $R[n]$ de un conformador en cuspide, que confirma que N tiene su correspondiente impacto sobre todos los índices de ruido y por tanto en la ENC.

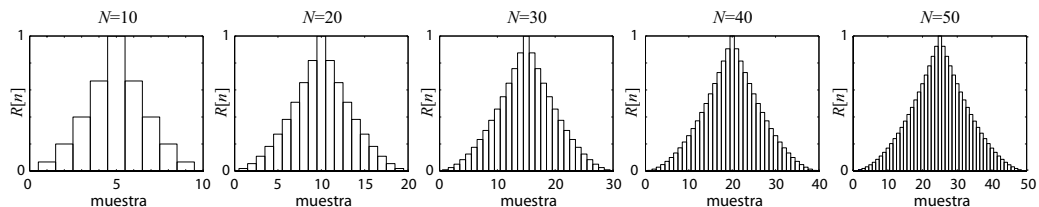
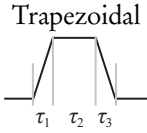
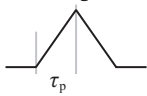
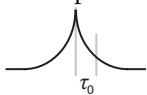


FIGURA 3.3. Función residual $R[n]$ de la conformación en cuspide para diferentes valores de N .

En la tabla 3.1 se muestra el valor del índice de Ruido Blanco Serie y Blanco Paralelo, analógico y digital, para algunas de las conformaciones más comunes. Los índices analógicos se han obtenido de la tabla 2.1, mientras que los digitales se han calculado mediante las ecuaciones (3.1) y (3.3). En la tabla 3.1 se observa que el valor de $\langle N_{\Delta}^2 \rangle$, que predomina en muchos sistemas

de espectroscopía, es independindiente de T_s para la conformación triangular y trapezoidal. También lo es para la conformación en cúspide si se asume que $\tau_s \gg T_s$.

TABLA 3.1. Índices de ruido para algunas de las conformaciones digitales más comunes.

Conformación	Análogica		Digital	
	$\langle N_S^2 \rangle$	$\langle N_\Delta^2 \rangle$	$\langle N_S^2 \rangle$	$\langle N_\Delta^2 \rangle$
Trapezoidal 	$\frac{\tau_1 + \tau_3}{3} + \tau_2$	$\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_3}$	$\frac{(\tau_1 + T_s)(2\tau_1 + T_s)}{6\tau_1} + \tau_2 + \frac{(\tau_3 + T_s)(2\tau_3 + T_s)}{6\tau_3}$	$\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_3}$
Triangular 	$\frac{2\tau_p}{3}$	$\frac{2}{\tau_p}$	$\frac{(\tau_p + T_s)(2\tau_p + T_s)}{3\tau_p}$	$\frac{2}{\tau_p}$
Cúspide 	τ_0	$\frac{1}{\tau_0}$	$\tau_0 + 2T_s$	$\frac{2(\tau_0 - T_s)}{\tau_0^2(T_s + 2)}$

En cuanto al valor de $\langle N_S^2 \rangle$, en la figura 3.4 se pueden observar el ratio del índice de ruido digital/índice de ruido analógico de las conformaciones expuestas en la tabla 3.1. Como ya se expuso en la sección 3.1, a medida que $T_s = f_s^{-1} \rightarrow 0$, los valores de los índices en el dominio digital se aproximan al analógico. A la vista de los resultados, la conformación triangular es más dependiente de f_s que otras dos que se muestran como ejemplo: en el caso de la conformación trapezoidal, apenas varia un 6 % cuando f_s se decrementa en dos órdenes de magnitud.

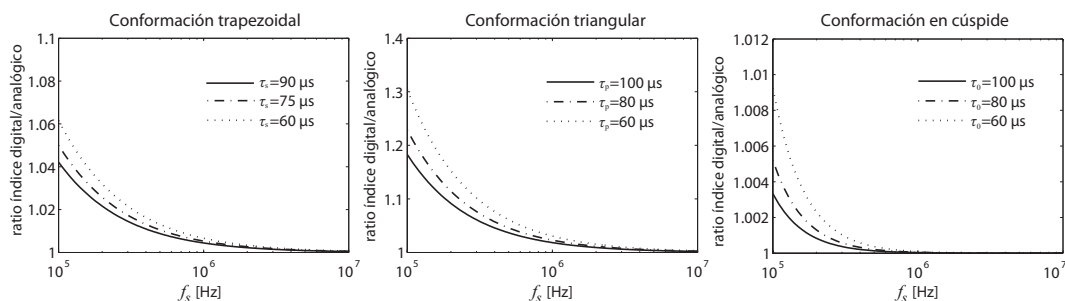


FIGURA 3.4. Frecuencia de muestreo ($f_s = 1/T_s$) vs. ratio índice de ruido digital/índice de ruido analógico para conformación trapezoidal, triangular y en cúspide. En el caso de la conformación trapezoidal $\tau_s = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3$.

El cálculo de la razón índice de ruido digital/índice de ruido analógico sirve para calcular el incremento de los índices de ruido al sustituir la conformación analógica por una digital. Este

ruido lógicamente es acumulativo con el Ruido de Muestreo y de Cuantificación mencionado en el anterior capítulo y explicado en detalle en la sección 3.4.

3.1.3. Sobremuestreo digital

Como se ha mencionado a lo largo de todo este capítulo y de acuerdo a la ecuación (1.20), que se reproduce a continuación, cuando los conformadores son invariantes en el tiempo, el orden del conformador N se obtiene a partir del tiempo de conformación a su salida τ_s y el periodo de muestreo T_s :

$$N = \frac{\tau_s}{T_s}$$

Sin embargo, en algunos casos puede ser deseable el uso de un conformador digital de un orden N más alto sin aumentar la frecuencia de muestreo del ADC (recordar que $f_s = T_s^{-1}$), con el objetivo de que las funciones residuales analógicas y digitales $R(t)$ y $R[n]$ se parezcan más entre sí. Esto puede resultar útil para obtener señales a la salida del conformador más parecidas a su equivalente analógico y para utilizar los análisis de resolución del dominio analógico en el digital. Este incremento de N puede conseguirse sobremuestreando la señal de entrada en la etapa siguiente a la de la conversión analógico-digital.

En la figura 3.5 se muestra a modo de ejemplo un circuito de sobremuestreo. En la cadena de detección representada en la figura 3.5(a) se precisa utilizar un conformador de un orden más alto con el objetivo de obtener un triángulo más definido. Para ello se coloca un sobremuestreador que genere más muestras a partir de las anteriores, según se indica en la figura 3.5. Este cambio permite disponer de una entrada con un T_s del ADC menor y a la vez obtener un triángulo más definido.

Así, el orden del filtro N cuando existe sobremuestreo se puede reescribir de la siguiente manera:

$$N = \frac{\tau_s}{T_{sd}} \quad (3.6)$$

donde T_{sd} es el periodo del reloj con el que funciona el conformador digital. Es importante tener en cuenta que el tiempo de conformación es independiente de los periodos de muestreo. La interpolación de las muestras generadas se puede realizar de muchas maneras, pero el Ruido de Muestreo no variará, puesto que es intrínseco al proceso de muestreo del ADC.

A lo largo de este trabajo de investigación, a no ser que mencione explícitamente, no se aplicará sobremuestreo digital.

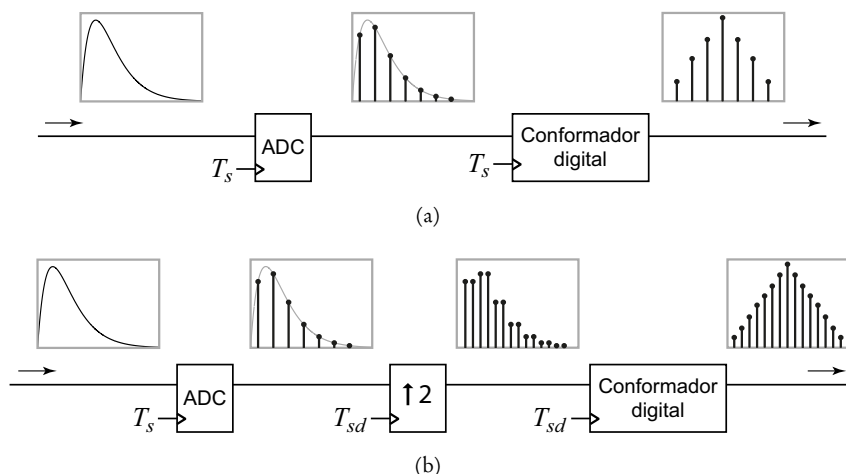


FIGURA 3.5. (a) Etapa de ADC y de conformación digital de una cadena de detección. (b) Uso del sobremuestreo digital en un factor 2, siendo así $T_s = 2 \cdot T_{sd}$, con el objetivo de duplicar N .

3.2. Índices de Ruido $1/f$ en conformación digital

En esta sección se calcularán los índices de Ruido $1/f$ Serie y Paralelo para obtener unas fórmulas similares a las de la sección anterior para Ruido Blanco Serie y Paralelo. Estos valores también podrán ser utilizados para el cálculo de la ENC total de la cadena de detección.

En la sección 1.8, se explica que, para cadenas de detección analógicas, el tiempo de conformación τ_s es directamente proporcional al Ruido Blanco Paralelo e inversamente proporcional al Ruido Blanco Serie. Según las ecuaciones (3.1) y (3.3), esta afirmación también es aplicable a cadenas de detección que utilizan procesamiento digital.

En [Gatt96] se demuestra que en una cadena de detección analógica, el Ruido $1/f$ Serie no depende de τ_s mientras que el Ruido $1/f$ Paralelo es directamente proporcional a τ_s^2 . Además, en [Pull98] se explica que, si el Ruido Blanco Paralelo se calcula a partir de $R(t)$ y el Ruido Blanco Serie a partir de $R'(t)$, entonces el Ruido $1/f$ Serie se calculará a partir de $R^{(1/2)}(t)$, donde $R^{(1/2)}(t)$ es la derivada $-\frac{1}{2}$ de $R(t)$. Siguiendo esta línea de razonamiento, $R^{(-1/2)}(t)$ (la derivada $-\frac{1}{2}$ ó integral $-\frac{1}{2}$), se utilizará para calcular el Índice de Ruido $1/f$ Paralelo cuyo valor es proporcional a τ_s^2 . En el apéndice A se expone detalladamente el procedimiento para llevar a cabo derivadas fraccionales de funciones.

Para cumplir con estas condiciones, los índices de Ruido $1/f$ Serie $\langle N_{FD}^2 \rangle$ y Paralelo $\langle N_{FS}^2 \rangle$ en el dominio analógico (expuestos en la sección 2.1.3) pueden ser trasladados, también al dominio digital para obtener:

$$\langle N_{F\Delta}^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\pi n T_s}} * (R[n] - R[n-1]) T_s \right)^2 T_s \quad (3.7)$$

donde $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ no tiene unidades.

$$\langle N_{FS}^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\pi n T_s}} * R[n] T_s \right)^2 T_s \quad (3.8)$$

donde $\langle N_{FS}^2 \rangle$ tiene unidades de s^2 .

Para comprobar que la ecuación (3.7) es correcta, en la figura 3.6 se ha calculado $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ para las conformaciones triangular, de pulso, en cúspide y óptima para Ruido $1/f$ Serie [Jord03]. Como se puede observar en la figura 3.6, $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ tiende a un valor constante a medida que τ_s aumenta. Los índices de ruido para estas conformaciones son del orden de los ya calculados en [Fair90]; las pequeñas diferencias son debidas a que en este último trabajo se tomaron otros parámetros de la conformación, como la constante de decaimiento τ_1 y τ_2 (ver ecuación (1.14) y siguientes), mientras que en este trabajo de investigación se toma como referencia el tiempo de conformación τ_s .

También, como se puede observar, el valor de $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ más bajo se obtiene para la conformación óptima de Ruido $1/f$ Serie. En el caso especial del conformador de pulso, $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ tiene un valor menor debido a que la señal no se extiende a lo largo de todo τ_s , puesto que por definición la conformación de pulso tiene una duración constante $\tau_s = T_s$.

Para todos los tipos de conformador expuestos, la reducción del valor de $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ para valores de τ_s bajos se debe a que toda conformación digital, a medida que este valor decrece, tienden a ser una conformación de pulso. Por último, las pequeñas diferencias de $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ para un mismo tipo de conformador al variar el periodo de muestreo se deben a que la forma de la conformación no es exactamente la misma cuando varía T_s , como se acaba de ver en la sección anterior de sobremuestreo digital.

De igual manera, para comprobar que (3.8) es correcta, se ha llevado a cabo el mismo procedimiento: en la figura 3.7 se han calculado los índices de ruido $\langle N_{FS}^2 \rangle$ para las conformaciones triangular, de pulso, en cúspide, óptima para Ruido $1/f$ Serie y óptima para Ruido $1/f$ Paralelo [Jord03]. Cada uno de estos índices $\langle N_{FS}^2 \rangle$ se ha dividido entre τ_s^2 para apreciar en la gráfica tendencias prácticamente horizontales igual que en la figura anterior. Como era previsible, independientemente del conformador de pulso, el valor de $\langle N_{FS}^2 \rangle$ más bajo se obtiene para la conformación óptima de Ruido $1/f$ Paralelo. Sin embargo, en el caso especial del conformador de pulso, $\langle N_{FS}^2 \rangle$ tiene un valor menor debido a que la señal no se extiende a lo largo de todo τ_s puesto que, por definición la conformación de pulso tiene una duración constante $\tau_s = T_s$.

La diferencia de valores de $\langle N_{FS}^2 \rangle / \tau_s$ se debe a que la forma de la señal de la salida varía debido al T_s con el que se muestrea.

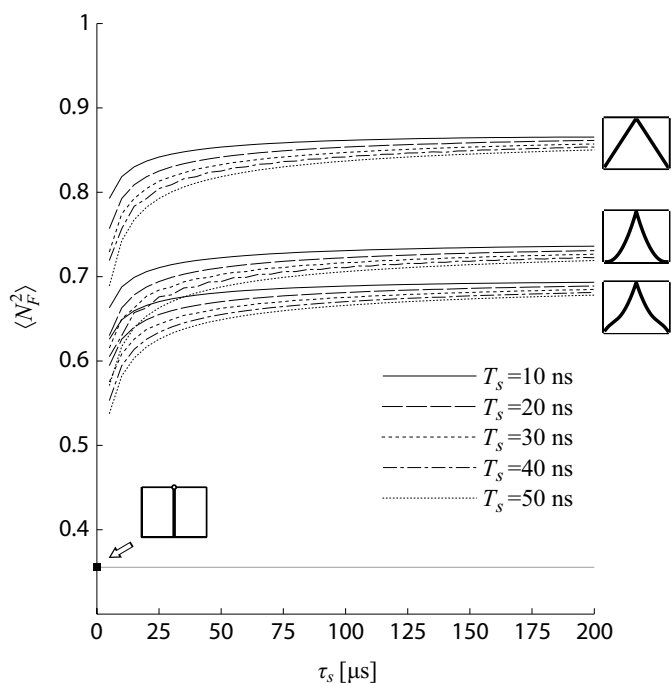


FIGURA 3.6. Representación de $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ para conformaciones (de arriba a abajo) triangular, cúspide, óptima para Ruido $1/f$ Serie y pulso.

Por tanto, las contribuciones a la ENC total de cada uno de estos dos tipos de ruido, calculado de un modo equivalente al mostrado en la ecuación (2.12), pero para conformación digital:

$$ENC_{FS} = \frac{1}{2} \frac{i_{fn}^2}{|f|} \langle N_{FS}^2 \rangle \quad (3.9)$$

$$ENC_{F\Delta} = \frac{1}{2} C_i^2 \frac{v_{fn}^2}{|f|} \langle N_{F\Delta}^2 \rangle \quad (3.10)$$

donde $\frac{v_{fn}^2}{|f|}$ [V/ $\sqrt{\text{Hz}}$] y $\frac{i_{fn}^2}{|f|}$ [A/ $\sqrt{\text{Hz}}$] son las densidades espectrales de Ruido $1/f$ Serie y Paralelo respectivamente.

Las ecuaciones (3.7) y (3.8), junto con (3.1) y (3.3) pueden ser utilizadas para obtener los cuatro índices correspondientes a los tipos ruido considerados cuando se utiliza un sistema de espectroscopía implementado mayoritariamente con electrónica digital.

En la tabla 3.2 se incluye las fórmulas para calcular los distintos índices de ruido, tanto en cadenas de detección analógica como en digital. Nótese que las unidades del índice de cada ruido coinciden tanto en el dominio analógico como en el digital. Esta tabla puede ser ampliada

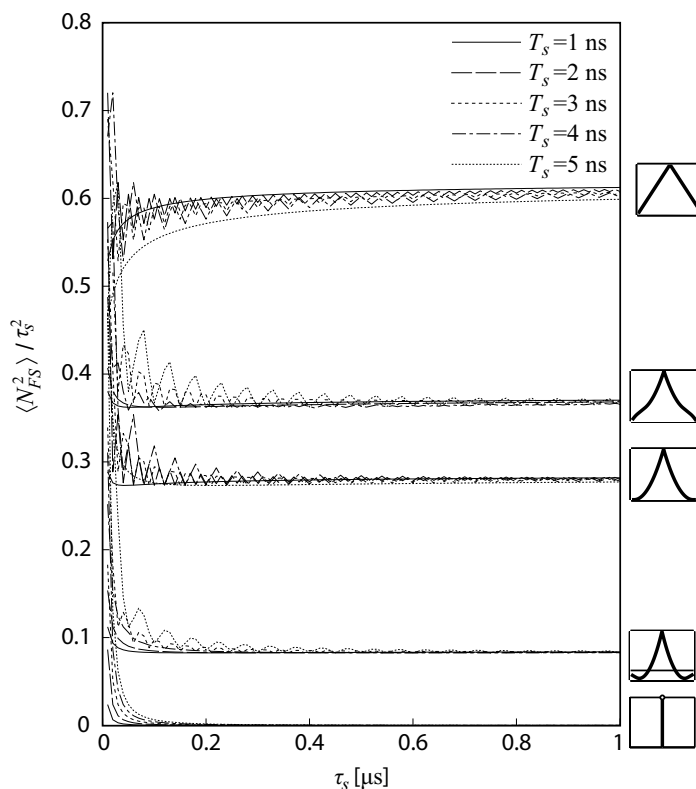


FIGURA 3.7. Representación de $\langle N_{FS}^2 \rangle$ para conformaciones (de arriba a abajo) triangular, óptima para Ruido $1/f$ Serie y pulso, cúspide, óptima para Ruido $1/f$ Paralelo y pulso.

facilmente para calcular otros índices de ruido menos comunes (por ejemplo, el de Ruido f Serie [$1/s^2$], f^2 Serie [$1/s^3$], etc.)

En el apéndice B se hace un análisis de otros tipos de ruido como Ruido f Serie, Ruido f^2 Serie, etc. que no han sido tenidos en cuenta en los experimentos de este trabajo de investigación por ser despreciables con respecto a las densidades espectrales de los cuatro tipos de ruido vistos en esta sección.

Por último incidir en que el hecho de que al cambiar la forma del pulso debido al muestreo producido en la fase de ADC, también altera estos índices de ruido de la misma manera que altera $\langle N_{\Delta}^2 \rangle$ y $\langle N_S^2 \rangle$ (ver sección).

TABLA 3.2. Resumen de índices de ruido en conformación analógica y digital.

Índice	Dominio analógico	Dominio digital	Unid.
$\langle N_{\Delta}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^{\infty} R'^2(t) dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{R[n] - R[n-1]}{T_s} \right)^2 T_s$	$\left[\frac{1}{s} \right]$
$\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\pi t}} * R'(t) \right)^2 dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\pi n T_s}} * (R[n] - R[n-1]) \right)^2 T_s$	-
$\langle N_S^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^{\infty} R^2(t) dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^{\infty} R^2[n] T_s$	[s]
$\langle N_{FS}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\pi t}} * R(t) \right)^2 dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{\pi n T_s}} * R[n] \right)^2 T_s$	[s ²]

3.3. Conformadores digitales variantes en el tiempo

Una vez definidos los índices de ruido para conformación digital a partir de una función residual $R[n]$ dada, en esta sección se calculará el valor de esta $R[n]$ en función del análisis de señal utilizado, puesto que la función varía dependiendo de la forma en que se analice el pulso. Este análisis se centrará en el análisis PHA puesto que es el más sencillo. En el caso del análisis PSA, la función $R[n]$ variará dependiendo del parámetro sobre el que se centra el análisis (tiempo de duración de la señal, factor de amortiguación, etc.), quedando más allá de los objetivos de este trabajo de investigación.

Además, la relación entre el método de PHA aplicado y su impacto en la resolución resulta mucho más intuitiva también en el dominio del tiempo que en el de la frecuencia.

Cuando el pulso se mide de *forma directa* mediante la captura del valor máximo de una señal, la función residual es igual a la función de ponderación $w[n]$.

Por otra parte, cuando la altura del pulso se mide de *forma indirecta* mediante integración de la señal proveniente del conformador, la función residual ya no es igual a la función de conformación sino a la convolución de $R[t]$ por una función definida por el intervalo de tiempo de integración de la señal. Esta relación se ha demostrado en [Goul72] para conformación analógica, pero se puede aplicar a la conformación digital según la siguiente expresión:

$$R[n] = w[n] * \Pi_{T_I}[n] = w[n] * \sum_{i=0}^{T_I} \delta[n - i] \quad (3.11)$$

donde $w[n]$ es la conformación aplicada, T_I el tiempo de integración en ciclos y $\Pi_{T_I}[n]$, de un modo equivalente a la ecuación (2.8), es igual a:

$$\Pi_{T_I}[n] = \begin{cases} 0 & \text{si } n < 0 \\ 1 & \text{si } T_I \leq n \leq 0 \\ 0 & \text{si } n > T_I \end{cases} \quad (3.12)$$

En el caso de una integración total de la señal se cumple que $T_I = \tau_s/N$, donde N el orden del conformador. En caso de querer realizar PHA mediante medias ponderadas, los valores de $\delta[n]$ han de ajustarse de acuerdo a la función de ponderación. Recuérdese, según lo explicado en la sección 2.1.2, que para calcular los índices de ruido la altura de la función residual ha de ser igual a uno.

Este proceso de integración de la señal puede incluirse dentro de la etapa de conformación (como se realizó en [Goul72]) o dentro de la etapa de PHA, obteniéndose en ambos casos los mismos efectos.

El valor medio de la señal también se obtiene por medio de una integración, lo que implica que este método también puede ser aplicado a un análisis del tipo PHA que realice la media de la señal. Un ejemplo de este caso sería un conformador que generara un trapezoide con $L = \frac{\tau_p}{\tau_s}$ ciclos de meseta, donde τ_p es la duración en segundos de dicha meseta. Para que la etapa de análisis PHA calculara la media de esa meseta tendría que sumar todos sus valores, o lo que es lo mismo, realizar una integración durante L ciclos de reloj. La función residual para un tiempo de integración $T_I = L$ de esta cadena de detección es:

$$R[n] = \frac{1}{S^2} (\Lambda[n] * \Pi_L[n]) = \frac{1}{S^2} \left(\Lambda[n] * \sum_{i=0}^L \delta[n-i] \right) \quad (3.13)$$

donde $\Lambda[n]$ es la función que modeliza la forma del trapecio, $\Pi_L[n]$ es un impulso de amplitud igual a la unidad y duración de L ciclos y S es el factor de normalización aplicada para que el valor máximo de $R[n]$ sea igual a uno.

En la figura 3.8 se muestra un ejemplo gráfico para la obtención de $R[n]$ de un conformador trapezoidal al cual, durante el análisis PHA, se le ha calculado la media de su meseta. En la gráfica de la parte izquierda y central de la figura aparecen las dos funciones $\Lambda[n]$ y $\Pi_L[n]$ que son convolucionadas para obtener la función residual $R[n]$ de la conformación equivalente a esta operación y que está representada en la parte derecha. Dicho de otro modo, calcular la media de la meseta del trapezoide es equivalente a capturar el máximo de la señal de la conformación mostrada en la gráfica de la derecha de la figura 3.8.

Tanto en conformación analógica como en digital, estas integraciones (incluido hallar la media de la señal) tienen como efecto reducir el Ruido Blanco Serie a costa de incrementar el Ruido Blanco Paralelo y $1/f$ Paralelo. Este efecto es más acusado al incrementar la ventana

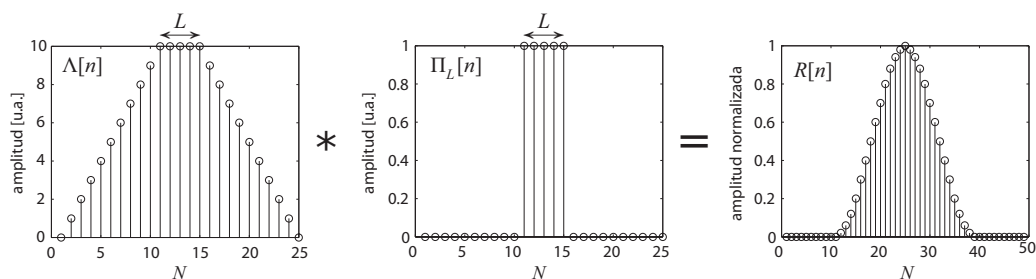


FIGURA 3.8. Obtención de la función residual $R[n]$ para un conformador del tipo trapezoide del cual se ha obtenido la media de la meseta.

de integración. El efecto de las integraciones en el caso del Ruido $1/f$ Serie varía mucho dependiendo del tipo de conformación y de la ventana de integración.

3.4. Ruido de muestreo y cuantización

La incorporación de un ADC en una cadena de detección digital introduce dos nuevas fuentes de ruido: el ruido de muestreo y el ruido de cuantización. A continuación se analizará su impacto en la resolución total de una cadena de detección que incorpore procesamiento digital.

3.4.1. Ruido de muestreo

En el análisis PHA, el parámetro más importante es la amplitud máxima de la señal. Por tanto, y al igual que en los otros tipos de ruido vistos en este capítulo, el impacto del Ruido de Muestreo también se valorará sobre este parámetro.

La amplitud máxima de la señal puede obtenerse mediante muchos métodos: desde capturar directamente el máximo de la señal (*método directo*) hasta tener en cuenta toda la señal integrándola (*método indirecto*), pasando por la integración de sólo una zona de interés (como la integración de la meseta de un trapezoide que se ha mostrado en el apartado anterior). En la sección 6.3.3 se encuentra una recopilación exhaustiva de métodos de PHA digitales.

La figura 3.9 sirve para mostrar el impacto del Ruido de Muestreo en la resolución de una cadena de detección utilizando procesamiento digital de señal. En la figura 3.9(a) se muestran los valores de la desviación típica del valor de la altura del pulso cuando se aplica el método directo a la salida de diversos conformadores del tipo CR y CR-(RC)ⁿ (etapa ⑤ de la figura 1.8(b)). Estos valores, calculados utilizando grupos de pulsos de igual amplitud, se han representado en función del producto $f_s \tau_s$.

En la figura 3.9(b) se muestra una misma representación de la desviación típica de la altura del pulso, pero esta vez cuando se aplica el método indirecto. La figura 3.9(b) coincide con la figura 2.6 que se ha incluido aquí para comparar los resultados cuando se aplican ambos métodos de análisis PHA (etapa 6 de la figura 1.8(b)).

Si se comparan los valores de ambas figuras, pueden observarse que para un mismo tipo de conformación, las desviaciones típicas obtenidas dependen tanto de la conformación analógica aplicada (CR, CR-RC, CR-(RC)²...), como del análisis del pulso realizado. Además de la señal que se ha de digitalizar, el impacto de aplicar una determinada conformación digital después de la etapa de conversión ADC (4 de la figura 1.8(b)) también ha de ser tenido en cuenta.

A continuación se analiza el Ruido de Muestreo de una manera similar al Ruido Blanco Serie, Blanco Paralelo, 1/f Serie y 1/f Paralelo. Para ello se va a definir tanto una densidad espectral de dicho ruido, como su índice asociado para ver su efecto en la cadena de detección. Para ello, a lo largo de esta sección supondremos que las etapas de la cadena de detección son lineales.

Densidad espectral del ruido de muestreo

En la sección 2.3.1, se expone el trabajo de Bardelli [Bard06] donde se ha medido la pérdida de resolución en un sistema de espectroscopía cuando una señal conformada analógicamente es digitalizada y se ha capturado su amplitud. Sin embargo, en ambos trabajos se ha obviado etapa de conformación digital (ver 5 de la figura 1.8(b)) después de la digitalización, necesarias para implementar un sistema real de acuerdo a lo explicado en la sección 1.4. En esta sección se explicará cómo afecta esta conformación al Ruido de Muestreo.

De acuerdo con la ecuación del trabajo de Bardelli [Bard06], la varianza de la señal en voltaje debido al efecto del muestreo σ_{exp}^2 es:

$$\sigma_{exp}^2 = \frac{R^2}{12} \frac{2 \langle N_{\Delta a}^2 \rangle}{4^{ENOB} f_s} \quad [V^2] \quad (3.14)$$

donde $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$ es el índice de Ruido Blanco Serie *sólo de la conformación analógica* (figura 3.10), R es el rango dinámico del ADC en voltios, ENOB es el número efectivo de bits del ADC, y $f_s = T_s^{-1}$ es la frecuencia de muestreo de la señal en Hz. ENOB será considerado a partir de ahora igual al número de bits reales W del ADC.

Una propiedad básica del ruido blanco es que su densidad espectral de potencia es constante a lo largo de todo el espectro de frecuencias e igual a la varianza de la señal en el dominio del tiempo. Si se considera que el Ruido de Muestreo es ruido blanco, su densidad espectral m_n^2 será igual a:

$$m_n^2 = \frac{\sigma_{exp}^2}{B} \quad [V^2/Hz] \quad (3.15)$$

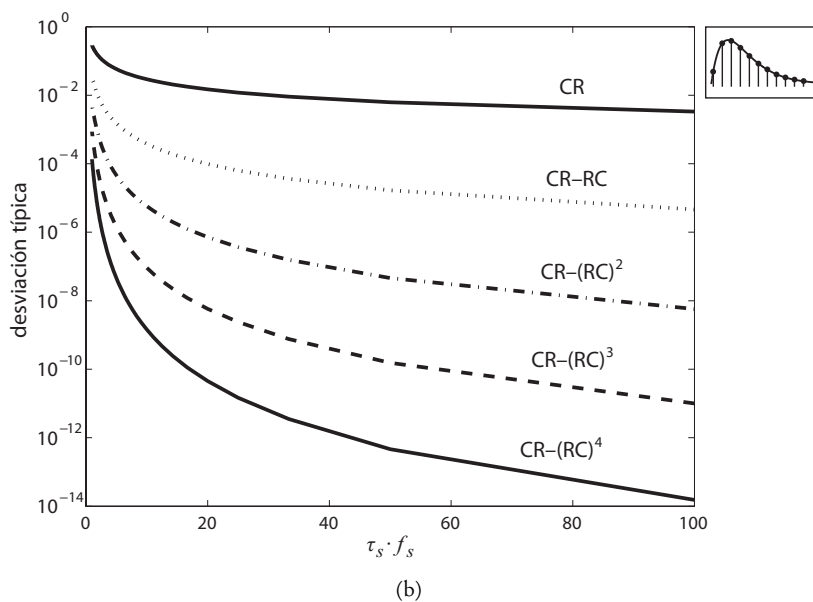
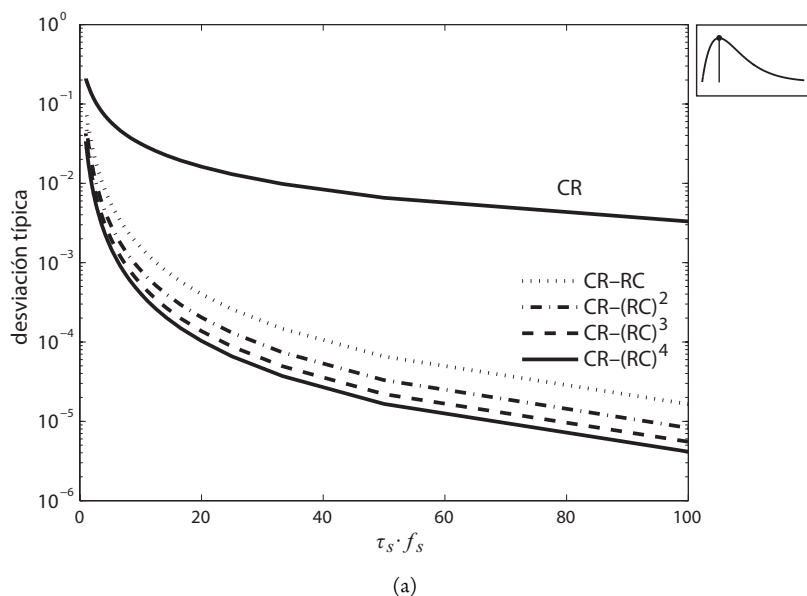


FIGURA 3.9. Valor de la desviación típica para conformación CR y CR-(RC)ⁿ cuando se extrae el valor máximo de cada pulso (a) mediante el método directo y (b) mediante el método indirecto. En ambas gráficas, el eje de ordenadas es la desviación típica (σ) para una señal de amplitud $S = 1$. El eje de abscisas es igual $N = f_s \cdot \tau_s$.

donde B es el ancho de banda, de acuerdo con el criterio de Nyquist, igual a $2f_s$. Por tanto:

$$m_n^2 = \frac{R^2}{12} \frac{\langle N_{\Delta a}^2 \rangle}{4^W} T_s^2 \quad [\text{V}^2/\text{Hz}] \quad (3.16)$$

De acuerdo con [Bard06, Oppe10] y con las unidades obtenidas en la última ecuación, este nuevo tipo de ruido será considerado Ruido Blanco Serie. Sin embargo, tiene la peculiaridad de que sólo puede ser tratado por la etapa de conformador digital debido a que se forma en la etapa de ADC (4 de la figura 1.8(b)).

Índice de ruido de muestreo

De modo similar al cálculo realizado con los cuatro índices de ruido en cadenas de procesamiento puramente analógico, se debe obtener un índice que considere el Ruido de Muestreo para realizar el análisis en el dominio del tiempo.

Previamente a definir este índice, se revisará como filtraría un conformador digital Ruido Blanco Serie desde la perspectiva del dominio de la frecuencia: al considerarse el Ruido de Muestreo como Ruido Blanco Serie, la propagación de ese ruido será directamente proporcional al ancho de banda del conformador digital. Para obtener dicho ancho de banda solo habría que realizar la transformada de Fourier sobre la función de transferencia del conformador (la respuesta al impulso), por ejemplo mediante el algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT). Si se realizan estos pasos podemos observar que una ausencia de conformación digital (en el dominio z , $h[z] = 1$) implica un ancho de banda máximo para una determinada frecuencia de muestreo $f_s = 1/T_s$. Una integración de la señal $h[z] = \sum_{i=0}^{N-1} z^{-i}$ implica una reducción del ancho de banda. Este hecho explica por qué las desviaciones típicas, y por tanto el impacto del Ruido de Muestreo, es menor en la figura 3.9(b) que en la figura 3.9(a).

Puesto que este índice sólo dependería de la etapa de conformación digital y teniendo en cuenta el valor de $\langle N_{\Delta}^2 \rangle$ para Ruido Blanco Serie, se puede definir un nuevo índice llamado Índice de Ruido Serie Blanco Digital $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$ igual a:

$$\langle N_{\Delta d}^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^{\tau_s/T_s} (R_d[n] - R_d[n-1])^2 \frac{1}{T_s} \quad (3.17)$$

donde, en este caso, $R_d[n]$ es la función residual *solamente del conformador digital*. También recordar que $\tau_s/T_s = N$ según la ecuación (1.20).

Al igual que con los anteriores índices de ruido, $R_d[n]$ también viene acompañado de un índice de normalización S , que también es igual a la amplitud máxima de la señal ante una entrada escalón $u[n]$ de amplitud igual a la unidad. Así, el incremento de la ENC debido al ruido de muestreo será igual a la siguiente ecuación:

$$ENC_{\text{muestreo}}^2 = \frac{1}{2} m_n^2 C_i^2 \langle N_{\Delta d}^2 \rangle \quad (3.18)$$

Cuando se incluye un ADC en la cadena de espectroscopía, se va a generar un Ruido Blanco Serie que denominaremos Ruido de Muestreo que será tratado por el conformador digital de acuerdo a $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$.

En la figura 3.10 se muestra el diagrama de bloques que representa la cadena de detección y los puntos donde se inyecta los estímulos $\delta[t]$ y $\delta[n]$, y donde además de medir $\langle N_{\Delta}^2 \rangle$ se miden los índices de ruido $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$ y $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$:

- Para medir $\langle N_{\Delta}^2 \rangle$, se inserta una $\delta(t)$ a la entrada del preamplificador y se mide la señal generada a la salida del conformador digital.
- Para medir $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$ también se ha de insertar la misma $\delta(t)$ a la entrada del preamplificador, pero su correspondiente función residual que aparece como $R_a(t)$ se medirá a la salida del conformador analógico.
- Por último, para medir $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$, se introducirá una $\delta[n]$ a la entrada del conformador digital y los valores de $R_d(t)$ se obtendrán a la salida de dicho conformador, como se observa en la figura 3.10.

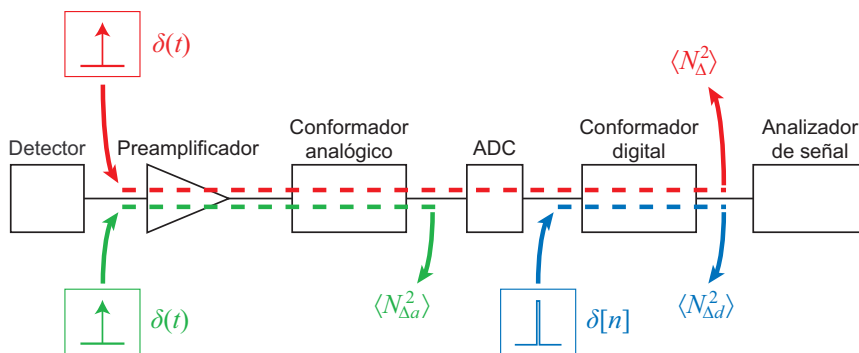


FIGURA 3.10. Diagrama de bloques de la cadena de detección y los puntos de introducción de las funciones impulso para la obtención de $\langle N_{\Delta}^2 \rangle$ (rojo), $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$ (verde) y $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$ (azul).

Realizando cálculos con estos nuevos parámetros, podemos llegar a la conclusión que ENC_{muestreo}^2 se minimiza de las siguientes maneras:

1. Reduciendo T_s .
2. La minimización de $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$ se consigue haciendo que la señal analógica antes de ser digitalizada sea lo más parecida a un triángulo o en su defecto a una conformación CR-(RC)ⁿ con un valor de n alto, puesto que estas formas de señal analógica son las que

menor $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$ producen (ver tabla 2.1). Este hecho confirma los resultados de la figura 3.9 donde se observa que, a medida que aumenta n disminuye el Ruido de Muestreo.

3. Minimizando $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$. Puede demostrarse matemáticamente de una manera sencilla que el conformador que menor índice de este tipo de ruido posee es aquel cuyos coeficientes, son los de la función triangular vista en la sección 3.1.1.

3.4.2. Ruido de cuantificación

Si se define una densidad espectral del ruido de cuantificación q_n , esta densidad corresponde a Ruido Blanco Serie, siempre que no existan distorsiones por cuantificación, porque la resolución en bits es muy alta y/o porque se ha añadido *dither*. El efecto del ruido de cuantificación es igual a:

$$\text{ENC}_{\text{cuantificación}}^2 = \frac{1}{2} q_n^2 C_i^2 \langle N_{\Delta d}^2 \rangle \quad (3.19)$$

Sin embargo, y como ya se ha explicado en la sección 2.3.2, a lo largo de todo este trabajo de investigación se considerará despreciable puesto que se trabajarán como mínimo con resoluciones de 14 bits y un rango dinámico de 2 V, lo que implica una amplitud máxima de ruido igual a:

$$\frac{R}{2W} = \frac{2 \text{ V}}{2^{14}} = 1.22 \cdot 10^{-4} \text{ V}$$

Este valor se considera despreciable con respecto a otros tipos de ruido que se generan en la cadena de detección.

3.4.3. Ejemplos de cálculo del ruido de muestreo

A continuación, y al igual que en la sección 3.1.1, se van a presentar dos ejemplos para realizar el cálculo del índice de Ruido de Muestreo de los conformadores extraídos de los trabajos presentados en [Bard06] y [Abbi05] respectivamente. En el primero, no se lleva a cabo ninguna conformación digital y en el segundo la conformación consiste en integrar la señal de entrada.

El efecto de filtrar las señales mediante los dos conformadores propuestos y su posterior análisis en una etapa PHA, en ambos casos mediante el método directo, equivale a no aplicar ningún tipo de conformación y realizar directamente el análisis PHA por el método directo (sin conformación) e indirecto (conformador integrador).

Sin conformación

En este ejemplo, la etapa de conformación digital con función de transferencia $h[n] = 1$, implica la ausencia de conformación digital. También se ha establecido que la etapa de análisis PHA capture únicamente el máximo proveniente de la conformación digital (método directo).

Este ejemplo se ilustra en la figura 3.11, donde se representa en gris $R[n]$ porque aunque no es necesario, ilustra la procedencia de $R[n] - R[n - 1]$ y del valor de ponderación S , necesarios para calcular el índice.

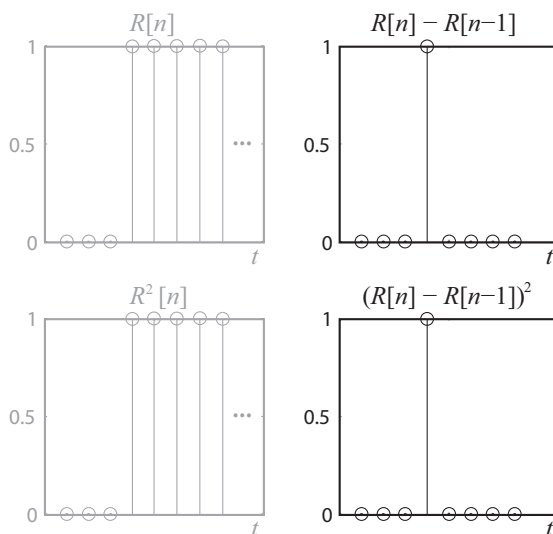


FIGURA 3.11. Valores de $R[n]$ y $R[n] - R[n - 1]$ y de sus respectivos cuadrados para el captador de máximo.

Observando la figura 3.11 y de acuerdo con (3.17) se obtiene un valor de $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle = 1$. Este valor implica que el Ruido de Muestreo no se reduce cuando se usa este tipo de conformador.

Conformador mediante integrador

En este ejemplo se integra la totalidad de la señal para calcular su altura de la misma manera que se explicó en la sección 3.3. Una vez integrada la señal, el PHA extrae su valor máximo. Con este tipo de análisis, uno de los parámetros clave es el tiempo de integración T_I , que en este caso corresponde al número de ciclos.

En la figura 3.12 se muestra $R[n]$ para un integrador con un tiempo de integración $T_I = 5$ ciclos.

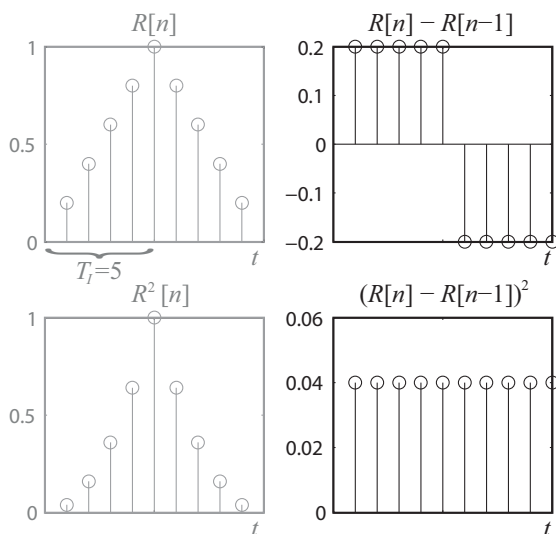


FIGURA 3.12. Valores de $R[n]$ y $R[n] - R[n - 1]$ y de sus respectivos cuadrados para el caso del integrador.

A partir de (3.17) se obtiene $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle = 0.4$. De hecho, repitiendo este mismo ejemplo para diferentes valores de T_I puede verificarse que para cualquier integrador discreto,

$$\langle N_{\Delta d}^2 \rangle = \frac{2}{T_I} \quad (3.20)$$

La integración es la conformación digital que menos $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$ produce. Sin embargo, el valor de T_I estará limitado por el tiempo de conformación τ_s de la señal.

En el caso de integrar las conformaciones CR y CR-(RC)ⁿ durante todo su τ_s como en [Abbi05], T_I se incrementa por cada etapa RC que se incorpora a la conformación analógica, puesto que τ_s también se incrementa. Por tanto, cada etapa RC adicional implica un descenso extra de los efectos del Ruido de Muestreo como se muestra en la figura 3.9(a).

3.4.4. Resultados experimentales

Como ejemplos de aplicación se acaban de presentar dos casos extremos de tratamiento de Ruido de Muestreo. No obstante si se desea obtener una forma concreta a la salida del conformador digital por cuestiones de ruido u otros factores, los cálculos de $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$ no son tan inmediatos.

Para ilustrar cuál es el valor de $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$, dependiendo del tipo concreto de la forma a la entrada y la salida del conformador digital, se va a utilizar un conformador digital adaptativo.

Este conformador, dado un pulso de entrada, calcula los coeficientes a_k del filtro FIR que permitirían obtener la salida deseada para ese pulso en concreto. El conformador adaptativo utilizado será descrito en detalle en el capítulo 5. La utilización de esta técnica implica la transformación de cualquier señal de entrada en una señal de salida con la forma deseada.

Al conformar mediante un filtro FIR, la suma de los valores de salida cuando la entrada se excita mediante un impulso $\delta[n]$, es igual a la suma de los coeficientes del filtro digital [Oppe10]. Así, debido a que $a_n = R[n] - R[n-1]$, la ecuación (3.17) puede ser simplificada de la siguiente manera cuando se utiliza un filtro FIR y un PHA invariante en el tiempo:

$$\langle N_{\Delta d}^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \sum_{i=0}^{N-1} a_i^2 \frac{1}{T_s} \quad (3.21)$$

donde a_i son los coeficientes del filtro FIR y N su orden.

Este experimento utiliza el banco de pruebas real descrito en el apéndice E.1, el cual genera la señal de entrada mediante un módulo NIM (*Nuclear Instrumentation Module*). Dicho módulo NIM está conectado a un ADC (ADCS5474 de Texas Instruments de 14 bits, configurado a una frecuencia de muestreo f_s de 250 MS/s) seguido de un grupo de conformadores digitales implementados en la FPGA de Xilinx modelo Virtex-4 (XC4VFX60-11FF1152).

Como entrada se han utilizado señales del tipo CR o CR-RC, de duración τ_s igual a 10 μ s y 16 μ s, respectivamente generadas en el módulo NIM y a la salida las conformaciones trapezoidal o en cúspide con diferentes tiempos de meseta. Se han elegido estas formas de la señal puesto que son las más representativas a la entrada y a la salida de un conformador digital.

Los resultados a visualizar será el valor de $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$ calculado a partir de los coeficientes del conformador $R_d[n]$ de acuerdo con la ecuación (3.17). Estos valores permitirán conocer como los diferentes conformadores filtran el Ruido de Muestreo.

Para capturar los resultados se ha utilizado la herramienta Xilinx ChipScope Pro 10.1. Un esquema de la interconexión de las distintas etapas que configuran el experimento se muestra en la figura 3.13. En esta figura, la etapa de conformación RC es optativa dependiendo de si se desea obtener a la entrada del ADC una conformación CR ó CR-RC.

Los valores de $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$ se muestran en la figura 3.14 y en la figura 3.15 donde se observa la variación producida por la conformación digital dependiendo de su entrada y de su salida. En ambas figuras se muestran los mismos datos. Sin embargo en la figura 3.14 están parametrizados por el tipo de entrada y tipo de conformador mientras que en la figura 3.15 están parametrizados por el orden N del conformador.

En estas figuras, el tiempo de subida del conformador trapezoidal y en cúspide se establece a M ciclos de reloj, donde $M = \tau_1/T_s = \tau_3/T_s$ es el tiempo de subida y bajada (iguales en el caso de experimento) y $L = N - 2M$ la duración de la meseta. Estas pruebas sólo muestran $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$; recordemos que el ruido de muestreo es igual al producto de este índice por m_n (densidad espectral de Ruido de Muestreo).

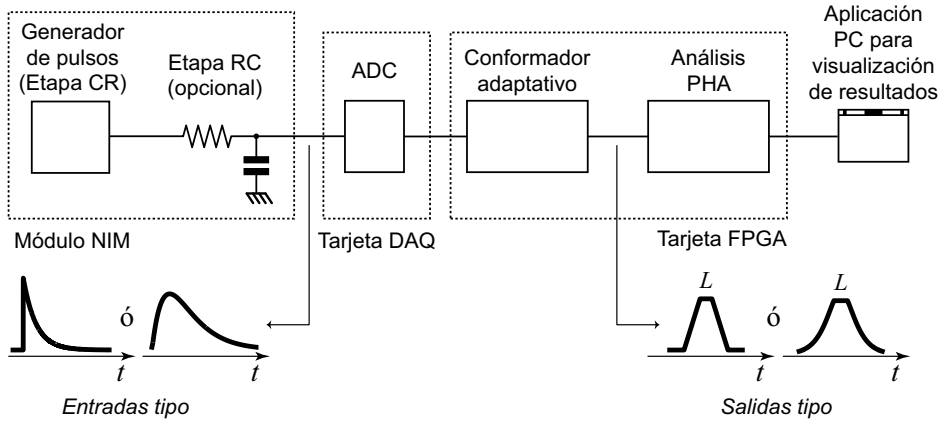


FIGURA 3.13. Diagrama de bloques del experimento para hallar $\langle N_{\Delta_d}^2 \rangle$ utilizando el módulo NIM como entrada.

El tiempo de conformación, tanto de la señal analógica como digital, se ha establecido a $128 \mu\text{s}$ para este experimento. Este valor implica que en el caso de la señal a la salida de la conformación analógica, la constante de decaimiento es $\tau = 20 \cdot 10^{-6} \text{ s}$ para la conformación CR (con una duración del flanco de subida de 20 ns) y $\tau = 10 \cdot 10^{-6} \text{ s}$ para la conformación CR-RC. Estos valores, de acuerdo con la tabla 2.1 dan lugar a $\langle N_{\Delta_a}^2 \rangle = 5.00 \cdot 10^7 \text{ s}^{-1}$ para la conformación CR y $\langle N_{\Delta_a}^2 \rangle = 1.87 \cdot 10^5 \text{ s}^{-1}$ para la conformación CR-RC.

En el caso de la conformación digital, mediante la ecuación (1.20) se obtiene el periodo T_s y la frecuencia de muestreo $f_s = T_s^{-1}$ del conformador para un determinado orden N de éste. Así, para $N = 16$ se obtiene una $f_s = 1250 \text{ kHz}$, para $N = 20$ una $f_s = 1562.5 \text{ kHz}$, para $N = 20$ una $f_s = 2500 \text{ kHz}$ y para $N = 20$ $f_s = 3125 \text{ kHz}$.

Observando las figuras 3.14 y 3.15 se puede afirmar lo siguiente:

- En la figura 3.14, en especial en las gráficas (a) y (b), se observa que cuanto mayor es N menor es $\langle N_{\Delta_d}^2 \rangle$ en todos los tipos de conformación. Este hecho ilustra el efecto de $\langle N_{\Delta_d}^2 \rangle$ en la ecuación (3.17) y sus ejemplos: cuando mayor es $N = \tau_s/T_s$ (1.20), menor es el cuadrado de la diferencia $R[n] - R[n - 1]$, lo que da lugar a valores más bajos de $\langle N_{\Delta_d}^2 \rangle$.
- Para mantener bajo $\langle N_{\Delta_d}^2 \rangle$, es mejor utilizar una forma de señal CR a la entrada del conformador digital en vez de una CR-RC (recordemos que la forma de la señal puede obtenerse a través de una conformación analógica de acuerdo con la figura 1.8(b)). Sin embargo, para tiempos de subida del pulso cortos (como en este ejemplo 25 ns), la conformación CR proporciona un valor de $\langle N_{\Delta_a}^2 \rangle$, y por tanto de m_n^2 , mucho más alto que la conformación CR-RC a pesar de que $\langle N_{\Delta_d}^2 \rangle$ sea menor. En cualquier caso, el ruido total de muestreo debería ser calculado para cada caso concreto.

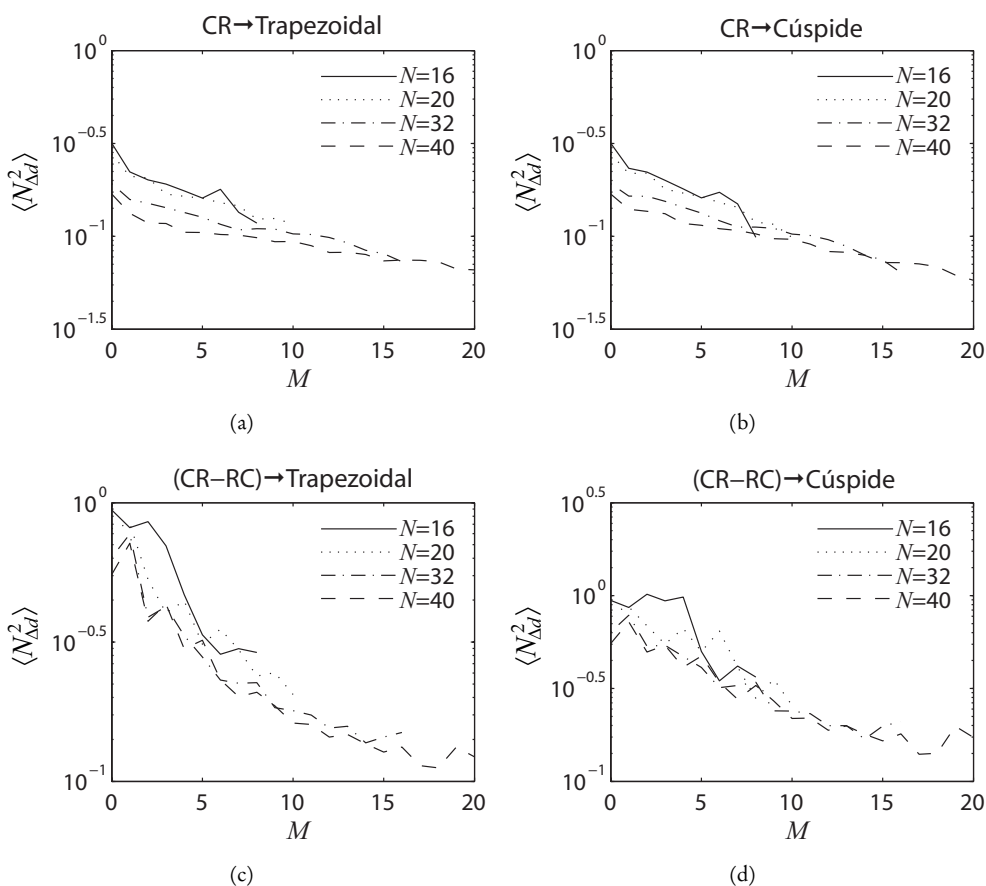


FIGURA 3.14. Dependencia de $\langle N_{\Delta_d}^2 \rangle$ con respecto al número de ciclos de subida M , utilizando diferentes métodos de conformación y diferentes valores de N . Resultados agrupados por tipo de conformación.

- Conformadores que producen una duración de meseta $L = N - 2M$ corta reducen $\langle N_{\Delta_d}^2 \rangle$, como se puede apreciar en todas las gráficas de la figura 3.14.

Cálculo de la densidad espectral y de la ENC

En este apartado se va a calcular, a modo de ejemplo, la densidad espectral de Ruido de Muestreo m_n y, mediante los índices de Ruido de Muestreo obtenidos en el apartado anterior, la ENC debida a dicho ruido. Para llevar a cabo este ejemplo, los cálculos se van a realizar sólo para el caso concreto de un pulso a la entrada del ADC del tipo CR de $\tau_s = 10 \mu s$ transformado, mediante el conformador adaptativo, en una conformación triangular de igual duración.

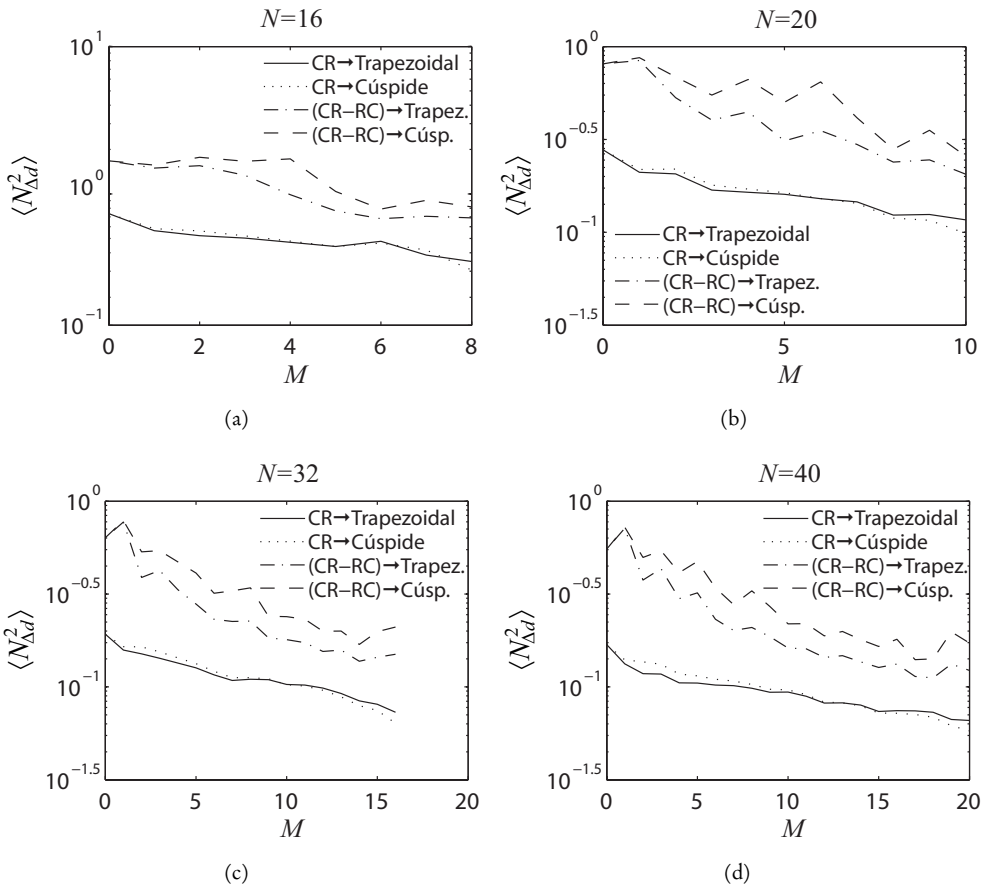


FIGURA 3.15. Dependencia de $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$ con respecto al número de ciclos de subida M , utilizando diferentes métodos de conformación y diferentes valores de N . Resultados agrupados por orden del conformador.

La cadena de detección cuenta con un ADC que tiene los siguientes parámetros: $W = 14$ bits, $R = 3$ V, $f_s = 2500$ kHz. El orden del conformador digital utilizado será $N = 40$. Para una entrada CR de tiempo de subida $\tau_p = 25$ ns como es el caso del módulo NIM utilizado (ídentico al del experimento anterior), y de acuerdo con la tabla 2.1 se obtiene una $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle = 4 \cdot 10^{-7} \text{ s}^{-1}$. Con estos datos el valor de m_n puede ser calculado de acuerdo con (3.16):

$$m_n^2 = \frac{3^2}{12} \frac{4 \cdot 10^{-7}}{4^{14}} (2,5 \cdot 10^6)^{-2} = 1,29 \cdot 10^{-28} [\text{V}^2/\text{Hz}] \quad (3.22)$$

En el ejemplo anterior, cuando se utiliza una conformación analógica CR en la entrada combinada con una conformación digital con salida triangular (conformación trapezoidal con $L = 0$, y por tanto de $M = (N - L)/2 = 20$), que junto con la capacidad de entrada del ADC

utilizado ($2.3 \cdot 10^{-12}$ F) sirven para calcular el valor de ENC. De acuerdo con (3.18) este valor es igual a $111.44 e^-$.

Para las pruebas experimentales realizadas, los valores de $\langle N_{\Delta d}^2 \rangle$ oscilan entre 0.08 y 1 (figuras 3.14 y 3.15), lo cual implica poco más de un orden de magnitud. Sin embargo, modificando f_s y la forma de la señal a la entrada del ADC se consigue mitigar más eficazmente el Ruido de Muestreo, según la ecuación (3.16).

De hecho, cuando se utiliza una entrada CR-RC, el valor de $\langle N_{\Delta a}^2 \rangle$ de acuerdo a la tabla 2.1, se obtienen valores de m_n dos órdenes de magnitud menor. Por tanto, la etapa previa a la digitalización tiene mayor impacto en la reducción del Ruido de Muestreo que la propia etapa de conformación digital, aunque esta última también puede ayudar a reducirlo.

3.4.5. Conclusiones

El impacto del Ruido de Muestreo —y el del Ruido de Cuantificación— en la resolución de un sistema de espectroscopía puede analizarse en el dominio del tiempo de manera análoga a los cuatros tipos de ruido revisados anteriormente. Para ello, por una parte se calcula la densidad espectral equivalente de este tipo de ruido, y por otra, se calcula cómo la conformación digital mitiga los efectos del ruido generados por esa densidad espectral.

La densidad espectral de Ruido de Muestreo dependerá de la etapa de conformación analógica, mientras que el Índice de Ruido de Muestreo dependerá de la etapa de conformación digital y del tipo de análisis de la señal realizado posteriormente.

Este método permite calcular de forma rápida e intuitiva gran variedad de combinaciones de señal analógica/frecuencia de muestreo del ADC/conformador digital/análisis de señal, para poder analizar de manera más exhaustiva el impacto de estos tipos de ruido en la resolución total. Recordar que, de acuerdo a la sección 3.2, la modificación de la forma de la conformación debido al muestreo también es una fuente de ruido.

3.5. Resolución total de una cadena de detección

A lo largo de este trabajo de investigación se ha comprobado que son muchos los factores de una cadena de detección que influyen a la hora de determinar su resolución. En el caso de las cadenas de detección analógicas, este número de factores es menor, debido a que no hay que tener en cuenta la digitalización de señales. Sin embargo en el caso de cadenas de detección que realizan procesamiento digital de señal, la complejidad del cálculo de la resolución aumenta.

En esta sección se analiza la influencia en la resolución de todos los tipos de ruido revisados hasta ahora (incluido el de muestreo y cuantificación) cuando existe una etapa analógica previa a otra digital en una cadena de detección. Como ya se ha explicado al comienzo de la

sección 1.8, si ambas conformaciones son lineales (analógica y/o digital), de la conformación resultante podemos obtener los índices de los cuatro tipos de ruido considerados en este trabajo de investigación para poder calcular posteriormente la reducción total de la cadena completa de detección a través de la ENC (3.18).

3.5.1. Resolución total en sistemas analógicos y digitales

En una cadena de detección, ya sea puramente analógica o con procesado digital, la máxima resolución que se puede obtener en un detector de radiación se degrada por los distintos tipos de ruido. La ENC_{ruido} depende tanto de la cantidad de ruido que posea el sistema, como el tratamiento que se haga de éste. Este tratamiento incluye tanto las conformaciones aplicadas como el método de análisis utilizado.

Teniendo en cuenta los trabajos previos sobre resolución en conformación analógica de la sección 2.1, si cada uno de estos factores son estadísticamente independientes, la desviación estándar total σ de las medidas es la suma de la desviación estándar de cada una de los factores [Nich73, p. 89]. Por tanto podemos concluir que la ENC total en conformación analógica es igual a:

$$ENC^2 = ENC_{\text{estadístico}}^2 + ENC_{\text{ruido}}^2 + ENC_{\text{res}}^2 \quad (3.23)$$

donde $ENC_{\text{estadístico}}$ es el límite máximo estadístico de la resolución [Kno00, p. 116] introducido en la sección 1.8, ENC_{ruido} es la raíz cuadrada de la suma cuadrática de las ENC a los que contribuyen cada tipo de ruido (ENC_{Δ}^2 , ENC_S^2 , $ENC_{F\Delta}^2$ y ENC_{FS}^2). Por último, ENC_{res} es la ENC residual debido a otros factores, como el ruido extra que añade la circuitería (suele ser Blanco Serie o $1/f$ Serie dependiendo de los dispositivos seleccionados), degradación de los componentes debido a radiación (muy a tener en cuenta si estamos trabajando con detectores semiconductores), ruido del entorno, y otros factores de menor importancia.

La inclusión de etapas de electrónica digital en la parte de conformación incluye dos fuentes adicionales de ruido: de muestreo y de cuantificación. Por tanto, la ENC en una cadena de detección en etapas digitales será:

$$ENC^2 = ENC_{\text{estadístico}}^2 + ENC_{\text{ruido}}^2 + ENC_{\text{res}}^2 + ENC_{\text{muestreo}}^2 + ENC_{\text{cuantificación}}^2 \quad (3.24)$$

El índice de ruido debido a la cuantificación $ENC_{\text{cuantificación}}$, para ADCs a partir de 14 bits de resolución, suele ser despreciable con respecto a los demás tipos de ruido (sección 3.4.2). Sin embargo, el ruido de muestreo sí es una fuente que debe ser considerada y minimizada con una elección adecuada del tipo de conformación analógica y digital, además del tipo de análisis de señal.

3.5.2. Procesamiento analógico vs. digital en cadenas de detección

Teniendo en cuenta las ecuaciones (3.23) y (3.24) para que la resolución de una cadena digital se aproxime a la de una cadena puramente analógica, es necesario minimizar el valor del ENC debido al muestreo y cuantificación con respecto al ENC original.

Otro inconveniente que implica la inclusión de etapas de la electrónica digital en espectroscopía es la mayor complejidad de diseño con respecto a las cadenas de detección analógicas, como ya se ha explicado en la sección 1.4. En [Ber12, p. 359] se recomienda utilizar cadenas de detección analógica cuando las señales son de corta duración comparadas con la frecuencia de muestreo del ADC.

Cuando se diseñan este tipo de cadenas de detección para ser embarcadas en un satélite se plantean nuevos inconvenientes, especialmente cuando se pretende implementar etapas de procesamiento digital. En un entorno espacial, los circuitos digitales suelen ser especialmente sensibles a radiación mientras que los dispositivos analógicos que componen la electrónica analógica suelen ser más tolerantes a ésta, especialmente los componentes pasivos como las resistencias y los condensadores [ESA93]. Por esta razón la resistencia a la radiación del sistema total será menor al incluir etapas digitales.

Por todos estos inconvenientes siempre es necesario valorar si es interesante migrar total o parcialmente el diseño de una cadena de detección analógica a digital en caso de que se partiera del diseño analógico.

Las ventajas del uso de componentes digitales en cadenas de detección se han expuesto en la sección 1.4.1. A esto hay que añadir que si se están utilizando dispositivos reconfigurables como las FPGAs, se puede volver a programar para hacer frente a nuevas circunstancias que pudieran surgir a lo largo de la vida útil del instrumento (adaptar la cadena a otro tipo de ruido, a energías más altas de llegada de radiación), algo que sería muy difícil de realizar con un diseño puramente analógico.

Adicionalmente, el uso de la electrónica digital permite implementar algoritmos de filtrado, de detección de pico, de análisis de forma de la señal y de optimización mucho más complejos (como interpolaciones, redes neuronales [Liu09, Chen09], etc.) Además estos diseños pueden ser mejorados continuamente sin tener que rediseñar e intercambiar la electrónica de las tarjetas si se utilizan procesadores o FPGAs. Por ello, la inclusión de etapas de electrónica digital en las cadenas de espectroscopia aporta ventajas, siempre que se minimicen los ruidos de cuantificación y muestreo con un diseño adecuado, para que los niveles de ruido se aproximen a un sistema analógico.

Como conclusión final, si consideramos una cadena de detección —analógica o digital— que utiliza conformadores lineales, para calcular todos los índices de ruido únicamente hace falta tener en cuenta la forma final de la señal después de todos los procesos de conformación. Sin embargo, para cadenas de detección que incorporan procesamiento digital, hace falta además obtener los índices de ruido de la conformación analógica y digital por separado debido al

Ruido de Muestreo. Hallando el valor de estos índices de ruido se puede obtener cómo afecta el Ruido de Muestreo y cuantificación a la cadena de conformación completa, según los métodos que se acaban de presentar en las secciones 3.4.1 y 3.4.2.

Capítulo 4

Técnicas de búsqueda de la conformación óptima

SEGÚN LAS ECUACIONES expuestas en el anterior capítulo, si se conocen las densidades espectrales de cada tipo de ruido, conformación aplicada y análisis de señal —y en caso de la conformación digital, la frecuencia de muestreo y resolución en bits del ADC—, se puede determinar con precisión cuál es la resolución total de una determinada cadena de detección.

Mediante cálculos matemáticos se puede averiguar cuál es la conformación óptima, dependiendo de las densidades espectrales de ruido que se generen en cada etapa de la cadena. Algunos de los estudios más relevantes en este aspecto [Nich73, Gatt96], ya comentados en la sección 2.2, se llevaron cabo en el dominio de la frecuencia para sistemas analógicos.

La utilización de procesamiento digital en las etapas de conformación y análisis de señal permite adaptarlas más fácilmente al sistema de espectroscopía concreto con el que se esté operando. Una de las etapas que más impacto suele tener en la resolución de un sistema es la etapa de conformación, en la cual nos centraremos en este capítulo al igual que se han tratado trabajos anteriores como los enumerados en la sección 2.2.

Concretamente, la posibilidad de adaptación por parte de la etapa de conformación es especialmente útil cuando no se conoce de antemano las densidades espectrales de los ruidos o cuando éstos pueden variar cuando el sistema detector de radiación esté funcionando (por ejemplo, el ruido debido a daños estructurales en un detector semiconductor) o ser reajustados (por ejemplo, el periodo de muestreo T_s para reducir el consumo).

En este capítulo se exponen dos novedosas técnicas que calculan la conformación óptima adaptándose dinámicamente a los parámetros de señal y ruido de la cadena. El primero está basado en la combinación de conformadores a partir de unos conformadores óptimos para cada uno de los cuatro tipos de ruido tenidos en cuenta en este trabajo de investigación (Ruido

Blanco Serie, Ruido Blanco Paralelo, Ruido $1/f$ Serie y Ruido $1/f$ Paralelo). El segundo utiliza un algoritmo de *annealing* simulado para obtener la conformación óptima mediante la minimización del valor de una función de coste que será definida por el usuario.

En este capítulo se utilizará la ENC para evaluar los resultados teóricos y la SNR para resultados experimentales. No se ha utilizado el mismo parámetro de comparación debido a que para evaluar los resultados experimentales no se dispone del valor de las densidades espectrales de cada uno de los tipos de ruido considerados, a menos que sean estimados mediante analizadores de espectros o transformadas de Fourier. Sin embargo, mediante la captura de pulsos y la obtención de muestras de ruido, se puede obtener la relación señal/ruido (o en este caso la relación ruido/señal) que también permite averiguar la resolución de un determinado sistema sin la necesidad de conocer las densidades espectrales de cada tipo de ruido.

4.1. Método de la combinación de conformadores

En esta sección se expone un método para la síntesis de conformadores óptimos en el dominio del tiempo mediante la combinación de otros conformadores.

Para comprobar que el algoritmo propuesto proporciona conformadores óptimos o cuasióptimos se ha intentado reducir los diferentes índices de ruido mediante ajustes manuales y en ningún caso se ha mejorado los resultados proporcionados por este método.

Este algoritmo cuenta con la ventaja adicional de que es fácilmente implementable en lógica digital, en contraposición con otros algoritmos diseñados inicialmente en el campo teórico mediante demostraciones matemáticas (por ejemplo [Gatt96]), u otros implementados analógicamente que carecen de la mencionada flexibilidad.

4.1.1. Conformadores óptimos para cada tipo de ruido

El conformador óptimo para un tipo determinado de ruido es aquel que reduce al mínimo su impacto en la resolución total del sistema. En la figura 4.1 se muestran las conformaciones óptimas para cada tipo de ruido considerado hasta ahora. En la tabla 4.1 se enumeran los índices de ruido de estos conformadores óptimos calculados con las fórmulas de la tabla 3.2, para conformación digital y un orden del conformador $N = 10000$, con el objetivo de conseguir una forma sumamente definida de la conformación que se desea. El código Matlab utilizado para el cálculo de los índices de ruido se detalla en el apéndice C.

En esta tabla podemos observar que debido a que $T_s \ll \tau_s$, \mathbf{S}_1 es el mejor conformador para mitigar tres de los cuatro tipos de ruido. Así, este conformador no sólo es óptimo para el Ruido Blanco Paralelo, sino también para el Ruido $1/f$ Serie y Paralelo, incluso más que los conformadores óptimos \mathbf{S}_3 y \mathbf{S}_4 para esos tipos de ruido. Sin embargo, el tiempo de conformación de \mathbf{S}_1 , a diferencia del resto de conformadores, es T_s , como se puede observar en

la figura 4.1(a) ya que sólo necesita un ciclo de reloj. Si se extiende este tiempo de conformación hasta hacerlo igual al del resto de los conformadores aplicando $T_s = \tau_s$ (obteniendo un pulso cuadrado de duración τ_s), S_3 y S_4 proporcionan índices más bajos para el Ruido $1/f$ Serie y Paralelo que S_1 . Nótese también que el uso de S_1 como conformador incrementa enormemente el índice de Ruido Blanco Serie. En la tabla 4.1 aparecen los valores dentro de un marco cuando proporcionan el valor mínimo para cada tipo de ruido.

Estas son las razones por las que se ha incluido cada conformador teórico óptimo para su uso en este algoritmo aunque puede utilizarse con los conformadores que se desee. La elección de los conformadores teóricos óptimos es de vital importancia para conseguir buenos resultados.

En esta tabla está también incluido el conformador en cúspide porque puede ser reemplazado por el conformador de pico si se desea que el tiempo de conformación no varíe, como se verá en la sección 4.1.2.

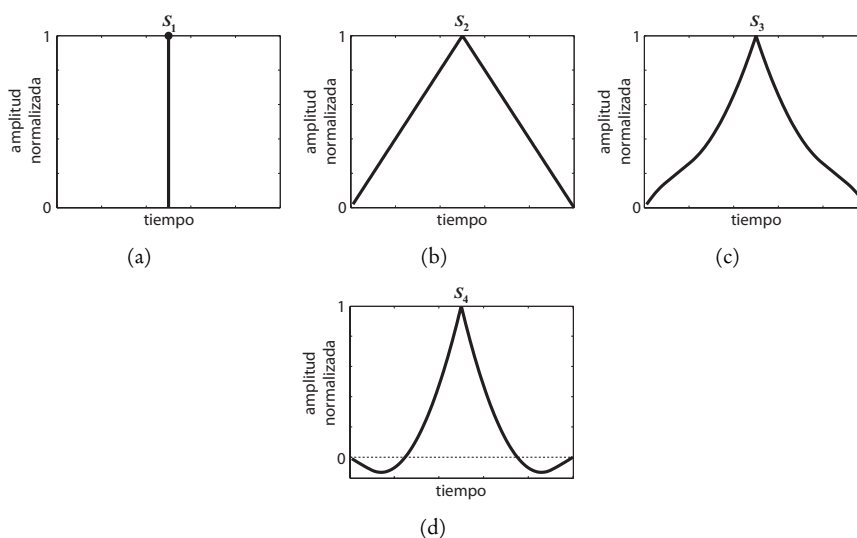


FIGURA 4.1. Conformadores óptimos para cada tipo de ruido: (a) S_1 , óptimo para el Ruido Blanco Paralelo. (b) S_2 , óptimo para el Ruido Blanco Serie (c) S_3 , óptimo para el Ruido $1/f$ Serie [Jord03]. (d) S_4 , óptimo para el Ruido $1/f$ Paralelo [Gera97].

En una situación real, el ruido generado a lo largo de la cadena de detección no será únicamente de un tipo, sino que podrá estar formado por diferentes combinaciones de los cuatro tipos de ruido expuestos. Por esta razón, este algoritmo busca la combinación de las conformaciones óptimas de estos cuatro tipos de ruido. La proporción en la cual se combinarán variará dependiendo de la proporción en la que cada tipo de ruido esté presente frente a los demás.

TABLA 4.1. Índices de ruido de los conformadores óptimos teóricos y el conformador en cúspide.

Conformador	$\langle N_S^2 \rangle$	$\langle N_\Delta^2 \rangle$	$\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$	$\langle N_{FS}^2 \rangle$
S ₁ Pico	T_s	$2/T_s$	0.358	$0.002T_s^2$
S ₂ Triangular	$0.333\tau_s$	$4.000/\tau_s$	0.842	$0.604\tau_s^2$
S ₃ Óptimo para Ruido 1/f Serie	$0.222\tau_s$	$4.866/\tau_s$	0.635	$1.591\tau_s^2$
S ₄ Óptimo para Ruido 1/f Paralelo	$0.130\tau_s$	$9.129/\tau_s$	0.649	$0.421\tau_s^2$
S ₅ Cúspide	$0.200\tau_s$	$5.333/\tau_s$	0.706	$1.237\tau_s^2$

4.1.2. Base propuesta para los conformadores

Si se desea combinar conformadores digitales, la mezcla de sus coeficientes a través de su media ponderada no produce buenos resultados. A modo de ejemplo, en la figura 4.2 se muestra la conformación resultante de la combinación del conformador de pico y triangular. Esta conformación no produce bajos índices de ruido en comparación con los mostrados en la tabla 4.1.

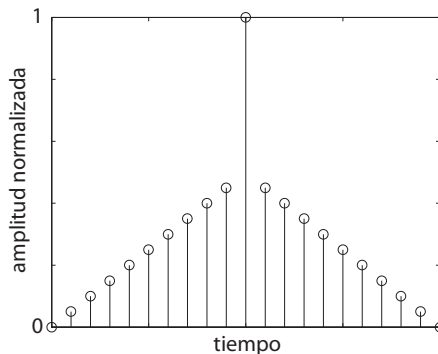


FIGURA 4.2. Conformador obtenido mediante la combinación de los coeficientes del conformador de pico y triangular.

Por ello, es necesario representarlos en una base de componentes linealmente independientes para combinarlos. En [Jord03] se propone la síntesis de conformadores digitales simétricos mediante la suma de un conformador cóncavo más uno convexo. La parte de conformación cóncava está definida por los variables:

- k_a . Tiempo en ciclos de subida de la señal.
- m_a . Tiempo en ciclos de meseta.
- A . Amplitud de la señal.

TABLA 4.2. *Parámetros para generar los conformadores enumerados en la tabla 4.1.*

Conformador	k_a	m_a	A	k_b	m_b	B
S₁ Pico	1	0	1	0	0	0
S₂ Triangular	$0.5N$	0	1	$0.5N$	0	1
S₃ Óptimo para Ruido $1/f$ Serie	$0.4N$	0	1	$0.2N$	$0.6N$	1
S₄ Óptimo para Ruido $1/f$ Paralelo	$0.4N$	0	8	$0.5N$	0	-1
S₅ Cúspide	$0.5N$	0	0	0	0	1

- d_a . Retardo de la señal en ciclos con respecto a un inicio.

La parte convexa de conformación está definida por los variables análogas k_b , m_b , B y d_b . En [Jord03] se encuentran tanto las fórmulas que definen el resultado de estos valores, como la implementación del circuito digital.

Los valores d_a y d_b pueden ponerse en función de los otros. En efecto, para que la suma de ambas señales sea simétrica, han de cumplir las siguientes ecuaciones:

$$d_a = \frac{N - 2k_a - m_a}{2} \quad \text{y} \quad d_b = \frac{N - 2k_b - m_b}{2} \quad (4.1)$$

donde N es el orden del conformador. Al ser entonces d_a y d_b función de los otros valores, puede definirse cualquier conformador simétrico mediante seis variables:

$$\mathbf{S} = (k_a, m_a, A, k_b, m_b, B) \quad (4.2)$$

La base está definida por los valores de la tupla \mathbf{S} generadas para cada conformador que pertenece a la base. El valor de esta tupla para cada tipo de conformación óptima de la tabla 4.1 se exponen en la tabla 4.2. Cada uno de los parámetros de \mathbf{S} ha de ser un número entero.

La combinación de dos o más conformadores se realiza calculando el valor medio de cada uno de los elementos que lo componen. Así si queremos combinar dos conformadores \mathbf{S}_i y \mathbf{S}_j en proporciones a y b , el conformador resultante \mathbf{S} será:

$$\mathbf{S} = a\mathbf{S}_i + b\mathbf{S}_j \quad \text{donde} \quad a + b = 1 \quad \text{y} \quad a, b \geq 0 \quad (4.3)$$

En la figura 4.3 se muestran en gris las conformaciones óptimas para cada tipo de ruido tenido en cuenta hasta ahora. También se muestra, a modo de ejemplo, la combinación 50%-50% de los conformadores mostrados en la figura 4.1, aunque el algoritmo permite otras mezclas arbitrarias. Se puede observar que al combinar el conformador de pico \mathbf{S}_1 (con tiempo de conformación $\tau_s = T_s$) con el resto de los conformadores, el tiempo de conformación se reduce a la mitad para una combinación 50%-50%.

Así, combinando los conformadores en otras proporciones diferentes, el tiempo de conformación τ_s puede ser ajustado automáticamente por el algoritmo. El ajuste automático de τ_s

no es nuevo y ya fue tratado en [Abba12], también puede ser llevado a cabo también usando el algoritmo explicado en la siguiente sección. Si se desea un τ_s fijo (por ejemplo porque el efecto del Ruido Blanco Serie sea muy predominante), puede sustituirse S_1 por S_4 ó S_5 .

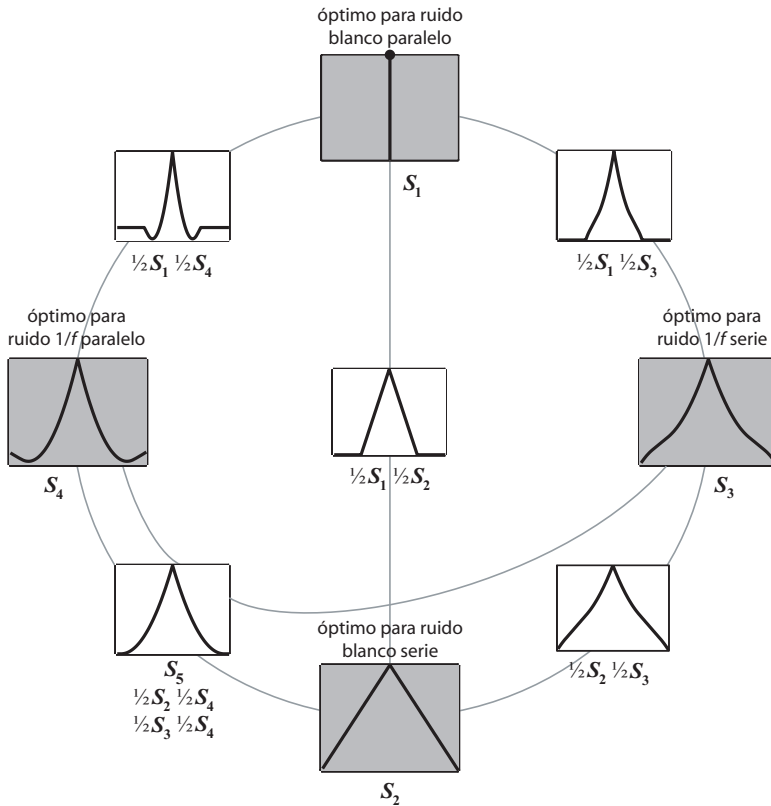


FIGURA 4.3. Mezcla de conformadores óptimos (en gris) para cada ruido tipo y la combinación 50%-50% de cada uno de ellos.

Algoritmo de búsqueda

Para obtener un conformador óptimo, han de seguirse los siguientes pasos:

1. Identificar los tipos de ruidos (utilizando un analizador de espectros o mediante otras técnicas indirectas) que van a ser tenidos en cuenta y sus conformadores óptimos teóricos. Se pueden probar resultados añadiendo conformadores adicionales como el conformador en cúspide.
2. Establecer un periodo de muestreo T_s para minimizar el Ruido de Muestreo de acuerdo a lo explicado en el capítulo anterior.

3. Establecer el tiempo máximo de conformación τ_s^+ . Este tiempo será ajustado automáticamente por el algoritmo si los conformadores óptimos teóricos tienen diferente τ_s .
4. Calcular el orden del conformador $N = \tau_s^+ / T_s$.
5. Seleccionar dos de las conformaciones teóricas óptimas tipo. Evaluar la resolución del sistema para combinaciones de los dos conformadores seleccionados en diferentes proporciones (por ejemplo 0%–100%, 10%–90%, 20%–80%, etc.) Las combinaciones se realizarán de acuerdo a la ecuación (4.3).
6. Determinar las proporciones de combinación de las conformaciones que maximice la relación S/N.
7. Si se hubiera considerado un tercer tipo de ruido, comprobar si una combinación del conformador resultante con el conformador óptimo teórico para este tercer tipo produce mejores resultados. En caso afirmativo, tendríamos una mezcla de las tres conformaciones.
8. Repetir el paso anterior con cada conformación teórica óptima que se desee considerar.
9. La conformación que proporciona la máxima reducción de ruido con tiempo de conformación $\tau_s \leq \tau_s^+$ será el conformador óptimo.

Este algoritmo necesita pocas interacciones para encontrar la conformación óptima, siendo suficientes dos o tres únicamente.

Como se ha explicado en la sección 4.1.1, en todas las conformaciones óptimas teóricas (y por tanto en todas sus combinaciones) el tiempo de meseta es igual a T_s , que es el valor mínimo posible para conformación digital. Sin embargo, el usuario puede seleccionar un tiempo mayor (por ejemplo para evitar el déficit balístico). Un incremento del tiempo de meseta trae consigo el incremento de los índices de Ruido Blanco Paralelo $\langle N_S^2 \rangle$ y $1/f$ Paralelo $\langle N_{FS}^2 \rangle$ de acuerdo a las fórmulas presentadas en las secciones 3.2 y 3.2. Por esta razón no se recomienda que se realice esta conformación salvo en casos muy específicos. No obstante, si se desea crear una meseta de duración igual a L ciclos de reloj, se ha de sumar L al valor inicial de m_a y m_b de todos los conformadores óptimos teóricos considerados.

4.1.3. Ejemplos de aplicación

En este apartado se mostrarán cuatro ejemplos para evaluar el funcionamiento del algoritmo con diferentes tipos de ruido. Para evaluar el conformador se utilizará el parámetro ENC calculado según la ecuación (2.12). Estas pruebas han sido llevadas a cabo utilizando la herramienta Matlab.

De acuerdo con el algoritmo, una vez identificados los conformadores óptimos teóricos, se han de seleccionar de dos en dos para ser combinados. En todos los experimentos realizados,

el intercambio del orden de prueba de los conformadores cuando se aplica el algoritmo no ha alterado el conformador óptimo obtenido, por lo que puede concluirse que el orden de elección de los conformadores óptimos teóricos no importa.

Ejemplo 1

En este primer ejemplo, propuesto en [Gatt96] existe una capacidad de entrada equivalente $C_i = 1$ pF. Estableceremos el orden del conformador a $N = 100$ y $\tau_s^+ = 4$ μ s. Por tanto, utilizando la ecuación (1.20), se obtiene que $T_s = 40$ ns. En este ejemplo se han medido densidades espectrales de ruido siguientes:

- $v_n^2 = 1.5 \cdot 10^{-18}$ V²/Hz
- $i_n^2 = 0.55 \cdot 10^{-29}$ A²/Hz

Además se supone que no hay Ruido 1/f Serie ni Paralelo.

El primer paso de acuerdo al algoritmo, es llevar a cabo la identificación de los tipos de ruido que van a ser tenidos en cuenta y sus correspondientes conformadores óptimos teóricos. Como los tipos de ruido presentes son el Ruido Blanco Serie y Paralelo, los conformadores teóricos óptimos serán S_1 y S_2 de la tabla 4.2, y τ_s será automáticamente ajustado porque S_1 va a ser incluido como conformador teórico óptimo. También S_5 va a ser considerado en la ejecución del algoritmo porque el conformador en cúspide es también un buen conformador para estos dos tipos de ruido y puede mejorar el resultado.

De acuerdo con la figura 4.4, en la primera iteración se determina que el conformador transitorio óptimo S_t es igual a 4/10 de S_1 y 6/10 de S_2 . En la segunda iteración S_t se combina con S_5 para obtener el conformador óptimo S'^* igual a 6/10 S_t y 4/10 S_5 .

El resultado del algoritmo se muestra en la figura 4.4. Las gráficas de la izquierda de esta figura muestran el valor de ENC² obtenido como resultado de combinar conformadores en diferentes proporciones de acuerdo con (4.3). Las figuras de la derecha son los conformadores obtenidos en cada iteración. Como se observa τ_s ha sido ajustado durante cada iteración. Durante la primera iteración, el algoritmo selecciona el conformador S_t que produce menos ENC mezclando S_1 y S_2 en diferentes proporciones (en este caso 40%–60%). En la segunda iteración, S_t y S_5 se combinan siguiendo el mismo procedimiento. El conformador óptimo resultante es S^* .

De acuerdo a la ecuación (2.12), utilizando S^* como conformador obtenemos una ENC igual a 15.23 e^- . Además, el tiempo de conformación τ_s es ahora de 65 ciclos y por tanto $\tau_s^+ = 2.6$ μ s en vez de 4 μ s.

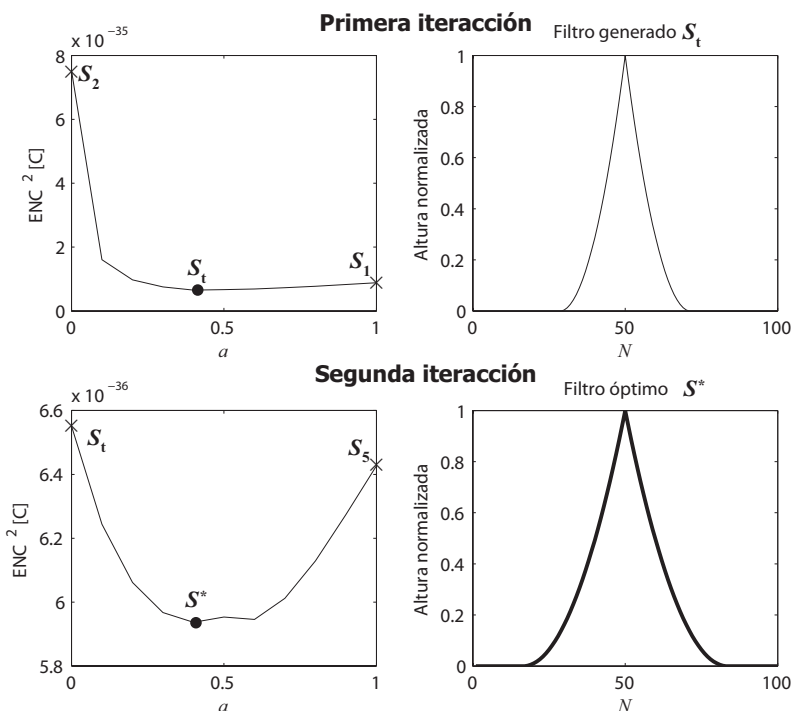


FIGURA 4.4. Resultados del algoritmo para el ejemplo 1. Las gráficas de la izquierda representan el resultados de la ENC^2 como resultado de mezclar los conformadores, siendo el parámetro a el factor de combinación de la ecuación (4.3).

Ejemplo 2

En este ejemplo, obtenido de [Gatt96], se fija una capacidad de entrada $C_i = 0.4$ pF. Otra restricción adicional es que no se proporciona un tiempo de conformación máximo, sino que queda fijado a $\tau_s^+ = 4$ μ s. Si se utiliza un filtro de orden $N = 100$, de acuerdo con (1.20), $T_s = 40$ ns. Las densidades espectrales de ruido estimadas son:

- $v_n^2 = 1.5 \cdot 10^{-18}$ V²/Hz
- $i_n^2 = 1.6 \cdot 10^{-31}$ A²/Hz
- $v_{fn}^2 = 1.5 \cdot 10^{-12}$ V²

Los tipos de ruido considerados son Blanco Serie, Blanco Paralelo y $1/f$ Serie. Por tanto, los conformadores teóricos óptimos son S_2 , S_3 y S_5 . En este ejemplo, S_1 no va a ser considerado para mantener la restricción de τ_s .

Los resultados se muestran en la figura 4.5. Las gráficas de la izquierda de esta figura muestran la ENC^2 con respecto a las proporciones de combinación de los dos conformadores seleccionados de acuerdo con la ecuación (4.3). Las figuras de la derecha muestran los conformadores obtenidos tras cada iteración. Como se puede observar, el conformador óptimo resultante $\mathbf{S}^* = \mathbf{S}_3$ porque el Ruido $1/f$ Serie predomina en este sistema. Sin embargo, si \mathbf{S}_1 se hubiera considerado a la hora de ejecutar el algoritmo, $\mathbf{S}^* \approx \mathbf{S}_1$ ya que v_n es también mucho más pequeño que v_{fn} .

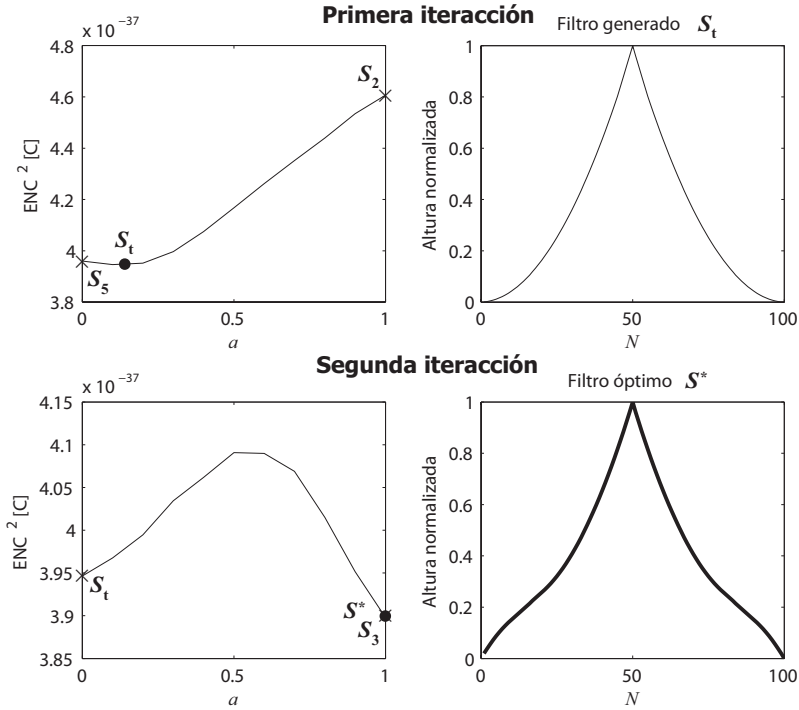


FIGURA 4.5. Resultados del algoritmo para el ejemplo 2. Las gráficas de la izquierda representan los valores de ENC^2 como resultado de mezclar los conformadores, siendo el parámetro a el factor de combinación de la ecuación (4.3).

De acuerdo con (2.12), utilizando \mathbf{S}^* como conformador se obtiene una ENC igual a $3.89 e^-$.

Ejemplo 3

Este ejemplo, también obtenido de [Gatt96], es similar al ejemplo anterior excepto que tiene una restricción adicional: un tiempo de meseta $\tau_t = 400$ ns. Si $T_s = 40$ ns, entonces la duración de la meseta $L = \tau_t/T_s = 10$ ciclos de reloj. Para cumplir con ese requisito, el

TABLA 4.3. Parámetros de la tabla 4.1 con duración de meseta $L = 10$ ciclos de reloj. El orden de estos conformadores continua siendo $N = 100$.

	Conformador	k_a	m_a	A	k_b	m_b	B
S'_2	Triangular	40	10	1	40	10	1
S'_3	Óptimo para Ruido $1/f$ Serie	40	10	1	20	60	1
S'_5	Cúspide	40	10	1	0	10	1

valor de m_a y m_b debe ser mayor o igual a 10 [Jord03] para cada conformador óptimo teórico considerado. Estos parámetros modificados se muestran en la tabla 4.2.

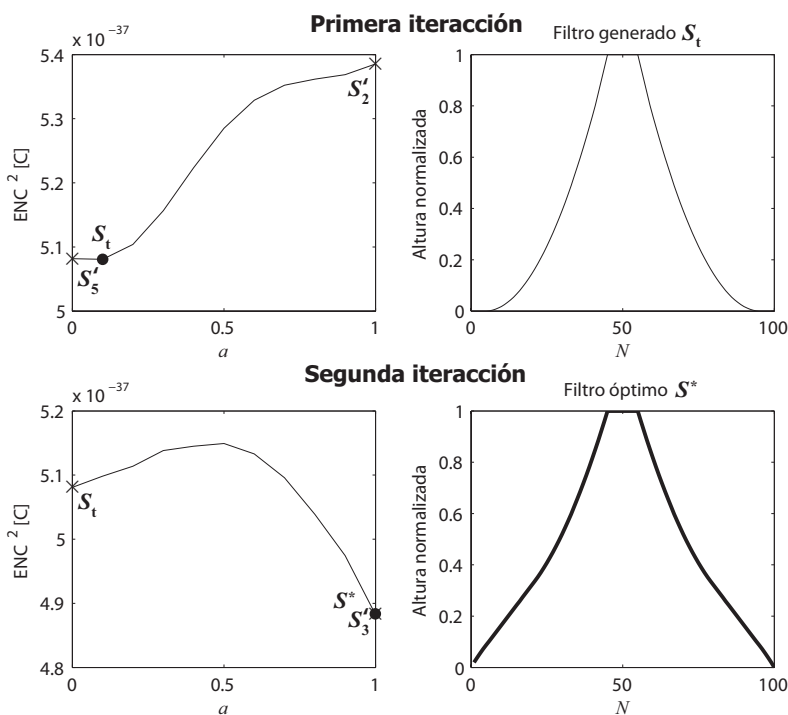


FIGURA 4.6. Resultados del algoritmo para el ejemplo 3. Las gráficas de la izquierda representan los valores de ENC^2 como resultado de mezclar los conformadores, siendo el parámetro a el factor de combinación de la ecuación (4.3).

Los resultados de este algoritmo se muestran en la figura 4.6. Las gráficas de la izquierda de esta figura muestran el ENC^2 vs. el porcentaje de cada conformador considerado. La figura de la derecha muestra los conformadores obtenidos después de cada iteración. De acuerdo con (2.12), utilizando S^* como conformador, se obtiene un ENC igual a $4.37 e^-$.

Ejemplo 4

En este último ejemplo, obtenido de [Gera97], los parámetros del ruido estimados son:

- $v_n^2 = 3 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$
- $i_n^2 = 3 \cdot 10^{-28} \text{ A}^2/\text{Hz}$
- $i_{fn}^2 = 1 \cdot 10^{-18} \text{ A}^2$

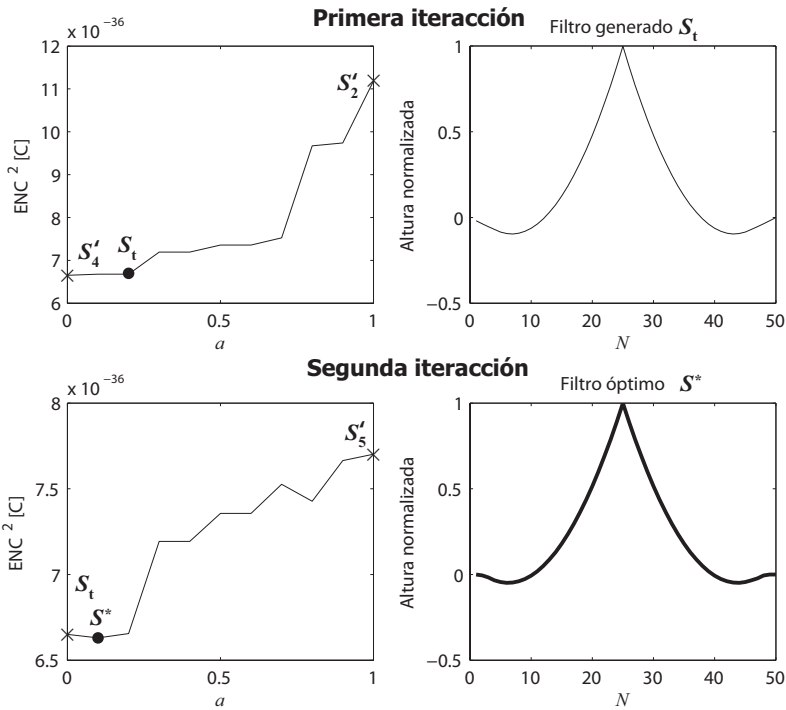


FIGURA 4.7. Resultados del algoritmo para el ejemplo 4. Las gráficas de la izquierda representan los valores de ENC² como resultado de mezclar los conformadores, siendo el parámetro a el factor de combinación de la ecuación (4.3).

En este ejemplo, no habrá densidad espectral de Ruido $1/f$ Serie. Los conformadores teóricos óptimos serán S_2 (para el Ruido Blanco Serie), S_4 (para Ruido $1/f$ Paralelo) y S_5 (para Ruido Blanco Paralelo) de la tabla 4.2. Este último ha sido escogido en lugar de S_1 para mantener la restricción de $\tau_s = 100 \text{ ns}$. Si se elige $T_s = 2 \text{ ns}$, de acuerdo con (1.20), $N = 50$. Por lo tanto, los coeficientes de los conformadores han de ser reajustados puesto que los expuestos en la tabla 4.2 son para $N = 100$, en vez de 50. Así, los nuevos conformadores teóricos óptimos son $S_2' = S_2/2$, $S_3' = S_3/2$ y $S_5' = S_5/2$. Por último queda establecer $C_i = 0.4 \text{ pF}$ al igual que en los dos ejemplos anteriores.

Los resultados de ejecutar el algoritmo se muestran en la figura 4.7. Utilizando S^* como conformador se obtiene una ENC de $16.09 e^-$.

4.1.4. Resultados experimentales utilizando un monitor de neutrones

Finalmente, se ha probado el algoritmo propuesto en un detector de radiación real. Esta prueba ha sido realizada en el Monitor de Neutrones de Castilla-La Mancha (CaLMa), localizado en Guadalajara (España) [Medi13]. Este banco de pruebas, cuyas características se detallan en el apéndice E.2, ha sido empleado también en este trabajo de investigación para realizar experimentación en la medida del Ruido de Muestreo (sección 3.4.4). En este experimento se ha utilizado un tubo LND2061 (re lleno de BF_3) conectado a un preamplificador Canberra modelo ACHNA98, cuyas especificaciones también se detallan en el apéndice E.2.

Para llevar a cabo esta prueba, el preamplificador ha sido conectado a una tarjeta propietaria de adquisición de datos especialmente diseñada para este tipo de pruebas (ver sección 6.1). Esta tarjeta incorpora un ADC de resolución de 14 bits (LTC2171 de Linear) cuya salida se ha conectado a una tarjeta ML-410 con una FPGA de Xilinx XC4VF60FF1152.

En este experimento las señales han sido capturadas utilizando Xilinx ChipScope 13.1 y procesadas utilizando Matlab. Cuando se produce un evento, a la salida del preamplificador de este banco de pruebas se genera un pulso semigaussiano de aproximadamente $4 \mu s$ de duración, tomados en 25 muestras. En la figura 4.8 se muestra una captura de la señal proveniente del preamplificador. Para hacer el Ruido de Muestreo despreciable con el resto de tipos de ruido se ha establecido una frecuencia de muestreo de $f_s = 1/T_s = 10 \text{ MS/s}$. De acuerdo con la ecuación (1.20), para esa frecuencia de muestreo se ha establecido un orden del filtro $N = 40$.

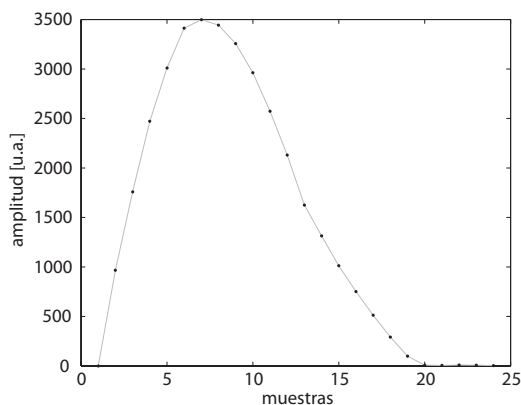


FIGURA 4.8. Pulso proveniente del monitor de neutrones.

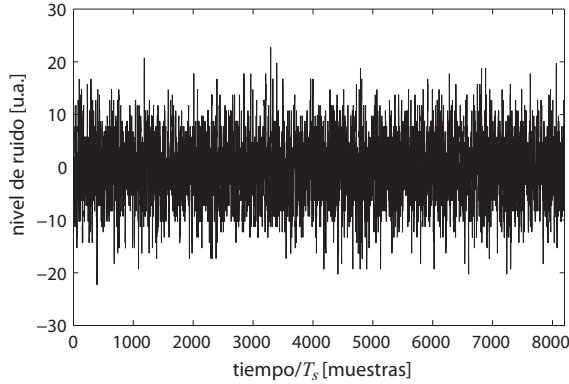


FIGURA 4.9. Muestra de ruido capturada $N[n]$ con la tarjeta DAQ cuando no hay conformación digital.

Después de la etapa ADC, el conformador digital va a modificar la forma de los pulsos obteniéndose a la salida otra señal S^* equivalente que minimiza la razón R ruido/señal, dada por la siguiente ecuación:

$$R^2 = \frac{1}{S^2} \left(\frac{1}{\Theta} \sum_{n=0}^{\Theta} N^2[n] \right) \quad (4.4)$$

donde S es la amplitud del pulso a la salida del conformador y Θ la longitud de la señal en ciclos. Para esta prueba $\Theta = 8192$. Finalmente $N[n]$ es el valor de la salida del conformador cuando no se ha producido ningún evento y solo se observa ruido.

En la figura 4.9 se muestra una captura de ruido obtenida a la salida del preamplificador utilizando la tarjeta de adquisición de datos propietaria. A priori, en esta gráfica predomina el Ruido Blanco Serie y si se realiza la Transformada Rápida de Fourier (FFT) de la señal que aparece en la figura 4.9, se puede comprobar esta suposición. Por esta razón, se ha elegido el conformador óptimo teórico del Ruido Blanco Serie, Ruido Blanco Paralelo y Ruido $1/f$ Serie, obviándose el Ruido $1/f$ Paralelo. Por lo tanto, los conformadores teóricos óptimos que se utilizarán son S_1 , S_2 y S_3 que corresponden a los conformadores óptimos para los tipos de ruido que se desean tener en cuenta (ver tabla 4.2). S_4 también será incluido en una tercera iteración porque puede mejorar el resultado del experimento.

De acuerdo con la figura 4.10, en la primera iteración se determina que el conformador transitorio óptimo $S_t = S_2$. En la segunda iteración S_t se combina con S_3 para obtener un segundo conformador transitorio óptimo S'_t igual a $3/10$ de S_t y $7/10$ de S_3 . En la tercera iteración se obtiene el conformador óptimo S^* .

Según estos resultados, el conformador óptimo no es S_2 como cabría esperar, después de observar la muestra de ruido de la figura 4.11, sino una combinación de S_2 y S_3 ; el orden

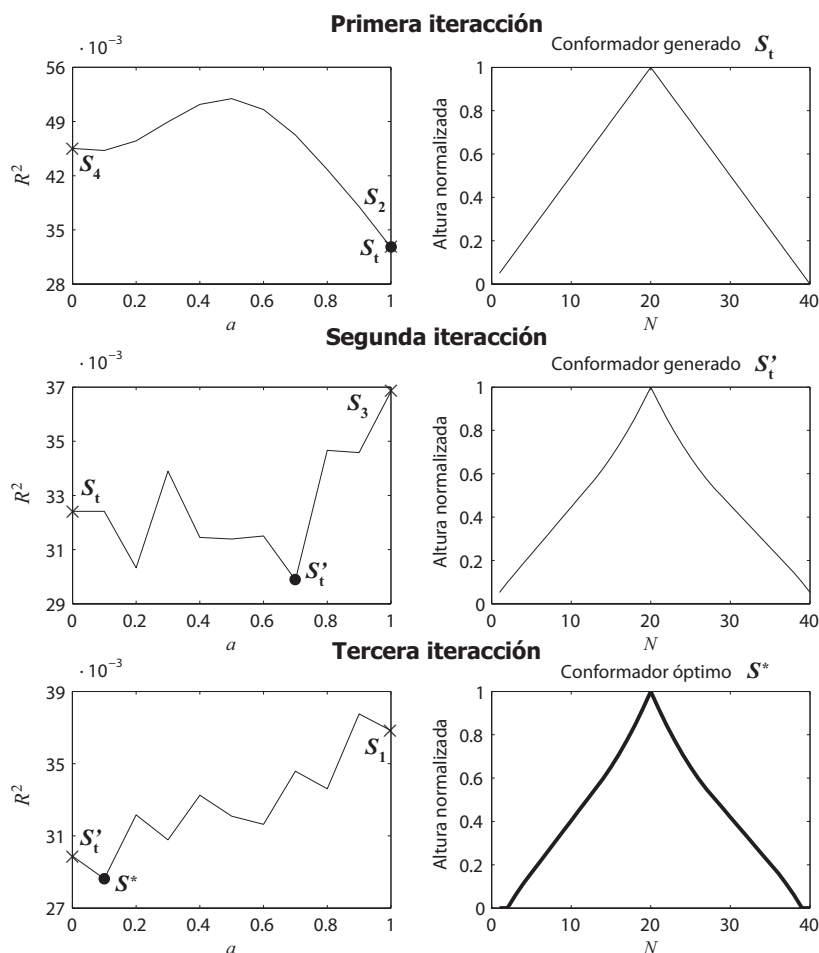


FIGURA 4.10. Resultados del algoritmo para el monitor de neutrones. Los gráficos de la izquierda representan el resultado de combinar los conformadores vs. la media cuadrática R^2 de ruido. Las figuras de la derecha muestran la conformación obtenida en cada iteración.

del conformador ha sido automáticamente ajustado a $N = 38$. En cada iteración la media cuadrática que representa al ruido se reduce significativamente. Este resultado es válido sólo para $N = 40$. Sin embargo en la figura 4.11 se muestra la evolución del algoritmo para diferentes N predefinidos.

De acuerdo con (3.3) para calcular el índice de Ruido Blanco Serie, este índice es inversamente proporcional a τ_s , por lo que si se quiere reducir este tipo de ruido han de proporcionarse tiempos de conformación más largos. A la vista de los resultados, cuanto mayor es τ_s (proporcional a N) mejores resultados se obtienen, lo que pone de manifiesto una componente predominante de Ruido Blanco Serie.

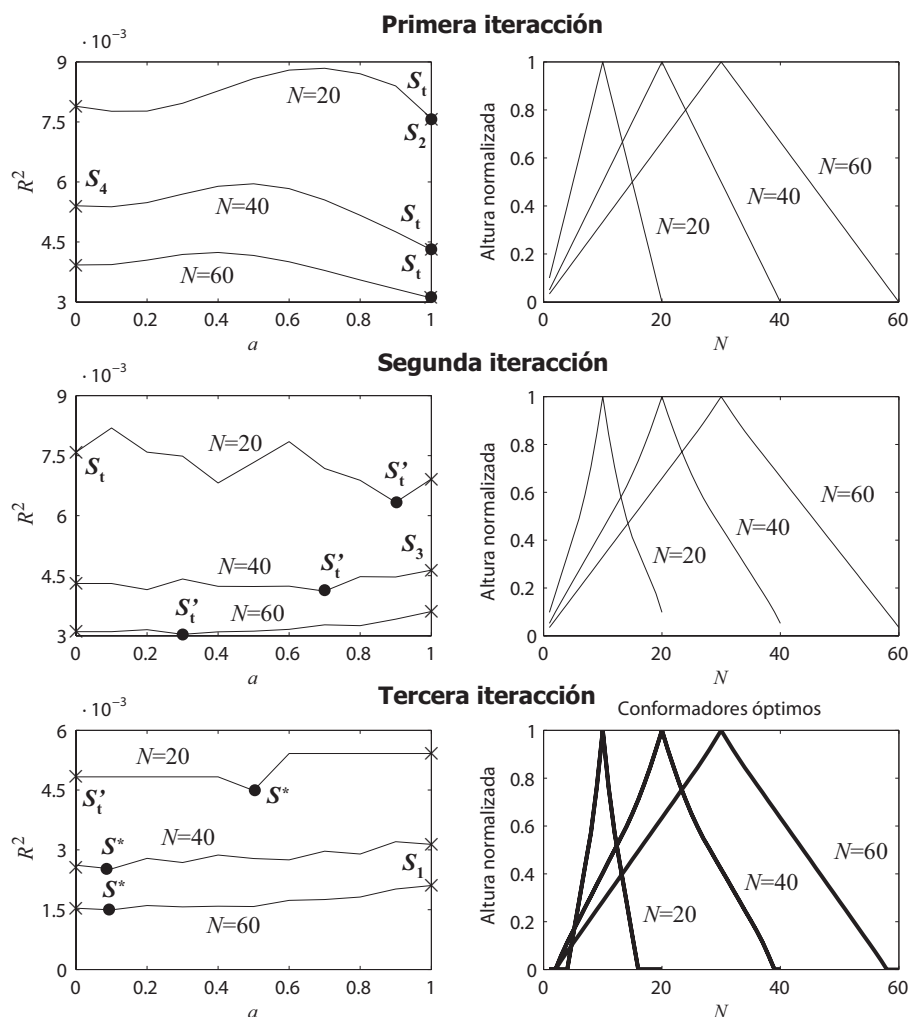


FIGURA 4.11. Resultados superpuestos del algoritmo aplicado en el monitor de neutrones para varios valores predefinidos de N . Las gráficas de la izquierda representan el resultado R^2 de combinar los conformadores vs. la media cuadrática. Las gráficas de la derecha muestran la conformación obtenida en cada iteración.

4.2. Método del *annealing*

El *annealing* simulado [Rute89] es un algoritmo aleatorio para la optimización de problemas mediante combinatoria. Estos problemas suelen tener la característica común de disponer de muchas variables. El método fue introducido por Kirkpatrick *et al.* [Kirk83] tomando como referencia la analogía con la mecánica estadística del templado en sólidos.

En mecánica estadística, un estado de baja energía normalmente implica un estado muy ordenado, como puede ser una red cristalina. Para llegar a este estado, al material se le aplica el *annealing* o proceso de templado: calentado a una temperatura que permita muchos reordenamientos atómicos y luego enfriado lentamente hasta que el material llega a conseguir una estructura cristalina bien definida. El algoritmo de *annealing* simula esta analogía física para solucionar problemas reales de optimización.

Este método se emplea en multitud de problemas de optimización para ser resueltos en un tiempo razonable. Para nuestro propósito, un problema de optimización es aquel en el que se buscan un grupo de variables tales que minimizen una determinada función llamada *función de coste*. Esta función estima la bondad de un determinado grupo de variables. La elección de una función de coste apropiada es crucial para lograr buenos resultados utilizando este algoritmo.

4.2.1. Algoritmo propuesto para la realización del *annealing*

Para ejecutar el algoritmo de *annealing* se necesita una población P de conformadores de la que seleccionar los mejores. Cada elemento de la población será un conformador simétrico, cada uno de ellos definido por un grupo de valores I que van desde 0 a 1. Algunas de las funciones de coste válidas para este algoritmo se detallan en la sección 4.2.2.

Para obtener un conformador óptimo utilizando este algoritmo se han de seguir los siguientes pasos:

1. Establecer el periodo de muestreo T_s y el intervalo de tiempo de conformación $\tau_{\text{range}} = \{N_{\text{mín}}T_s, \dots, N_{\text{máx}}T_s\}$ donde $\{N_{\text{mín}}, \dots, N_{\text{máx}}\} \in \mathbb{N}$ y $N \in [N_{\text{mín}}, N_{\text{máx}}]$ es el orden del conformador de acuerdo con la ecuación (1.20).
2. Establecer el número de escalones de temperatura $T_i = \{T_1 > T_2 > \dots > 0\}$ y la población P de conformaciones generadas en cada escalón de temperatura.
3. Por cada escalón de temperatura:
 - a) Generar una población de P grupos de valores I de manera aleatoria, siendo I un grupo de números definido como:

$$I = \{x_1, x_2, \dots, x_{N/2} \mid 0 \leq x_1 \leq x_2 \leq \dots \leq x_{N/2} = 1\} \quad (4.5)$$

Estos valores se corresponden con la forma del flanco de subida de la señal a salida del conformador. El valor de N para cada uno también es generado aleatoriamente. Para este algoritmo, y como se puede observar, los valores pertenecientes a I crecen monotónicamente hasta que alcanzan su valor máximo. Con ello se persiguen dos objetivos: (1) obtener un conformador simétrico con amplitud máxima igual a uno. La simetría se obtiene aplicando la ecuación (4.6) mostrada en el paso siguiente, (2) no incrementar en exceso el Ruido Blanco Paralelo por medio de su índice

$\langle N_{\Delta}^2 \rangle$. Sin embargo esta restricción puede ser eliminada, por ejemplo, para obtener el conformador óptimo para el Ruido $1/f$ Paralelo, a costa de incrementar considerablemente el tiempo de ejecución del algoritmo.

- b) Generar un conformador por cada I . En este trabajo de investigación, solo han sido considerados conformadores simétricos. Por ello, la salida del conformador ς es igual a:

$$\varsigma = \{x_1, x_2, \dots, x_{N/2} = 1, \dots, x_2, x_1\} \quad (4.6)$$

Una vez más, la restricción de simetría puede ser eliminada a costa de incrementar el tiempo de computo del algoritmo.

- c) Combinar ς con el mejor conformador actual. El resultado será S . El peso de ς con respecto al mejor conformador es proporcional a la temperatura $T \in T_i$. Si no hubiera mejor conformador actual, S no sería combinado y $\varsigma = S$.
- d) Evaluar S de acuerdo con una función de coste. Si la función de coste para S fuera menor que la función de coste para el mejor conformador actual, entonces el mejor conformador sería ahora S .
4. Cuando la ejecución del algoritmo finalice, el conformador óptimo S^* será el mejor conformador actual.

Para todos conformadores considerados, la duración del tiempo de meseta mínima τ_t es igual a T_s . En caso de permitir tiempos de meseta mayores, sería necesario añadir una cantidad de unos en medio de la conformación igual a $L = \tau_t/\tau_s$ cuando se generara:

$$\varsigma = \{x_1, x_2, \dots, x_{N/2-L/2} = 1, \dots, x_{N/2+L/2} = 1, \dots, x_2, x_1\} \quad (4.7)$$

Sin embargo, como ya se ha explicado a lo largo de todo este trabajo de investigación, el incremento de la meseta de una conformación implica un incremento del Ruido Blanco y $1/f$ Paralelo.

El pseudocódigo de este algoritmo es el siguiente:

```

 $N_{\text{range}} \leftarrow \{N_{\text{mín}} \dots N_{\text{máx}}\};$ 
bestDuration  $\leftarrow$  meanValue( $N_{\text{range}}$ );
bestShaper  $\leftarrow$  {0...0};
bestMark  $\leftarrow$   $\infty$ ;
for  $i = 1$  to  $T$  /* por cada escalón de temperatura */
  for  $j = 1$  to  $P$ 
    Ntmp  $\leftarrow$  bestDuration + GenerateAleatNumber( $N_{\text{mín}} \dots N_{\text{máx}}$ )/ $i$ ;
    if Ntmp >  $N_{\text{máx}}$  then
       $N \leftarrow$  Ntmp;
    else if Ntmp < 1 then
       $N \leftarrow$  1;
    else
       $N \leftarrow$  Ntmp;
    end if;
     $I \leftarrow$  GenerateRandomIndividual( $N$ );
     $\varsigma \leftarrow$  Shaper( $I$ );
     $S \leftarrow$  bestShaper +  $\varsigma/i$ ;
    if CalculateFunctionCost( $S$ ) < bestMark then
      bestMark  $\leftarrow$  CalculateFunctionCost( $S$ );
      bestDuration  $\leftarrow$   $N$ ;
      bestShaper  $\leftarrow$   $S$ ;
    end if;
  end for;
end for;

```

4.2.2. Funciones de coste

Para la ejecución de este algoritmo de forma teórica, como función de coste se va a utilizar la ecuación de la ENC (2.12) de igual manera que se ha empleado para el algoritmo de la combinación de conformadores en la sección 4.1.3. Por otra parte, para la ejecución de las pruebas experimentales se va a utilizar como función de coste la relación ruido/señal (4.4) definida en la sección 4.2.3.

No se han utilizado las mismas funciones de coste en los dos experimentos puesto que en las pruebas experimentales no se dispone del valor de las densidades espectrales de cada uno de los tipos de ruido considerados, a menos que sean estimados mediante analizadores de espectros o transformadas de Fourier. Sin embargo, mediante la captura de pulsos y la obtención de muestras de ruido, se puede obtener la relación señal/ruido (o en este caso la relación ruido/señal) que también permite averiguar la resolución de un determinado sistema sin la necesidad de conocer las densidades espectrales de cada tipo de ruido.

En los siguientes apartados se mostraran ejemplos de ejecución del algoritmo tanto teóricos como experimentales.

4.2.3. Experimentos para la validación del algoritmo

Para validar el funcionamiento de este algoritmo se han propuesto tres experimentos. En el primero se seleccionan unas densidades espectrales de ruido concretas con el objetivo de generar los conformadores teóricos óptimos mostrados en la sección 4.1.1. En el segundo, se aplica el algoritmo a experimentos ya conocidos para comparar los resultados, como ya se hizo en la sección 4.1.3. Por último, el tercero utiliza el algoritmo utilizando datos reales para validar el método en un entorno real.

Experimento 1. *annealing* simulado utilizando tipos específicos de ruido

El propósito de este primer experimento es obtener los conformadores teóricos óptimos expuestos en la sección 4.1.1 para mostrar que el algoritmo de *annealing* funciona adecuadamente.

Como se ha explicado en la sección 4.2.2, la función de coste para este primer experimento es la ecuación de la ENC (2.12). Por tanto, es necesario definir las densidades espectrales de ruido. Para obtener el conformador óptimo teórico para Ruido Blanco Paralelo, $v_n = v_{fn} = 0, i_n > 0$, para Ruido Blanco Serie $i_n = v_{fn} = 0, v_n > 0$, para obtener el conformador en cúspide, $v_{fn} = 0, C_i v_n = i_n$. Por último, para obtener el conformador óptimo teórico para Ruido $1/f$ Serie $i_n = v_n = 0, v_{fn} > 0$.

La figura 4.12 muestra los resultados de la aplicación del algoritmo para estos cuatro casos. En la primera columna se muestra el conformador obtenido para $T = 25, T = 15$ y $T = 5$. La segunda columna muestra el conformador resultante, obtenido en $T = 0$ que proporciona el conformador óptimo para cada caso. En la tercera columna se representa la evolución de la función de coste, en este caso la ENC, para cada valor de T . Como resultado de esta prueba se muestran los conformadores óptimos para cada tipo de ruido: (a) Ruido Blanco Paralelo, (b) Ruido Blanco Serie, (c) Igual influencia del Ruido Blanco Serie y Paralelo (conformación en cúspide) y (d) Ruido $1/f$ Serie. Como se puede observar los conformadores obtenidos se asemejan a los conformadores óptimos teóricos mostrados en la sección 4.1.1.

Como se puede observar en la figura, este experimento se ha llevado a cabo con diferente número de poblaciones P . Este valor tiene influencia en la forma final del conformador, dependiendo de su tipo. Así, en el caso de (a), $P = 10$ es más que suficiente para obtener el conformador óptimo para el Ruido Blanco Paralelo. Sin embargo, en caso de (c), $P = 100$ no es suficiente para obtener una conformación en cúspide definida. En el resto de los casos, los conformadores obtenidos con $P = 100$ y $P = 500$ son muy similares y el valor de P tiene un impacto despreciable en el valor de la ENC.

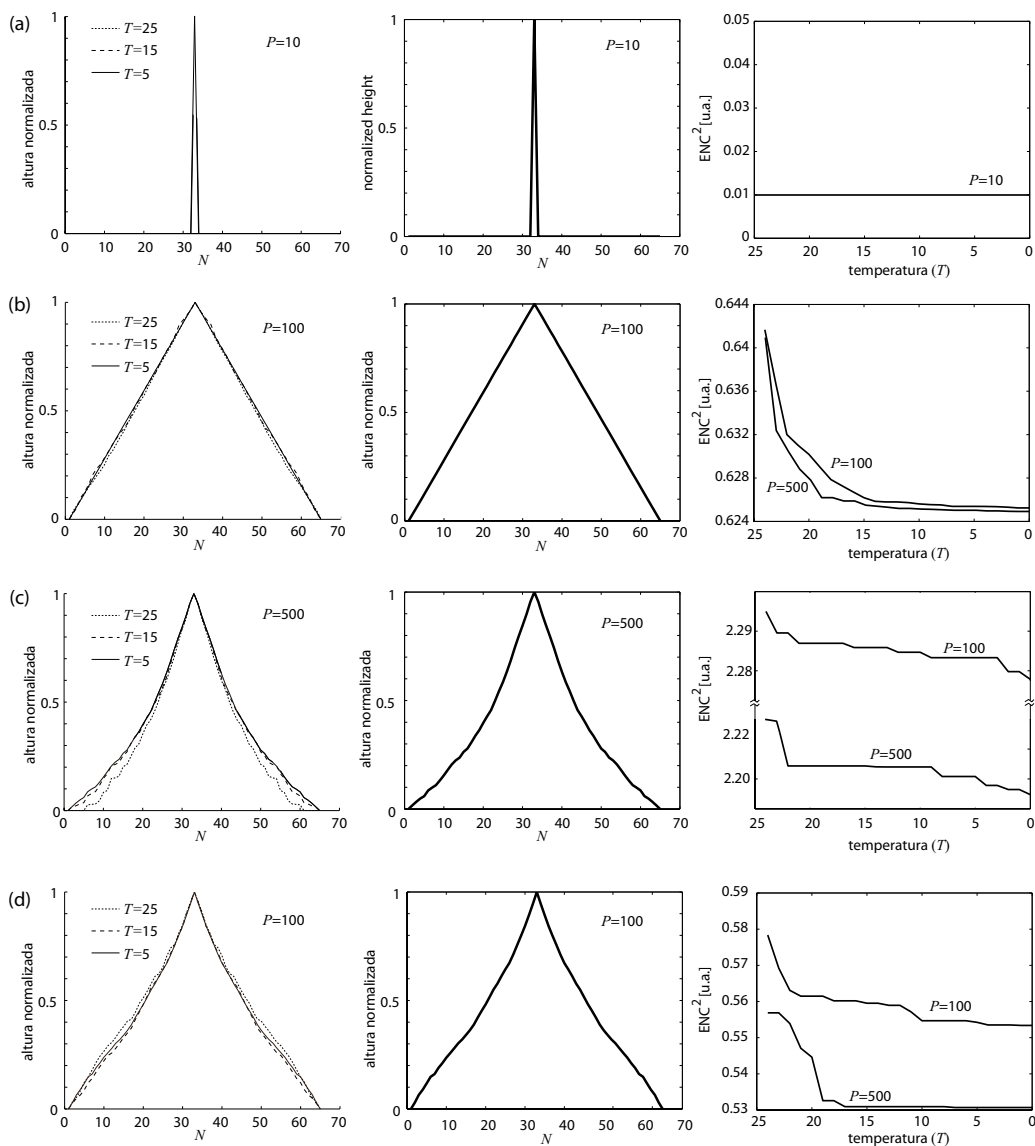


FIGURA 4.12. Resultados del algoritmo para (a) $v_n = v_{fn} = 0, i_n > 0$. (b) $i_n = v_{fn} = 0, v_n > 0$. (c) $v_{fn} = 0, C_i v_n = i_n$. (d) $i_n = v_n = 0, v_{fn} > 0$.

Experimento 2. Annealing simulado utilizando un problema conocido

En este segundo ejemplo, propuesto en [Gatt96] y utilizado en el ejemplo 2 de la sección 4.1.3 del algoritmo de optimización mediante la combinación de conformadores, existe una capacidad de entrada equivalente $C_i = 1$ pF. Estableceremos el orden del conformador a

$N = 100$ y $\tau_s^+ = 4 \mu s$. Por tanto, utilizando la ecuación (1.20), se obtiene que $T_s = 40$ ns. En este ejemplo ha sido estimadas las siguientes densidades espectrales de ruido:

- $v_n^2 = 1.5 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$
- $i_n^2 = 1.6 \cdot 10^{-31} \text{ A}^2/\text{Hz}$
- $v_{fn}^2 = 1.5 \cdot 10^{-12} \text{ V}^2$

El resultado de la aplicación del algoritmo se muestra en la figura 4.13. Al igual que en la figura 4.12, en la primera columna se muestra el conformador obtenido en cada escalón de T . La segunda columna muestra el conformador resultante. En la tercera columna se representa la evolución de la función de coste (en este caso la ENC) para cada valor de T .

Puede observarse que, a altas temperaturas, la ENC se reduce más rápidamente para luego desacelerar su decrecimiento a medida que T también decrece. En este caso con $P = 100$ se ha obtenido unos valores muy similares a los que se obtienen con $P = 500$, por lo que una población mayor que 100 no es necesaria.

En la figura 4.14 se muestra, a modo ilustrativo, los pasos de optimización seguidos por el algoritmo durante $T = 25$, $T = 24$ y $T = 23$. Se puede observar que, en consonancia con las gráficas de la izquierda de las figuras 4.12 y 4.13, ya desde los primeros escalones de T , la conformaciones alcanzan formas muy aproximadas a la forma final.

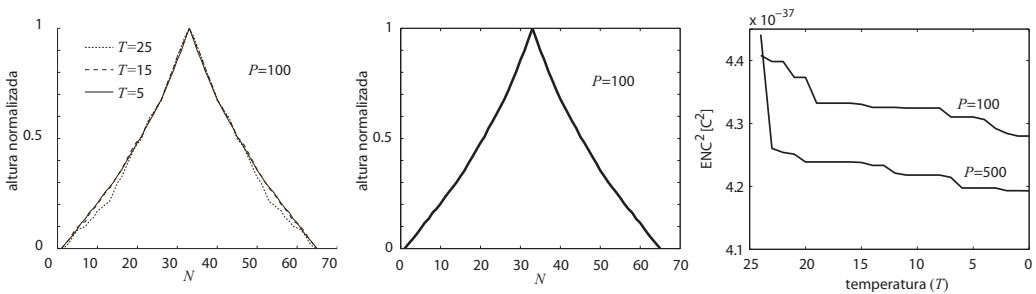


FIGURA 4.13. Resultados del algoritmo.

De acuerdo con la ecuación (2.12) para la obtención de la ENC, utilizando el conformador resultante se obtiene un valor de la ENC igual a $4.41 e^-$ para una población $P = 100$. En caso de $P = 500$, se obtiene una ENC igual a $4.11 e^-$, lo que implicaría una mejora del 6.8% al multiplicar por 5 el valor de P .

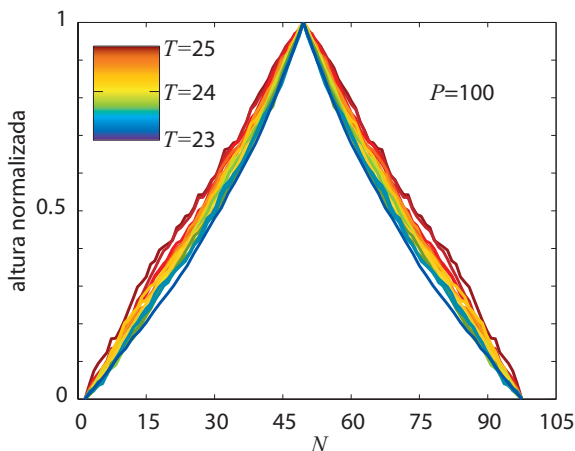


FIGURA 4.14. Pasos de optimización seguidos de los tres primeros saltos de T junto con la conformación final.

Experimento 3. Resultados experimentales utilizando un monitor de neutrones

Finalmente, se ha probado el algoritmo propuesto en un detector de radiación real. Esta prueba ha sido realizada en el Monitor de Neutrones de Castilla-La Mancha (CaLMa), en las mismas condiciones que las mostradas en la sección 4.1.4.

En la figura 4.15 se muestra un diagrama de la interconexión completa del experimento. Al igual que en la sección 4.1.4, el preamplificador ha sido conectado a un sistema de adquisición de datos realizado específicamente para este trabajo de investigación (ver sección 6.1.1).

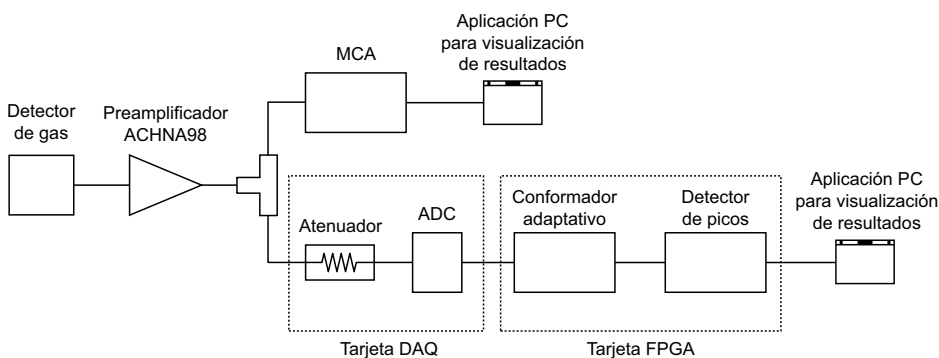


FIGURA 4.15. Esquema del experimento propuesto con el monitor de neutrones.

Este sistema de adquisición de datos lleva acoplada una tarjeta que contiene una FPGA (Xilinx ML410) que también ha sido utilizada en el experimento del algoritmo presentado en

la sección 4.1.4, donde se lleva a cabo la conformación elegida por el algoritmo de *annealing* y el análisis de la altura de señal; finalmente se ha generado un histograma con la altura de estas señales. En este experimento además el preamplificador está conectado a un Analizador Multicanal (MCA) AmpTek 8000A para poder obtener un histograma adicional y poder así comparar los resultados de ambos para validar el algoritmo de *annealing* implementado.

Cuando se produce un evento, a la salida del preamplificador de este banco de pruebas se genera un pulso semigaussiano de aproximadamente $4 \mu\text{s}$ de duración. Para hacer el Ruido de Muestreo despreciable con el resto de tipos de ruido se ha establecido una frecuencia de muestreo de $f_s = 1/T_s = 10 \text{ MS/s}$. De acuerdo con la ecuación (1.20), para esa frecuencia de muestreo y para este experimento se ha establecido un orden del filtro $N = 65$. Sin embargo, el algoritmo puede ajustar este valor automáticamente.

En las figuras 4.8 y 4.9 se mostró una captura del pulso y del ruido en ausencia de pulso, ambas a la salida del preamplificador. Al igual que para el experimento de la sección 5.4.3; para este experimento el número de muestras recogidas también es $\Theta = 8192$.

El resultado de la ejecución del *annealing* simulado se muestra en la figura 4.16. En la primera columna se muestra el conformador obtenido en cada escalón de T (los colores más claros indican una T más alta). La segunda columna muestra el conformador resultante. En la tercera columna se representa la evolución de la función de coste para cada valor de T . En este experimento, la función de coste es la relación ruido/señal (4.4).

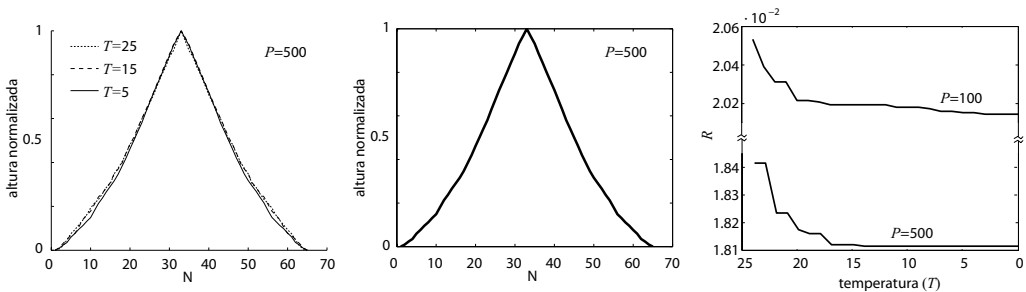
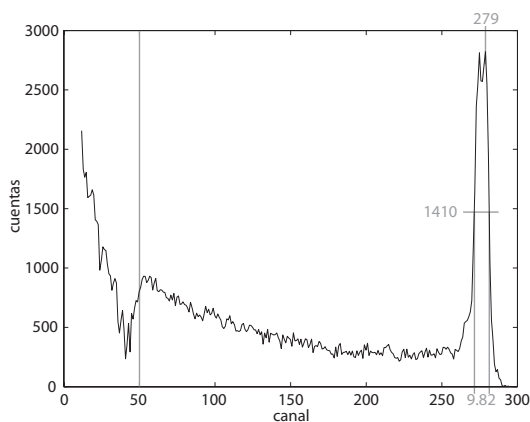


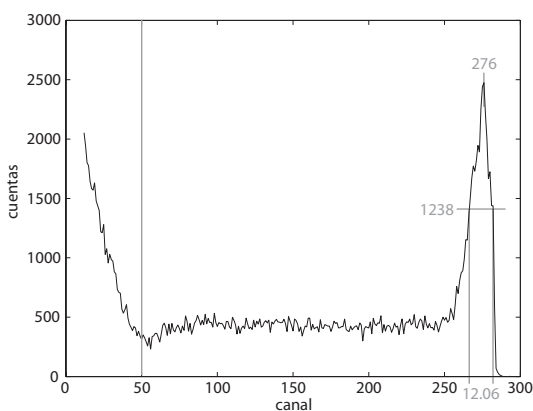
FIGURA 4.16. Resultados del algoritmo para el monitor de neutrones.

Una vez determinado el conformador óptimo, se han generado dos histogramas que se muestran en la figura 4.17: (a) utilizando un analizador multicanal y (b) utilizando un conformador que tiene los coeficientes obtenidos del algoritmo. Ambos histogramas han sido generados en el mismo intervalo de tiempo utilizando el esquema mostrado en la figura 4.15.

En caso de incorporar en la cadena de detección el conformador determinado por el *annealing* simulado se consiguió una FWHM igual a 12.06 (4.36 %) mientras que en el caso del histograma creado utilizando únicamente el analizador multicanal se consiguió una FWHM igual a 9.82 (3.58 %). Es importante considerar que el analizador no aplicó ningún tipo de conformación y que la altura de cada pulso fue capturada utilizando un circuito analógico, mientras en el caso del *annealing*, la altura fue capturada con un circuito digital trabajando



(a)



(b)

FIGURA 4.17. Histograma de los pulsos obtenidos utilizando (a) el analizador multicanal AmpTek 8000A y (b) la conformación de la figura 4.16. Las líneas grises indican el umbral de disparo.

a 10 MS/s. La comparación de ambas figuras indica la similitud de la FWHM de ambos histogramas, asumiendo que las pequeñas diferencias en los histogramas se deben a utilizar diferentes cadenas de detección para generarlos.

4.3. Comparación de ambos algoritmos y conclusiones

En este capítulo se han expuesto dos nuevos algoritmos para la obtención de conformadores óptimos. Ambos hallan los conformadores óptimos en presencia de ruido en un entorno real que pueden ser combinación de varios ruidos tipo. Además, soporta restricciones adicionales como el tiempo de conformación o el tiempo de meseta. Para probar su eficiencia

en los ejemplos considerados, después de obtener un conformador óptimo, se ha intentado manualmente encontrar otro que produzca una mejor ENC.

En los casos en las que el entorno de ruido era el mismo, los dos algoritmos de búsqueda del conformador óptimo han proporcionado resultados parecidos. De hecho, en el ejemplo teórico 2 de la sección 4.1.3 y en el experimento 2 de la sección 4.2.3, la forma de la conformación obtenida es muy similar (figuras 4.5 y 4.13 respectivamente), con resultados de la ENC igual a $3.89 e^-$ y $4.41 e^-$ respectivamente. Sin embargo, el algoritmo de optimización mediante la combinación de conformadores, a pesar de realizar una búsqueda menos exhaustiva, obtuvo resultados ligeramente mejores ($3.89 e^-$). Estos resultados se deben a que cuando un tipo de ruido es predominante sobre los demás, el algoritmo de combinación de conformadores se dirige rápidamente al conformador óptimo para ese tipo predominante de ruido, mientras que el algoritmo de *annealing* le es mucho más costoso en tiempo y población llegar exactamente hasta el óptimo.

En el caso de las pruebas experimentales (sección 4.2.3, las conformaciones obtenidas de ambos algoritmos (figuras 4.10 y 4.16) son muy similares. Por todo ello, puede concluirse que estos algoritmos son un método a tener en cuenta en sucesivos sistemas de espectroscopía que incluyan procesamiento digital de señal.

Sin embargo, ambos métodos plantean ventajas e inconvenientes. El algoritmo de la combinación de conformadores óptimos posee la ventaja de que es fácilmente implementable en hardware configurable y necesita pocas interacciones para encontrar la conformación óptima. Además, aunque en los experimentos se hayan seleccionado previamente conformadores teóricos óptimos, este algoritmo tiene la capacidad de realizar búsquedas ciegas de conformadores si previamente no se identifica los tipos de ruido predominantes y sus correspondientes conformadores óptimos (no obstante, el análisis a priori de las características del ruido permite una búsqueda más eficiente).

El algoritmo del *annealing* permite obtener cualquier conformador simétrico cuyo valor a la salida crezca monótonicamente hasta alcanzar su valor máximo para después decrecer monótonicamente también hasta llegar a cero. Incluso estas dos restricciones pueden ser eliminadas a costa de incrementar el tiempo de computación. Sin embargo, este algoritmo tiene la desventaja de que es muy complejo de implementar en lógica reconfigurable y necesita un procesador suplementario que ejecute el algoritmo en software. Como siempre, la elección del tipo de algoritmo (si se desea implementar alguno) dependerá de la capacidad de procesamiento del módulo digital del sistema de procesamiento y las preferencias del diseñador.

Capítulo 5

Conformación digital adaptativa

EN el capítulo anterior se han descrito métodos para la obtención de conformadores óptimos que proporcionan una forma determinada de la señal en la salida. Recordemos que en un sistema de espectroscopía una conformación es óptima cuando, de todas las posibles, es la que produce mayor relación S/N. En este capítulo mostraremos cómo generar esa señal o cualquiera que el usuario desee obtener a la salida de un conformador digital mediante un novedoso método.

Como la conformación de un pulso es equivalente a la realización de un filtrado, será necesario ajustar los coeficientes de dicho filtro. Este ajuste puede ser realizado manual o automáticamente por el propio conformador cuando un pulso producido por la radiación incidente llegue a éste (conformación adaptativa en tiempo real). El método presentado en este capítulo utilizará esta segunda opción.

5.1. Algoritmo adaptativo propuesto

Para la implementación de este algoritmo se ha optado por tomar como base los filtros de respuesta finita (FIR) debido a la dificultad de convergencia de los algoritmos adaptativos implementados en filtros de respuesta infinita (IIR) [Widr85, Rade06]. Otra razón importante es que los filtros FIR son inherentemente estables en el sentido que, mientras los valores de los coeficientes sean finitos, la respuesta a impulso está también acotada y por tanto tiene una longitud finita.

La salida de un filtro FIR con coeficientes estáticos está dada por la siguiente expresión:

$$y[n] = \sum_{k=0}^N a_k x[n - k] = h[n] * x[n] \quad (5.1)$$

donde $x[n]$ es la señal de entrada, $y[n]$ la señal de salida, a_k los coeficientes, $h[n]$ su respuesta a impulso y N el orden del filtro.

Para ajustar automáticamente a_k se propone utilizar una combinación del método de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) con el método *Least-Mean Square* (LMS), expuesto en [Gatt04]. Así, el algoritmo propuesto utiliza un método de iteración para buscar la solución que minimice el error $e[n]$ definido como:

$$e[n] = d[n] - y[n] \quad (5.2)$$

donde $d[n]$ es la señal deseada. Los coeficientes a_k del filtro FIR son hallados de acuerdo con la siguiente fórmula en el dominio z :

$$h(z) = \frac{x(z)}{d(z)} \quad (5.3)$$

donde $x(z)$ es la transformada z de señal de entrada $x[n]$, y $d(z)$ es la transformada z de la señal deseada $d[n]$.

Este método es fácilmente implementable en un dispositivo tipo FPGA y permite minimizar el área de recursos y consumo, aparte de otras ventajas propias de este tipo de dispositivos. Sin embargo, en [Gatt04] se exponen algunos inconvenientes, siendo el principal un pequeño disparo de valor negativo poco después de que el pulso de entrada termine.

Para minimizar este efecto, se han obtenido mejores resultados cuando la duración de $x[n]$ y $d[n]$ son iguales o cuando la duración de $x[n]$ es ligeramente mayor que la duración de $d[n]$. Esto se debe a que cuando $x[n]$ es igual a cero durante varios ciclos al final del pulso, el conformador necesita coeficientes a_k con valores altos para obtener $d[n]$. Por tanto los coeficientes a_k finales del conformador son mucho mayores que los coeficientes iniciales (a_0, a_1, \dots) lo que puede implicar un incremento del disparo de valor negativo e incluso una adaptación deficiente dependiendo del valor de $x[n]$.

También puede establecerse que la señal de salida del conformador no baje de cero, lo cual no plantea problema en el caso de conformación unipolar (valores positivos a la salida del conformador). Recordemos que, de acuerdo a la sección 3.1, la conformación unipolar es más recomendable que la conformación bipolar (valores positivos y negativos a la salida del conformador) debido a que estas últimas producen unos índices más altos de Ruido Blanco Serie. En la sección 1.5.1 ya se explicó que la conformación bipolar solo es aconsejable cuando haya problemas de desplazamiento de nivel de la señal, lo cual sólo ocurre en una línea con una alta tasa de pulsos de entrada. Aplicando estas restricciones, se evitan estos inconvenientes y se obtiene una $y[n]$ similar a $d[n]$.

Otra mejora introducida en el algoritmo adaptativo es que $x[n]$ es ahora el valor medio de A señales de entrada de altura similar introducida por medio de un discriminador de aprendizaje, ya que de otra manera ese conformador no podría aprender apropiadamente. Obviamente, esta última mejora añade complejidad al diseño y puede no ser necesaria si el nivel de ruido es bajo con respecto al de la señal de entrada $x[n]$.

5.2. Diseño del conformador adaptativo

En nuestro diseño, $y[n]$ va a ser convertido en un pulso deseado $d[n]$ ajustando en tiempo real los coeficientes del filtro en función del pulso de entrada. Ambos pulsos $x[n]$ y $d[n]$ han de introducirse en el conformador al mismo tiempo. De acuerdo con la ecuación (1.20), el orden del filtro N y el tiempo de muestreo T_s deben de ser ajustados manualmente considerando el tiempo de conformación τ_s antes de que el conformador ajuste sus coeficientes.

Para sincronizar los pulsos $x[n]$ y $d[n]$, este último lo generamos cuando $x[n]$ es mayor que un nivel de disparo predefinido llamado «umbral de aprendizaje». Gracias a esta técnica el conformador sólo aprende cuando realmente llega un pulso, evitando posibles señales falsas debido al ruido. Sin embargo, este nivel de disparo puede introducir un error en la sincronización de ambas señales, aunque puede ser evitado estableciendo un nivel de disparo de aprendizaje cerca del máximo de la señal de entrada.

Desde un punto de vista práctico, y teniendo en cuenta las distintas pruebas realizadas, para garantizar un buen proceso de aprendizaje, $d[n]$ debe ser algo más corta que $x[n]$ y una porción del máximo de $d[n]$ debería coincidir con el máximo de $x[n]$. Estas dos condiciones son fácilmente alcanzables analizando $x[n]$ previamente.

En la figura 5.1 se muestra un diagrama de bloques detallado del conformador adaptativo. La estructura dentro del bloque punteado debe ser repetida N veces, donde N es el orden del conformador.

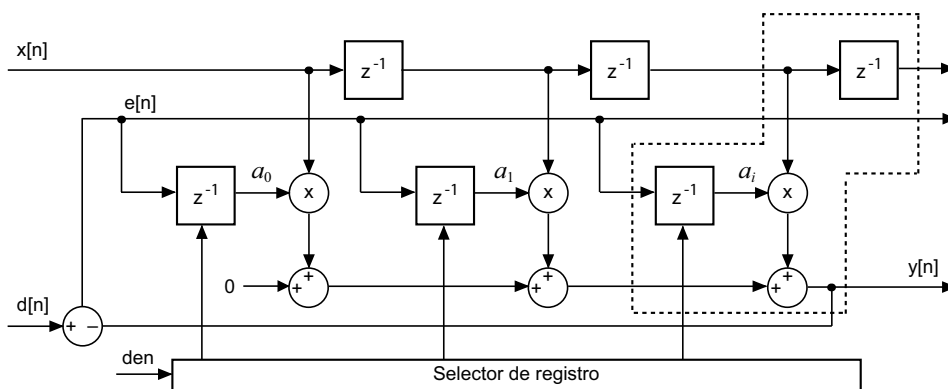


FIGURA 5.1. Conformador adaptativo de orden $N = 3$ y usando un único ciclo de entrenamiento.

La señal den se usa para habilitar el proceso de aprendizaje. El error $e[n]$ se obtiene al sustraer a la señal de referencia $d[n]$ la señal de salida $y[n]$. El resultado de esta sustracción se usa para ajustar los coeficientes señalados por el selector de registro. Se ajusta un coeficiente a_i por cada muestra de $x[n]$ capturada. Cuando el conformador ha terminado de ajustar sus coeficientes, se deshabilita den para que el conformador trabaje como si fuera un filtro. Si se desea, el proceso de aprendizaje puede ser activado de nuevo habilitando la señal den .

5.3. Implementación

Todo el código se ha implementado por medio del lenguaje de descripción hardware VHDL. El orden del conformador N y el número de bits W del ADC son parámetros configurables. La estructura propuesta en la figura 5.1 se puede traducir en código VHDL para su implementación en un dispositivo configurable como una FPGA usando el siguiente pseudocódigo:

```

a(1..N) ← 0;
for i = 1 to N --proceso de aprendizaje
  x(1) ← x;
  for j = 2 to N --registro de desplazamiento
    x(j) ← x(j - 1);
  end for;
  if i = 1 then
    a(1) ← d(1)/FP;
  else
    y ←  $\sum_{j=1}^N x(j) \cdot a(j)$ ;
    e ← d(i) - y;
    a(i) ← e/FP;
  end if;
end for;

```

donde FP es el ajuste de escala para simular la coma fija y evitar el desbordamiento en los cálculos. El uso de este ajuste de escala ayuda a obtener mejores resultados en la etapa de conformación debido a un aumento de la resolución en los valores manejados. Sin embargo, un valor alto de FP puede provocar un desbordamiento en el cálculo de los coeficientes si no se aumenta la longitud en bits de las señales que aparecen en el pseudocódigo. Por tanto, para un buen ajuste de este valor se requiere un compromiso entre la resolución de cálculo y el rango dinámico de las señales de entrada. Se recomienda que este valor sea múltiplo de dos para simplificar las divisiones binarias.

De acuerdo con la figura 5.1 y el pseudocódigo presentado, por cada orden del conformador se utiliza un bloque como el representado dentro de la línea de puntos en dicha figura y que está compuesto por un sumador, un multiplicador y dos biestables, multiplicado todo por el número de bits del ADC. De este modo se puede estimar fácilmente los recursos consumidos para un dispositivo determinado. Además, es importante resaltar que la implementación es muy similar a un filtro FIR, como se ha explicado en la sección 5.1. Por lo tanto, las estimaciones de área y consumo de esta implementación serán muy similares.

5.4. Pruebas

Para validar el funcionamiento de este conformador de coeficientes adaptativos se han realizado tres tipos de experimentos: simulación, experimento utilizando un módulo NIM y una prueba real utilizando un monitor de neutrones.

En los dos primeros asumiremos que siempre que se detecta una partícula energética, la etapa de preamplificación genera el siguiente pulso correspondiente a una conformación CR (ver sección 1.6.1):

$$x(t) = A \exp\left(\frac{-t}{\tau_1}\right) \quad (5.4)$$

donde A es la amplitud de la señal y τ_1 la constante de decaimiento ajustable de la etapa de conformación analógica CR. La cadena de detección que se utilizará de referencia será la mostrada en la figura 1.8(b). Como se ha explicado a lo largo de este trabajo de investigación, para reducir T_s , la salida del preamplificador se conecta a un conformador analógico RC (etapa ③ de la figura 1.8(b)) con el objetivo de reducir el Ruido de Muestreo (ver sección 3.4.1).

La salida de este conformador cuando se introducen los pulsos de referencia (5.4) será igual a una conformación CR-RC definida en la sección 1.6.2:

$$y(t) = A \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(\frac{-t}{\tau_1} - \frac{-t}{\tau_2}\right) \quad (5.5)$$

donde τ_2 la constante de decaimiento de la segunda etapa de conformación analógica RC.

En estas pruebas serán procesados pulsos similares a los definidos en (5.5). Finalmente, al final de la cadena, un analizador PHA (etapa ⑥ de la figura 1.8(b)) captura el valor máximo de la señal generada con el conformador digital. Este valor será utilizado para medir la calidad de la cadena de detección en los experimentos con el módulo NIM y el monitor de neutrones.

5.4.1. Pruebas de simulación

Estas pruebas consisten en simular el conformador adaptativo en una herramienta de diseño digital. El entorno de simulación utilizado es Mentor Graphics ModelSim SE 6.2c. Con esta aplicación se genera una serie continua de pulsos que ha sido conformados mediante dos conformadores: CR (1.13) donde la constante de decaimiento es $\tau_1 = 100 \mu s$ y CR-RC (5.5) donde las constantes de decaimiento de ambas etapas son $\tau_1 = 100 \mu s$ y $\tau_2 = 1 \mu s$ respectivamente. Se ha utilizado una resolución de 14 bits porque los ADCs utilizados en las pruebas experimentales tienen la misma resolución.

Aunque el conformador pueda sintetizar un gran número de señales, las pruebas se han limitado a la conformación trapezoidal, triangular y en cúspide porque han sido las más estu-

diadas y utilizadas, según se ha visto en la sección 4.1.1. En los casos de prueba (simulación y experimentales) donde se utilice un conformador trapezoidal, para un orden del filtro N , el flanco de subida y de bajada del trapecio tiene una duración de $N/4$ ciclos y la duración de la cima es $N/2$ ciclos. Las conformaciones triangular y en cúspide utilizadas también son simétricas.

La duración de la señal de entrada CR es aproximadamente $\tau_s = 12 \mu s$. Esta duración es similar a la duración de las señales con las que se ha estado trabajando en el resto de experimentos. Este ejemplo se ha llevado a cabo utilizando conformadores con $N = 32$. De acuerdo con (1.20), la frecuencia de muestreo $f_s = T_s^{-1}$ deberá de ser aproximadamente 2.5 MHz. Nótese que si la duración de un pulso $x[n]$ no permite la obtención de un número suficiente de muestras de él (dado por N) utilizando una determinada f_s , la conformación no será realizada correctamente.

La frecuencia de muestreo utilizada en este experimento puede parecer relativamente baja comparada con otros sistemas digitales actuales, pero se debe tener en cuenta que uno de los objetivos de este trabajo de investigación es su implementación en una carga útil en un entorno espacial. En este tipo de aplicaciones los requisitos de potencia suelen ser muy restrictivos, por lo que la frecuencia de funcionamiento deberá ser lo más baja posible. Además, de acuerdo con [Abbi05], si una señal gaussiana es muestreada a 2.5 MHz, la variación en la estimación de energía es despreciable comparado con otras fuentes de ruido.

En la figura 5.2 se muestra la salida del conformador adaptativo con $N = 32$ y $f_s = 2.5$ MHz. Además de mostrar la primera iteración del proceso de aprendizaje, esta figura también muestra el efecto de la amplitud del pulso de la entrada. El primer y el segundo pulso de entrada $x[n]$ son más pequeños que el tercero y el cuarto para mostrar el efecto de escalado en las señales de salida $y[n]$. La señal *den* indica la habilitación de aprendizaje.

Se puede observar en la figura 5.2(c) que los pulsos se han adaptado más deficientemente que en las figuras 5.2(a) y 5.2(b). Esto es porque cuando $x[n]$ tiene un valor máximo alto, los coeficientes del conformador se ajustan también con valores altos, minimizando el efecto del redondeo al entero más próximo. Minimizar este efecto implica una mayor similitud entre $y[n]$ y $d[n]$, que se corresponde con los casos (a) y (b). En el caso (c), la señal $x[n]$ tiene una amplitud menor por lo que el efecto del redondeo es más acusado.

Después de cada proceso de aprendizaje utilizando las señales $x[n]$ y $y[n]$ de la figura 5.2(a), los coeficientes se ajustan como se muestra en la figura 5.3. Como se puede observar, los coeficientes a_k son similares a los coeficientes estáticos del conformador trapezoidal de [Jord94B], confirmando que el trabaja correctamente.

El efecto en la conformación cuando la señal de entrada varía en duración es similar al que se produce en conformadores no adaptativos ya que conformadores iguales producen resultados iguales, independientemente del método aplicado para calcular sus coeficientes. En la figura 5.4 se muestra el efecto en una conformación trapezoidal adaptativa, cuyos coeficientes son los de la figura 5.3(a), cuando la constante de tiempo τ_1 del pulso CR varía con respecto al valor para

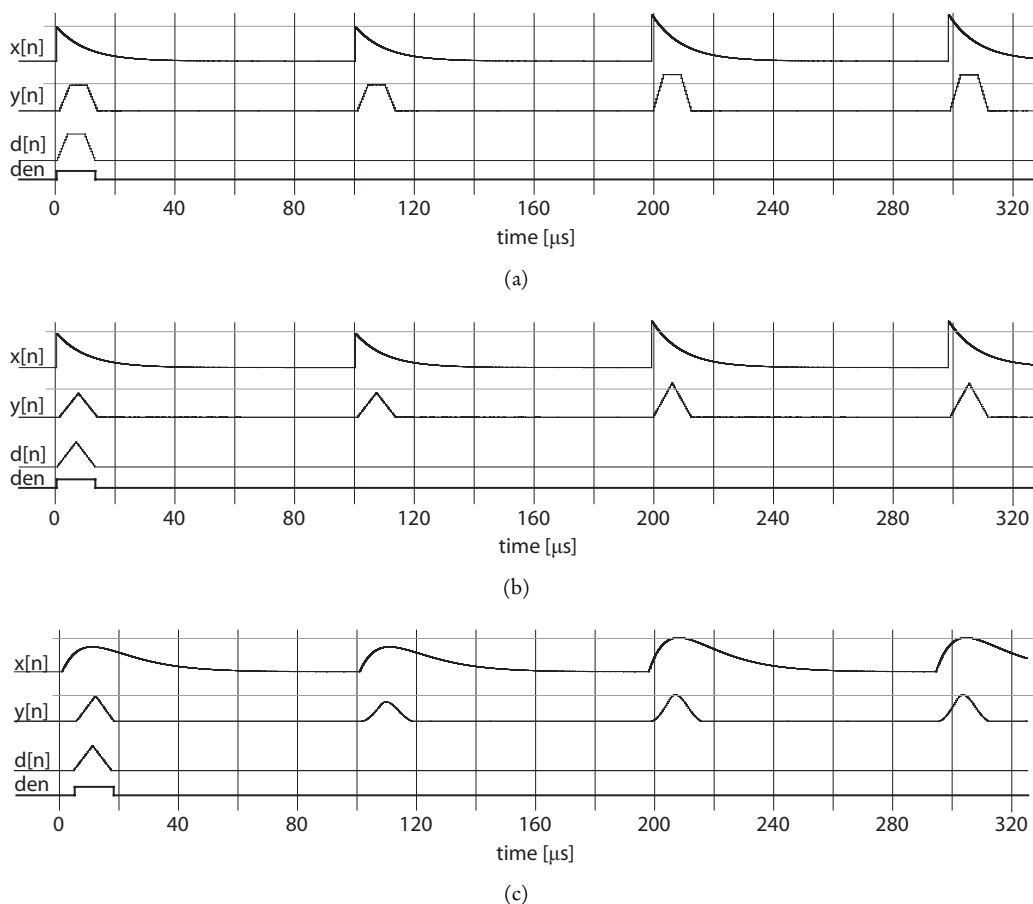


FIGURA 5.2. Simulación del proceso de aprendizaje (primer pulso) y conformación para un conformador de orden 32 para una señal deseada de tipo trapezoidal (a), y triangular (b, c).

el que fue entrenado, en este caso $\tau_1 = 1 \mu\text{s}$. Como se puede apreciar, estas variaciones afectan a la altura del pulso y por tanto a la resolución por lo que deberían ser minimizadas en lo posible.

Como ya se ha mencionado en [Nich73], debido a la naturaleza aleatoria de los eventos en espectroscopía, siempre existe una posibilidad que dos partículas sean detectadas en muy poco tiempo. Esto puede ser un problema para el detector de picos porque la señal puede llegar solapada, generando señales de amplitudes mayores debido al efecto de solapamiento (*pile-up*) explicado en la sección 1.5.1. Además, el solapamiento puede ser causa de desbordamiento de la señal de entrada. Aunque el detector de pico suele detectar solapamientos, el tipo de conformación puede ayudar a detectarlo.

A la vista de la figura 5.5 es fácil detectar el solapamiento para esos dos tipos de conformación mediante un algoritmo de desapilamiento, puesto que son distinguibles fácilmente los

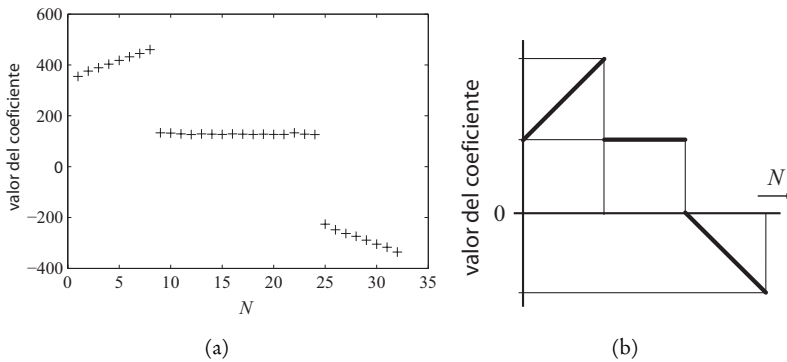


FIGURA 5.3. Coeficientes del filtro a_k hallados automáticamente mediante el conformador adaptativo para convertir un pulso CR en un conformador trapezoidal de orden $N = 32$ (a), comparada con la respuesta a impulso de un conformador que transforma un pulso CR en trapezoidal ([Jord94B]) (b).

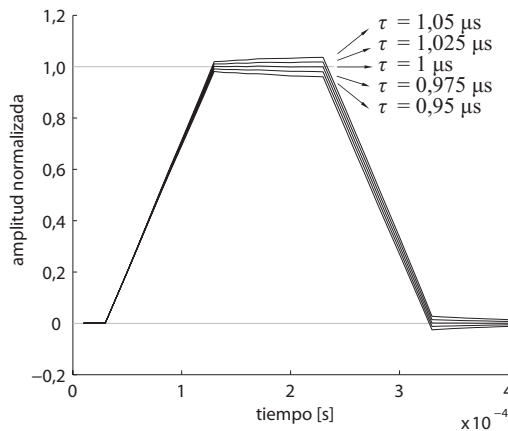


FIGURA 5.4. Efecto a la salida del conformador adaptativo cuando el valor de τ_s de la señal de entrada varía.

dos máximos locales. En los dos casos de esta figura, el solapamiento ocurre con dos señales en la que la segunda es de menor amplitud que la primera. En otros casos, por ejemplo cuando el tiempo entre los dos eventos es muy corto, puede ser difícil llevar a cabo una detección de solapamiento precisa. Para un procedimiento más complejo de detección de solapamientos, se recomienda incluir un detector de solapamientos entre el conformador digital y el detector de picos.

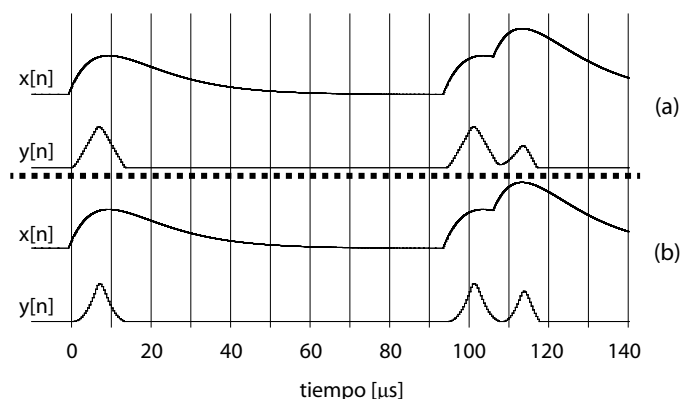


FIGURA 5.5. Simulación del efecto de solapamiento para un conformador triangular (a) y en cúspide (b) de orden $N = 32$.

5.4.2. Pruebas utilizando un módulo NIM

Después de las pruebas de simulación llevadas a cabo en la sección anterior, el conformador adaptativo propuesto se ha probado usando un banco de pruebas real. En este caso, los pulsos se han generado con un módulo NIM “Reference Pulse Model 1407” de Canberra [Canberra]. Este dispositivo genera pulsos estables y periódicos de diferentes tipos, que pueden ser utilizados para alimentar la entrada de los preamplificadores. De este modo se puede generar la señal exponencial que normalmente generan algunos preamplificadores para alimentar la etapa de ADC (etapa ④ de la figura 1.8(b)).

El ADC utilizado para muestrear esta señal en este caso es el ADS5474 de Texas Instruments a una frecuencia de muestreo f_s de hasta 25 MS/s. Como etapa posterior al ADC, se utiliza una FPGA para llevar a cabo el resto del procesamiento (conformación y análisis PHA (etapas ⑤ y ⑥ de la figura 1.8(b), respectivamente)). La FPGA genera el reloj de muestreo f_s del ADC ajustable.

El módulo NIM ha sido ajustado para obtener una constante de decaimiento $\tau_1 = 100 \mu s$, un valor típico en detectores de partículas [Nich73]. Por otra parte, el conformador analógico tiene una constante $\tau_2 = 1 \mu s$. Se ha elegido este valor para obtener una duración de la señal τ_s que permita seleccionar el orden del conformador N en un rango de 16 a 80, ajustando la f_s del ADC de acuerdo con la ecuación (1.20). Los valores de N y f_s utilizados en el experimento se muestran en la tabla 5.1.

Los bloques conformador analógico y PHA han sido implementadas en una FPGA modelo (XC4VFX60-11FF1152) incorporada en una tarjeta de evaluación ML-410. Los datos se han capturado utilizando la herramienta Xilinx ChipScope 10.1 a través del puerto de JTAG.

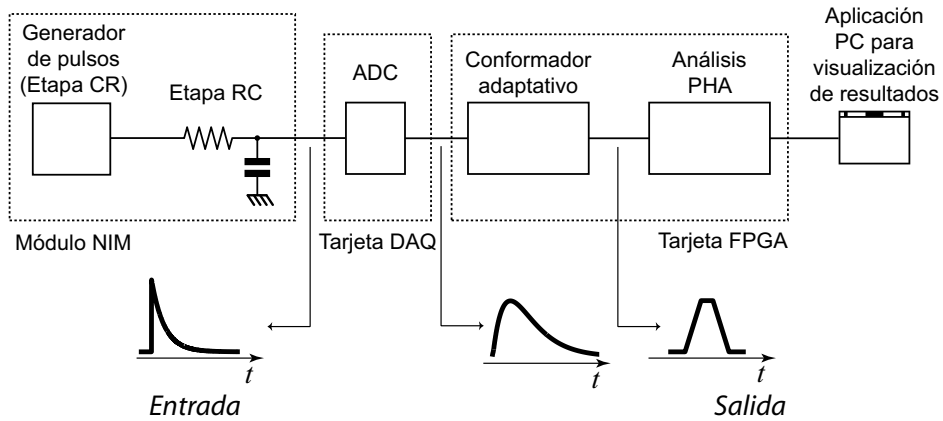


FIGURA 5.6. Esquema propuesto para el análisis PHA utilizando un módulo NIM con salida exponencial.

TABLA 5.1. Orden de los conformadores y frecuencias correspondientes utilizados en estas pruebas experimentales para obtener un conformador trapezoidal. N indica el orden del filtro, M el número de ciclos de meseta y $L = \frac{N-M}{2}$ el número de ciclos de cada flanco.

N	L	M	f_s
16	4	8	625 kHz
32	8	16	1250 kHz
40	10	20	1562.5 kHz
56	14	28	2187.5 kHz
64	16	32	2500 kHz
80	20	40	3125 kHz

Para probar cómo trabaja el conformador se ha sintetizado un trapecio para diferentes valores de N , cuyos resultados están recogidos en la figura 5.7. Como se puede ver, a partir de un orden del filtro $N = 32$, la forma del trapecioide es bastante precisa.

Un parámetro clave a la hora de medir la calidad en espectroscopía es su resolución en energía. Así, el conformador se puede caracterizar determinando la FWHM de un grupo de señales idénticas producidas con un generador de pulsos de precisión. De este modo, la siguiente prueba se realiza introduciendo señales de igual amplitud con el generador de pulsos y midiendo la energía en la etapa de análisis PHA. En un caso ideal, la energía detectada por el detector de picos debe ser la misma y por lo tanto la FWHM debe ser cero.

Los resultados de FWHM se muestran en la figura 5.8 para un pulso y para la media de cinco pulsos de entrada ($\Lambda = 1$ y $\Lambda = 5$ respectivamente). Para este análisis estadístico se han utilizado 10000 pulsos de amplitud igual. La FWHM se ha calculado mediante los histogramas de la amplitud del pulso. Estos histogramas se han obtenido utilizando Matlab.

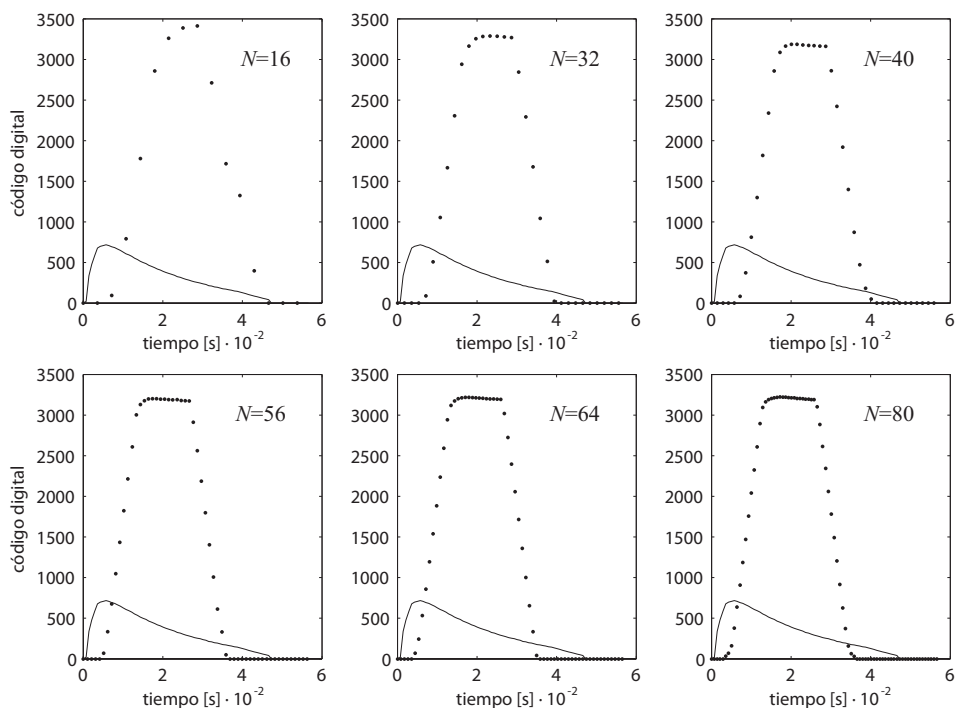


FIGURA 5.7. Señal de entrada (línea continua) y su correspondiente conformado trapezoidal (línea punteada) para diferentes órdenes del conformador N usando un ciclo de aprendizaje.

Aunque el error en la medida de la energía de un pulso debería de ser idealmente cero, la FWHM es inversamente proporcional a N . El incremento de la FWHM es debido al Ruido de Muestreo, por esa razón la diferencia de las FWHM entre los conformadores entrenados mediante $\Lambda = 1$ y $\Lambda = 5$ se hace más pequeño a medida de N se incrementa. Sin embargo, el proceso de aprendizaje usando sólo un pulso es más simple. Además, una ventaja adicional de usar una única iteración en el aprendizaje es que el conformador puede aprender directamente de una señal real mientras que Λ pulsos idénticos sólo pueden ser conseguidos usando una señal sintética.

De acuerdo con la tabla 5.2, donde se muestran numéricamente los resultados de la figura 5.8, estableciendo un valor de N alto se consiguen resultados similares a utilizar un valor de $\Lambda = 5$, por lo que se llega a la conclusión de que el valor de N tiene mayor impacto en la reducción del FWHM debido al Ruido de Muestreo que Λ cuando las señales de aprendizaje no son todas exactamente iguales. Se puede observar en la tabla 5.2 que para valores bajos de N para $\Lambda = 1$, la FWHM siempre es mayor, pero para valores altos ($N = 80$) ambos métodos de aprendizaje proporcionan un valor similar de FWHM.

La tabla 5.3 se muestran los recursos de lógica reconfigurable utilizados de la FPGA y el consumo de potencia para sintetizar ambos bloques. Para la medición de este consumo se ha

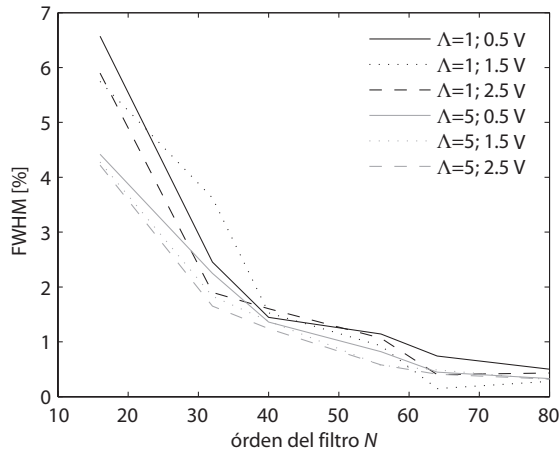


FIGURA 5.8. Resultados de FWHM con $\Lambda = 1$ y $\Lambda = 5$ para diferentes órdenes y voltajes de entrada (sobre un rango de 0 a 3 V).

TABLA 5.2. Resultados de la detección para diferentes valores de N e iteraciones de aprendizaje.

N	FWHM [%]	
	$\Lambda = 1$	$\Lambda = 5$
16	5.22	4.30
32	2.20	1.91
40	1.44	1.32
56	0.79	0.65
64	0.38	0.44
80	0.33	0.32

utilizado una sonda de corriente. Como se puede observar, el consumo crece lentamente con respecto al consumo base cuando N se incrementa.

TABLA 5.3. Comparativa de rendimientos para diferentes órdenes del conformador implementado junto con el detector de picos en una FPGA de Xilinx modelo XC4VFX60-1152.

Orden	DSP48 (%)	Slices (%)	Consumo
16	8 (6 %)	622 (2 %)	275 mW
32	16 (12 %)	1013 (4 %)	280 mW
40	20 (15 %)	1209 (5 %)	280 mW
56	28 (21 %)	1519 (6 %)	280 mW
64	32 (25 %)	1811 (7 %)	285 mW
80	40 (31 %)	2220 (8 %)	305 mW

5.4.3. Resultados experimentales utilizando un monitor de neutrones

Para contrastar resultados con el entorno controlado expuesto en la sección 5.4.2, se ha realizado una prueba final para comprobar que el conformador adaptativo proporciona resultados similares a los obtenidos con un conformador clásico. Esta prueba ha sido realizada en el Monitor de Neutrones de Castilla-La Mancha (CaLMa). Este banco de pruebas, ya fue utilizado en las pruebas experimentales de las secciones 4.1.4 y 4.2.3.

El diagrama de la interconexión, idéntico al del experimento realizado en la sección 4.2.3, se muestra en la figura 4.15. Recordemos que en esta interconexión, el preamplificador ha sido conectado a un sistema de adquisición de datos (DAQ) realizado específicamente para este trabajo de investigación (ver sección 6.1.1). El núcleo de esta tarjeta es un ADC (Linear LTC2171 de 14 bits de resolución f_s de hasta 40 MS/s).

Este sistema de adquisición de datos propietario lleva acoplada una tarjeta Xilinx ML410 que contiene una FPGA donde se lleva a cabo la conformación adaptativa y el análisis PHA. Ambas tarjetas, DAQ y FPGA, transmiten y reciben datos a través de señales LVDS. Se ha seleccionado el umbral de aprendizaje del conformador al comienzo de la región de interés (canal 260, de acuerdo con la figura 5.10(a)).

En la última etapa se generará un histograma con la altura de estas señales para comparar resultados. El preamplificador está conectado a un Analizador Multicanal (MCA) AmpTek 8000A para poder obtener otro histograma y poder comparar los resultados de ambos.

En muchos detectores reales de partículas, como es el caso de los utilizados en este experimento, la forma y la duración del pulso puede variar dependiendo de la energía que posean. Cuando esto ocurre, el usuario debería definir una región de interés, donde el histograma proporciona la información más útil para la caracterización de radiación. Basados en experimentos previos, y de acuerdo con la figura 5.10(a), dicha región de interés donde se genera el pico se situaría entre los canales 260 y 300 (ver figura 5.10(a)). Si no se pudiera definir una región de interés, el conformador adaptativo trabajaría como un filtro FIR. En cualquier caso, el objetivo principal de un conformador es la obtención de la máxima relación S/N sin importar que la forma de la señal tenga una forma concreta.

El conformador óptimo debe calcularse por medio de algún procedimiento, como los presentados en la sección 2.4.2 ó en el capítulo 4.

Utilizando un analizador de espectros, se ha observado que el ruido predominante es Ruido Blanco Serie. Por ello, de acuerdo con lo explicado en la sección 3.1, para este experimento se utilizará un conformador triangular para la región de interés con $N = 32$ y $f_s = T_s^{-1} = 10$ MS/s. Este incremento en la frecuencia de muestreo se debe a una menor duración de la señal proveniente del detector. El histograma obtenido se muestra en la figura 5.10(b) mientras que el histograma generado por el analizador multicanal se muestra en la figura 5.10(a). Ambos histogramas se han creado utilizando las 65000 muestras que poseen la máxima amplitud de un

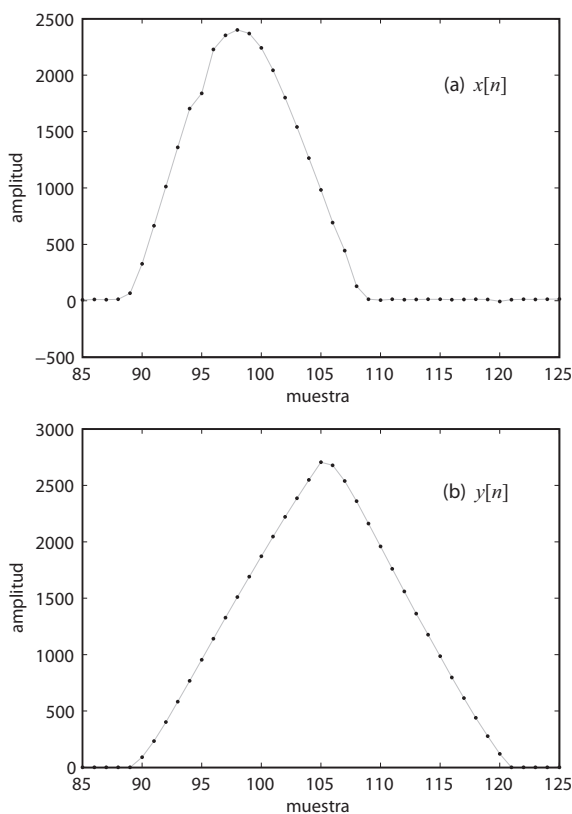
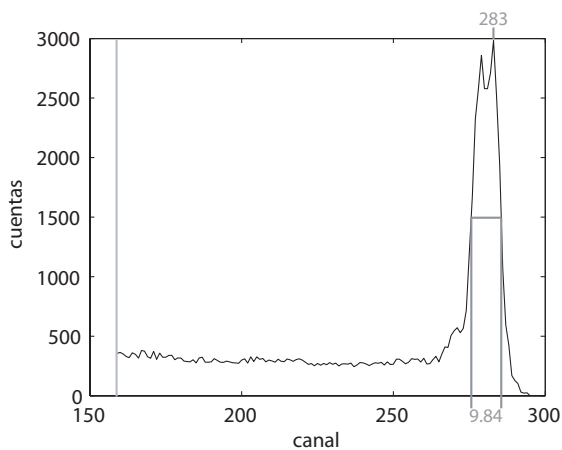


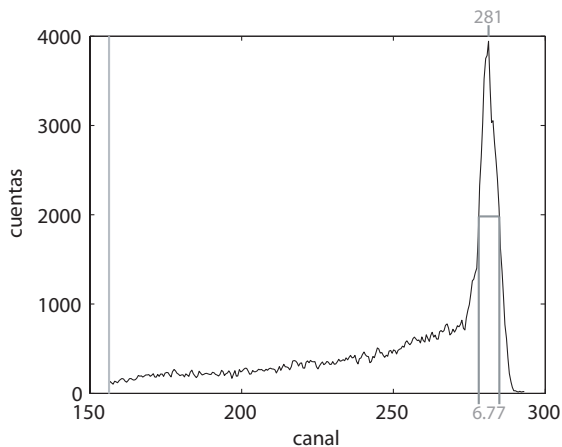
FIGURA 5.9. Resultados obtenidos con el conformador adaptativo triangular dentro de la FPGA utilizando un pulso de la salida del preamplificador. La señal ha sido muestreada a 10 MHz. (a) Pulso; (b) Conformación correspondiente.

conjunto de 90500. La duración de la adquisición de datos ha sido de 8 horas, siendo la tasa media de llegada de partículas de 3.14 por segundo.

En el caso de utilizar el conformador adaptativo, se obtiene una FWHM igual a 6.77 (2.41 %) mientras que con el histograma creado con el analizador multicanal, se obtiene un FWHM igual a 9.84 (3.48 %). Es importante considerar que el analizador multicanal no aplica ninguna conformación mientras que en esta prueba se ha aplicado el conformador triangular mostrado en la figura 5.9 para reducir el Ruido Blanco Serie. Sin embargo, comparando ambas figuras se pone de manifiesto que el FWHM de los histogramas de ambos experimentos son similares. Es razonable suponer que estas diferencias en los histogramas son debidas al uso de diferentes cadenas de detección para generarlos (ver figura 4.15). Recordemos que los histogramas de la figura 5.10(a) han sido generados utilizando un MCA analógico sin conformación digital previa, mientras que los histogramas de 5.10(b) se han generado utilizando un ADC, un conformador digital adaptativo y un analizador PHA digital.



(a)



(b)

FIGURA 5.10. Histogramas de los pulsos obtenidos utilizando (a) Analizador Multicanal AmpTek 8000A (b) el conformador adaptativo. Las líneas grises indican los niveles de disparo.

5.5. Conclusiones

El algoritmo de conformación adaptativo presentado en este capítulo es una herramienta efectiva para generar la señal deseada automáticamente, siempre que se ajusten los coeficientes del conformador mediante un periodo de aprendizaje que utiliza la propia señal de entrada.

Mediante este conformador se han sintetizado los tipos de conformación más comunes y se han probado satisfactoriamente en simulaciones y en un banco de pruebas real. Este conformador adaptativo sintetizado con orden $N = 40$ obtiene una FWHM de hasta el 0.32 %.

Durante las pruebas se ha comprobado que la mejora obtenida en la FWHM al entrenar un conformador con cinco señales promediadas es similar a la obtenida aumentando N —reduciendo T_s y con una única señal— en la medida de lo posible.

El método de conformación propuesto permite una generación de histogramas con un error comparable al obtenido con los métodos clásicos de conformación analógica. Por estas razones es un método que debe ser tenido en cuenta en aplicaciones donde sea crítico el consumo de potencia y la simplicidad en el diseño.

Capítulo 6

Hardware y software desarrollado

EN ESTE CAPÍTULO se describe el diseño y desarrollo del hardware y software que implementan la cadena de detección que se ha utilizado para probar los distintos algoritmos expuestos a lo largo de este trabajo de investigación. Este desarrollo puede ser dividido en tres partes: tarjeta de adquisición de datos, lógica interna de la FPGA (etapas de conformación y análisis), y software de control de la cadena de detección.

Para la tarjeta de adquisición de datos se ha realizado un desarrollo de hardware específico que se detalla en la siguiente sección. La segunda parte se ha realizado configurando la lógica de una FPGA contenida en una tarjeta de prototipado, en este caso la tarjeta de Xilinx ML410 [Xilinx]. Por último, la tercera parte se ha realizado mediante software que se ejecuta en un PowerPC 405 embebido en la misma FPGA que contiene la tarjeta ML410.

En la figura 6.1 se muestra un diagrama de bloques de cada de estas partes. En esta figura también se muestran etiquetadas las etapas de una cadena de detección digital genérica de acuerdo con la figura 1.8(b). La disposición real de las tarjetas se muestra en la figura 6.7.

6.1. Tarjetas desarrolladas

Para este trabajo de investigación se han diseñado y fabricado tres tarjetas cuyo propósito es implementar las etapas de preamplificación, conformación analógica y conversión analógico-digital (etapas ② ③ ④ de la figura 1.8(b), respectivamente). Estas tarjetas son las siguientes:

1. *Tarjeta de adquisición de datos.* Representa el núcleo central de las tres tarjetas. Incorpora las etapas de la cadena de detección que se acaban de mencionar. Fabricada en formato PC/104.

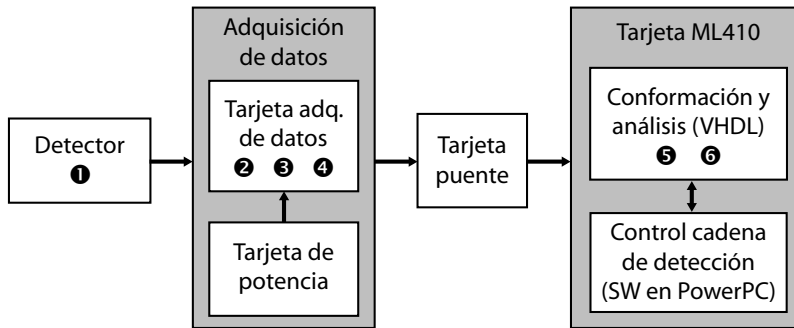


FIGURA 6.1. Esquema del hardware y software desarrollado para implementar una cadena de detección digital.

2. *Tarjeta de alimentación.* Suministra la alimentación a la tarjeta de adquisición de datos y el alto voltaje a los detectores de radiación, en el caso de que los necesiten. También se ha fabricado en formato PC/104. Se conecta a la tarjeta de adquisición de datos por medio de dos conectores que permiten su apilamiento (ver figura 6.2).
3. *Tarjeta puente.* Permite conectar la tarjeta de adquisición de datos con la tarjeta de prototipado que incorporan las etapas de conformación digital, análisis de señal (etapas 5 6 de la figura 1.8(b), respectivamente) y control de la cadena de detección.



FIGURA 6.2. Tarjeta de adquisición de datos y tarjeta de potencia apiladas.

Los esquemas eléctricos y el *layout* de cada una de las capas de estas tres tarjetas se encuentran en el apéndice D. A continuación se describen cada una de ellas.

6.1.1. Tarjeta de adquisición de datos

Su misión es acondicionar y digitalizar la señal procedente de los detectores de radiación. La entrada se conecta directamente al detector de radiación y a su salida se obtiene una señal digitalizada para su posterior conformación y análisis. Esta tarjeta se ha realizado en formato PC/104 [PCEC03] por los siguientes motivos:

- Sus reducidas dimensiones (90.17×95.89 mm) que permitirían alojarlo en la carga útil de un satélite de reducido tamaño tipo CubeSat [Cubesat].
- El número de entradas y salidas que tiene el conector es compatible con el número de entradas y salidas necesarias para el diseño.
- Intento de estandarización de la envolvente mecánica para aplicaciones futuras.

Esta tarjeta ha sido concebida para ser conectada a detectores semiconductores, razón por la cual el diseño de la etapa de preamplificación está adaptada específicamente para este tipo de detectores; sin embargo puede ser utilizada para otros de tipo diferente, adaptando la etapa de preamplificación. La tarjeta de adquisición de datos contiene cuatro canales independientes y por tanto dispone de capacidad para digitalizar la señal de cuatro detectores a la vez. El esquema del circuito completo y el *layout* se encuentra en el apéndice D.1.

El canal superior se ha utilizado para capturar datos de una fuente de radiación α introducida en una cámara de vacío (apéndice E.3), otro para capturar datos mediante un monitor de neutrones (apéndice E.2) y los otros dos canales centrales se han dejado libres. En el caso del canal inferior no se ha instalado la etapa de preamplificación puesto que en el monitor de neutrones, esta etapa ya se encuentra preinstalada en el detector de gas.

A pesar de tener cuatro canales, para facilitar el estudio, nos centraremos en el canal que procesa las señales procedentes de la cámara de vacío, puesto que el resto obedece al mismo esquema. Cada canal se divide en tres etapas:

1. Circuito de entrada.
2. Preamplificador sensible a carga eléctrica.
3. Conformador RC.

Cada una de estas etapas son descritas en las siguientes apartados.

Circuito de entrada

Como se ha explicado en la sección 1.4, la misión de esta etapa (⊙ de la figura 1.8(b)) es convertir la señal generada por el detector (normalmente de intensidad o carga) en una señal de voltaje y amplificar dicha señal.

La etapa de preamplificación de esta tarjeta está basada en el diseño presentado en [Chan97], realizado para el instrumento embarcable en satélite PESCA (Partículas Energéticas Solares y Componente Anómala). Esto implica que el diseño está inicialmente preparado para ser utilizado con detectores de silicio y recibir señales de carga. Además, el diseño original cuenta con varias funciones adicionales que también se han introducido en esta tarjeta. Estas funciones se enumeran a continuación:

- Polarizar el detector con tensiones de alto voltaje.
- Acoplar las señales del detector y de TEST a la entrada del preamplificador.
- Proteger al detector de radiación de variaciones bruscas de tensión.

Los detectores semiconductores deben ser polarizados inversamente para su correcto funcionamiento con tensiones que, para el silicio, oscilan entre los 30 y los 360 V [Kno100], dependiendo del espesor del detector, valores de tensión que se denominarán *alto voltaje* a partir de aquí. La razón de la aplicación de este alto voltaje es que, como se ha explicado en la sección 1.3.3, la longitud de la zona de carga espacial dentro de la unión PN —lugar donde se detecta la radiación— es proporcional a la diferencia de potencial aplicado de dicha unión. Por tanto, a más voltaje aplicado, el área efectiva de detección del semiconductor será mayor. Sin embargo, un exceso de voltaje puede hacer que el campo eléctrico de ruptura de material se supere produciendo un arco y dañando posiblemente el circuito o el semiconductor.

En la figura 6.3 se muestra un esquema del circuito de entrada. En dicho circuito, la red formada por el condensador C_1 y la resistencia R_1 se utilizan para proteger la tarjeta del alto voltaje suministrado por la tarjeta de potencia a través de la entrada HV, haciendo que dicho voltaje aumente progresivamente una vez se conecte.

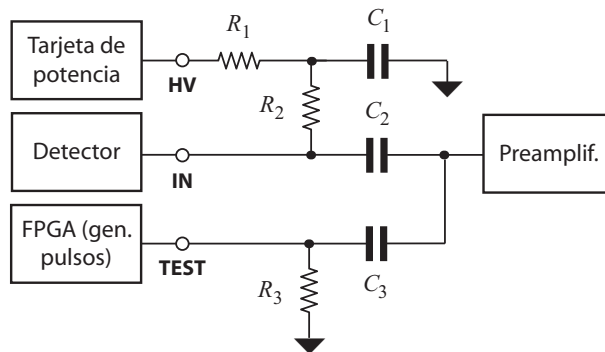


FIGURA 6.3. Circuito de entrada del instrumento.

Este alto voltaje se utiliza para polarizar el detector a través de las resistencias R_1 y R_2 . El detector se conecta a través de la entrada IN por medio de un conector SMA al circuito. Por último, C_2 es un condensador de acoplo en corriente alterna entre el detector y el preamplificador.

La señal **TEST** se utiliza como entrada de test. En ella se introducen picos de tensión, procedentes de un generador de pulsos contenido en la FPGA, y por tanto programable, con el propósito de simular las señales proporcionadas por el detector. De este modo podremos realizar pruebas sin necesidad de trabajar con detectores reales. Utilizando esta entrada podremos también determinar el ruido asociado a la electrónica sin más que introducir pulsos, tal y como se explica en el capítulo 3. La ubicación de estas señales en el conector PC/104 se muestran en la tabla D.2.

Preamplificador sensible a carga eléctrica

La tarjeta ha sido inicialmente diseñada para detectores de silicio, por eso se ha utilizado un preamplificador sensible a carga eléctrica específico para este tipo de detector. Para este diseño se ha optado por el modelo A250 de Amptek [Amptek] que ya ha sido utilizado con éxito en proyectos como en [Chan97, Abbe11].

Esta etapa ha sido probada en cámara de vacío, descrita en el apéndice E.3. Sin embargo, debido a problemas de ruido, la prueba final de los algoritmos propuestos en la sección 6.3, los algoritmos de búsqueda de conformación óptima (sección 4.1.4 y 4.2.3) y el conformador adaptativo (sección 5.4.3) se ha llevado a cabo en el monitor de neutrones (ver apéndice E.2) omitiendo esta la etapa de preamplificación en las pruebas.

Conformador RC

Un conformador RC filtra la salida del preamplificador para facilitar el tratamiento del pulso generado en el detector, especialmente cuando el bloque digital utiliza una frecuencia de muestreo baja. Esto permite mantener bajo el nivel de Ruido de Muestreo, de acuerdo a lo explicado en la sección 3.4.1.

Aunque sea evidente, cabe mencionar que este conformador RC también puede ser utilizado como conformador CR intercambiando la resistencia y el condensador. De este modo puede ser implementado un análisis PSA, introduciendo el mismo pulso por dos canales diferentes, filtrándola a la vez mediante una conformación RC y CR, y realizando un análisis por separado de las dos señales para luego poner los resultados en común.

Red de adelanto/retardo de fase

El circuito impreso de la tarjeta de adquisición de datos contiene unos *pads* situados a continuación del amplificador, donde se pueden soldar resistencias y condensadores de montaje superficial de manera indistinta, para poder formar así una red de adelanto o retardo de fase, dependiendo de las necesidades del detector y del tratamiento de señal realizado (ver sección

1.6.3), con el objetivo de incrementar o decrementar el tiempo de conformación respectivamente.

La disposición de estos *pads* y sus posibles configuraciones se muestra en la figura 6.4. Si no se desea utilizar, se puede hacer un puente con una resistencia de $0\ \Omega$ y no soldar el resto de componentes que componen la red (figura 6.4(d)).

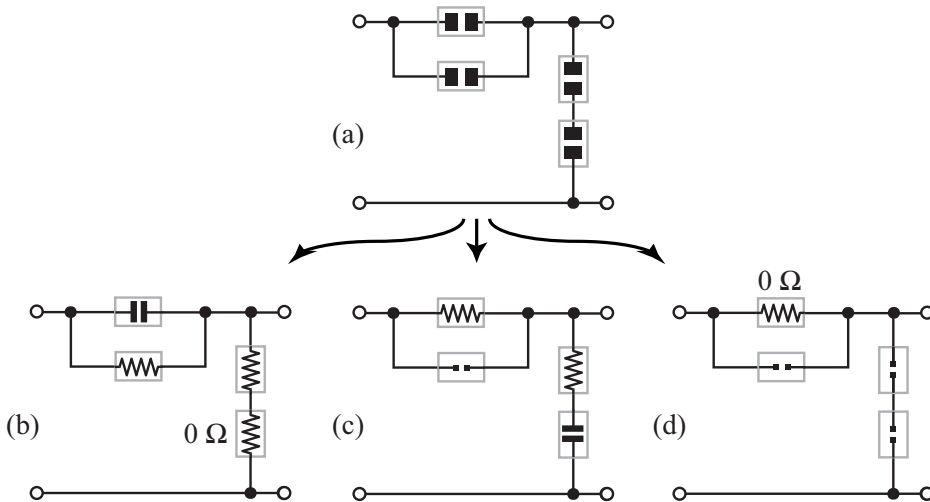


FIGURA 6.4. Red de adelanto/retardo de fase. (a) Disposición de los pads. (b) Configuración para una red de adelanto de fase. (c) Configuración para una red de retardo de fase. (d) Configuración si no se desea ninguna de las dos redes.

ADC

La elección de la frecuencia de muestreo de la señal f_s y la resolución en bits de los datos W son dos factores críticos a la hora de definir el sistema, por el impacto que tienen el Ruido de Muestreo y Cuantificación, como se ha explicado a lo largo de este trabajo de investigación. También, puesto que se desea una tarjeta de adquisición que sea multicanal, sería deseable que un mismo circuito integrado contenga varios canales de conversión. Por último este tipo de sistemas suelen tener entradas y salidas del tipo digital diferencial según el estándar LVDS, que son soportadas por la mayoría de las FPGAs de los principales fabricantes.

Teniendo estas premisas en cuenta, para esta tarjeta se ha elegido como convertidor el ADC LTC2171-14 de Linear [Linear]. Este convertidor, con 14 bits de resolución, realiza una conversión a través de LVDS a un intervalo de velocidad de entre 5 y 40 MS/s, lo que supone una tasa de transferencia de datos máxima de 560 Mb/s o lo que es lo mismo, 70 MB/s mediante señales LVDS. Esta transferencia la realiza mediante señales DDR (*Dual Data Rate*).

La conversión de 14 bits, de acuerdo con las ecuaciones (1.25), (2.17) y (3.24) supone un FWHM debido a cuantificación del $3.21 \cdot 10^{-7} \%$ (uno de 16 bits supondría FWHM del $1.84 \cdot 10^{-9} \%$), razón por la cual el Ruido de Cuantificación no supone un incremento significativo del ruido total del sistema.

Las salidas del ADC están conectadas al conector de la tarjeta PC/104. La lista de estas señales se muestran en la tabla D.2.

6.1.2. Tarjeta de potencia

La tarjeta de potencia se encarga de suministrar las tensiones de alimentación y las señales de alto voltaje a la tarjeta de adquisición de datos. El esquema eléctrico de esta tarjeta y su correspondiente *layout* se encuentra en el apéndice D.2.

Este diseño se ha realizado también utilizando el formato PC/104 mediante un circuito impreso bicapa que se conecta a la tarjeta de adquisición de datos mediante apilamiento, a través de dos conectores de 3×2 pines, cada uno con un pitch de 2.54 mm. La disposición de las dos tarjetas una vez se ha producido el apilamiento ya se mostró en la figura 6.2.

En las figuras 6.5(a) y 6.5(b) se muestran imágenes de ambas caras de la tarjeta de potencia.

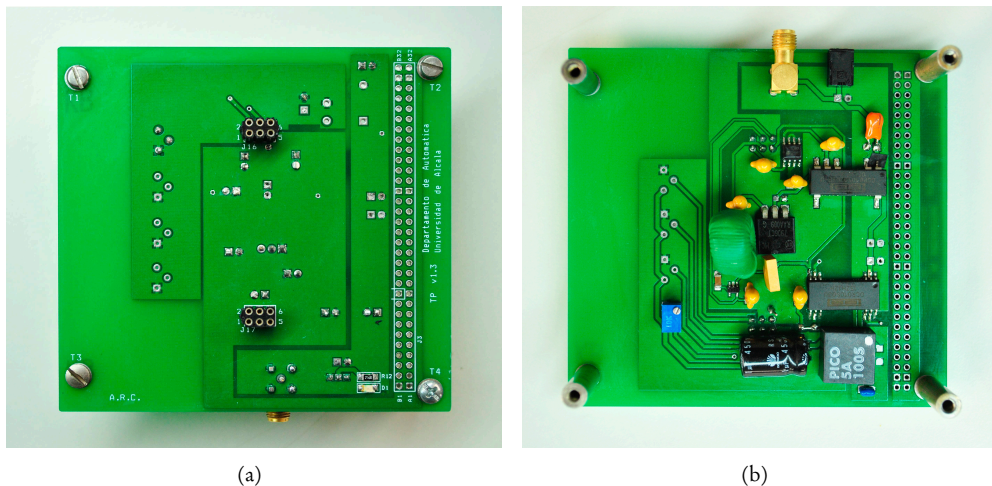


FIGURA 6.5. Tarjeta de potencia (formato PC/104) (a) Vista superior. (b) Vista inferior.

Generación de los voltajes de alimentación

La tarjeta de potencia suministra las siguientes tensiones a los componentes de la tarjeta de adquisición de datos:

- ± 6 V para el preamplificador A250.
- $+3.3$ V y -1.2 V para los *buffers* intermedios.
- $+1.8$ V para el ADC.
- $+100$ V para la entrada HV de los detectores de radiación.

La alimentación de esta tarjeta es de $+5$ V, que se recibe a través de un conector SMA o a través de una clavija, donde puede ser conectado un adaptador de corriente alterna a corriente continua comercial. Esto último se ha realizado por motivos de portabilidad, para poder utilizar en la fase de pruebas la corriente alterna en lugar de una fuente de alimentación. La entrada de $+5$ V está aislada galvánicamente de todas las tensiones que acabamos de enumerar.

Generación del alto voltaje

La alta tensión se obtiene a través de un conversor DC/DC basado en una fuente conmutada de PICO Electronics [Pico]. Concretamente los de su serie A/SM, mediante una tensión de alimentación de $+5$ V, se obtiene una salida de hasta $+100$ V con aislamiento galvánico y una potencia máxima de salida de 1.25 W, adecuados para producir señales de alto voltaje capaces de polarizar los detectores. Otras series de componentes de este mismo fabricante ofrecen tensiones por encima de 250 V con el mismo encapsulado.

Sin embargo como este conversor de alta potencia es el componente que más consume de la tarjeta, a pesar de polarizar hasta cuatro detectores de radiación, sólo se ha instalado uno. Se ha optado por obtener los cuatro voltajes de polarización correspondientes a los cuatro canales mediante potenciómetros de alta resistencia (del orden de $M\Omega$). De este modo, mediante un único componente se pueden obtener cuatro tensiones regulables diferentes, cuya tensión máxima será la del conversor. Si estos potenciómetros no se instalaran, se generaría el voltaje máximo que permitiera el dispositivo.

6.1.3. Tarjeta puente

La tarjeta puente tiene como objetivo conducir las señales LVDS provenientes del ADC de la tarjeta de adquisición de datos a la tarjeta que contiene la FPGA, ya que su conexión directa no es posible por incompatibilidades mecánicas. En la figura 6.6 se muestra una imagen de dicha tarjeta.

En este caso, la tarjeta que contiene el ADC también posee un conector PC/104 mientras que la ML-410, que contiene la FPGA, utiliza conectores Z-DOK+, por ese motivo se necesita una tarjeta puente que contenga ambos conectores. También conduce las señales de **TEST** explicadas en la sección 6.1.1. En la figura D.3 se encuentra un esquema eléctrico de la tarjeta junto con su correspondiente *layout*.

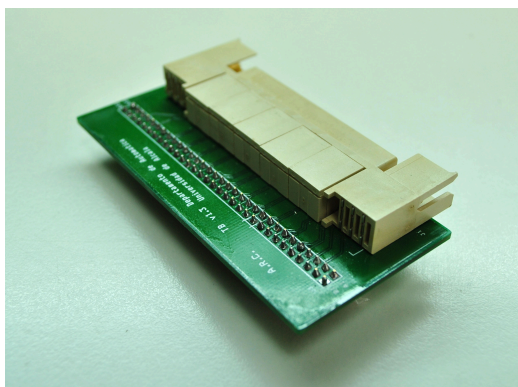


FIGURA 6.6. Tarjeta puente.

6.2. Tarjeta de procesamiento de señal

Una vez digitalizada la señal proveniente del detector de radiación, el siguiente paso es procesarla digitalmente. Se ha optado por un dispositivo de tipo FPGA para implementar esta función, debido a su capacidad de reconfiguración. Esta FPGA contiene la etapa de conformación digital, el análisis PHA y el posterior procesado.

La tarjeta utilizada en los experimentos de este trabajo de investigación como tarjeta de procesamiento de señal es una tarjeta de prototipado Xilinx ML410 (figura 6.7). Esta tarjeta incorpora una Virtex-4 FX60.

La lógica implementada en la FPGA utilizada a lo largo de este trabajo de investigación ha sido realizada por medio de módulos denominados IPs (*Intellectual Property*) que se definen y detallan a continuación.

6.3. IPs para procesamiento de señal

En electrónica digital, un *IP-Core* o IP es una unidad reutilizable de lógica. Los IPs se pueden utilizar como elementos de diseño de circuitos embebidos en dispositivos integrados de propósito específico (ASICs) o FPGAs. Idealmente, un núcleo IP debería ser totalmente portable para poder ser fácilmente implementado en cualquier tecnología. Sin embargo, debido al contenido de estos IPs, en muchas ocasiones sólo pueden ser soportados por un grupo específico de ASICs o FPGAs. Los IPs son elementos esenciales de la reutilización de diseños digitales, existiendo IPs para comunicaciones, procesamiento de señal, control de periféricos, entre otras muchas aplicaciones.

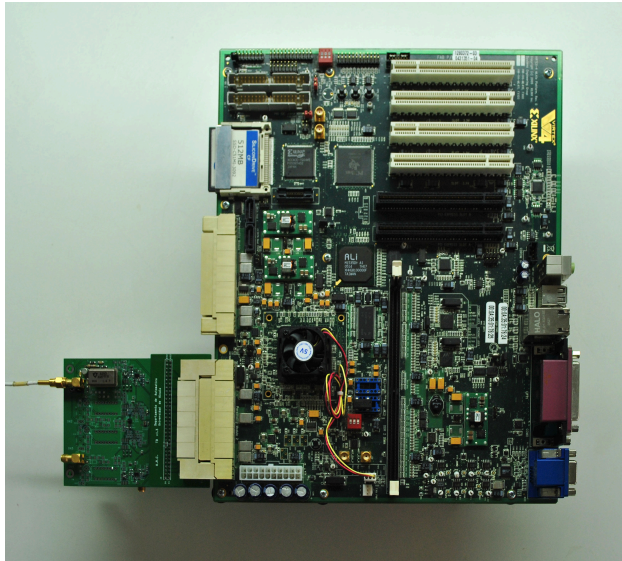


FIGURA 6.7. Tarjeta Xilinx ML410 con la tarjeta de adquisición de datos conectada.

En esta sección se detallan los IPs diseñados específicamente para implementar los conformadores digitales y los analizadores PHA, que se han descrito a lo largo de este trabajo de investigación.

Las etapas digitales necesarias para procesar la señal se muestran en la figura 6.8. Estas etapas son: el *deserializador* de datos procedentes del ADC, el *conformador digital* (que se corresponde con la etapa ⑤ de la figura 1.8(b)) y el *analizador PHA* (etapa ⑥ de esta misma figura).

Los IPs que a continuación van a ser descritos se han implementado utilizando el entorno de desarrollo Xilinx ISE 10.1 y 13.1 y sintetizados en la tarjeta de adquisición de datos presentada en la sección 6.2.

6.3.1. Deserializador

Este IP captura los datos enviados desde el ADC. Se ha realizado específicamente para el ADC utilizado (sección 6.1.1). Los datos digitalizados del ADC son transmitidos con niveles LVDS. Posteriormente, estos datos se canalizan a través de un *buffer* y la señal DDR se convierte en dos SDR (*Single Data Rate*) mediante los módulos **IBUFDS** e **IDDR** embebidos en la propia FPGA de este modelo [Xili08A]. Posteriormente los datos SDR son deserializados en valores de 14 bits.

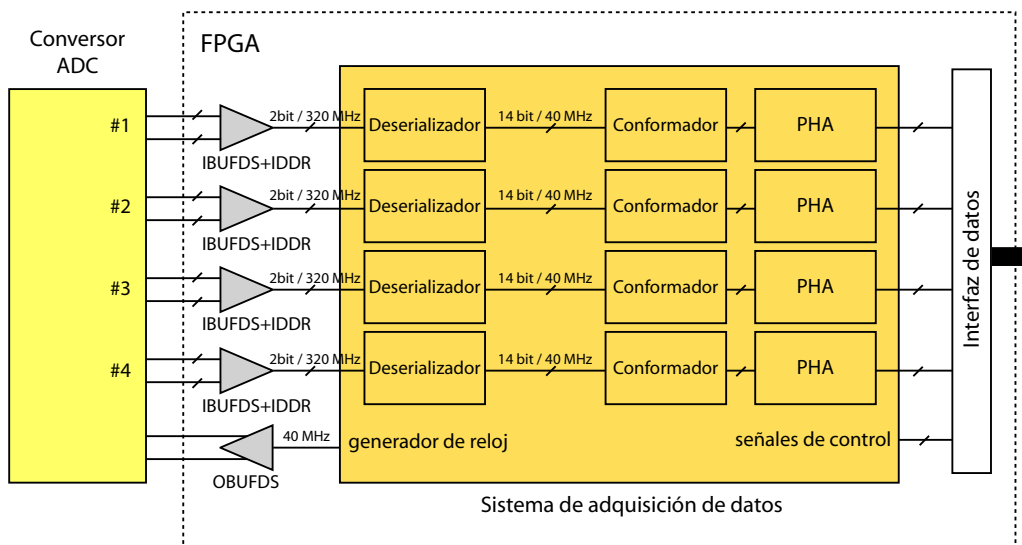


FIGURA 6.8. Esquema propuesto para el DDP.

La figura 6.9 muestra la interfaz del deserializador. La señal digitalizada es recibida por dos canales diferenciales LVDS (**LVDS_A_P**, **LVDS_A_N** y **LVDS_B_P**, **LVDS_B_N**). Esta señal ha de ser capturada a una frecuencia de **CLK_ADC** que puede llegar a ser de hasta 320 MHz para obtener una tasa de adquisición de datos máxima de 40 MS/s, de acuerdo con las especificaciones del ADC LTC2171-14 [Linear]. La señal paralelizada se obtiene a la salida de **SIG** (en el caso de este modelo de ADC, $W = 14$). Esta señal está sincronizada con la señal de reloj **CLK_SIG** que oscilará a una frecuencia de hasta 40 MHz para obtener la máxima tasa de adquisición de datos. La validez de la señal **SIG** estará señalada por **SIG_VALID**.

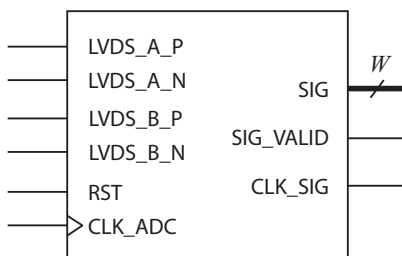


FIGURA 6.9. Interfaz del deserializador.

Debido a que la tarjeta tiene cuatro canales ADC, habrá uno de estos IPs por cada canal.

6.3.2. Conformadores digitales

Se han implementado dos tipos de conformadores: uno clásico mediante un filtro, FIR o IIR dependiendo de sus coeficientes, y otro adaptativo siguiendo el diseño explicado en el capítulo 5. Para que sean intercambiables se les ha dotado de una interfaz común que se muestra en la figura 6.10.

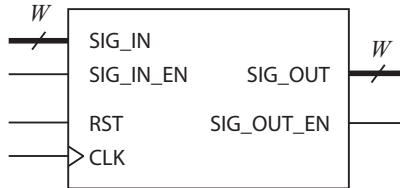


FIGURA 6.10. Interfaz común de los conformadores.

Las señales de entrada son:

- **SIG_IN**. Señal de entrada proveniente del conversor ADC.
- **SIG_IN_EN**. Habilitación de la señal de entrada.
- **RST**. Señal de reset.
- **CLK**. Señal de reloj que marca el frecuencia de la conformación y que podría ser diferente al tiempo de muestreo del analizador PHA y del deserializador para realizar el sobremuestreo opcional (sección 3.1.3)).

Las señales de salida son:

- **SIG_OUT**. Señal conformada. Está directamente conectada con la señal de entrada del analizador PHA de la figura 6.11).
- **SIG_OUT_EN**. Señal conformada válida. Igualmente va conectada al **SIG_IN_EN** del detector de pico.

6.3.3. Analizadores de altura de pulso (PHA)

Para facilitar las pruebas de diferentes analizadores PHA, la interfaz de salida del conformador es compatible con la interfaz de entrada de los analizadores PHA. Estos últimos también cuentan con una interfaz común que se muestra en la figura 6.11.

Las señales de entrada son:

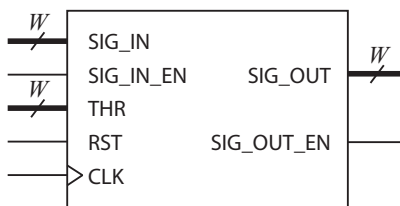


FIGURA 6.11. Interfaz común de los detectores de pico.

- **SIG_IN**. Señal de entrada.
- **SIG_IN_EN**. Habilitación de la señal de entrada.
- **THR**. Umbral de disparo, teniendo que ser la señal de entrada mayor o igual que éste para que se produzca el disparo.
- **RST**. Señal de reset.
- **CLK**. Señal de reloj que marca el periodo de muestreo.

Las señales de salida son:

- **SIG_OUT**. Valor de pico de la señal.
- **SIG_OUT_EN**. Pico detectado válido.

Con esta interfaz común se han sintetizado los analizadores PHA siguientes:

- Métodos directos:
 - Derivadas
 - Retardos
 - Detector de Jordanov
- Métodos indirectos (integración de la señal):
 - Integración de la señal completa
 - Integración del flanco de subida
 - Integración durante un tiempo determinado
 - Integración de la cúspide

Estos analizadores han sido propuestos en [Chan97, Jord02, Mart10, Rega10]. Estos analizadores, como se explicó en la sección 1.7.1, se dividen en dos grandes tipos: los que calculan la amplitud del pulso por el método directo (diferencial, retardos y detector de Jordanov) e indirecto (todos los que comprende la integración de la señal). A continuación se describen en detalle cada uno de estos analizadores.

Análisis PHA por el método de la derivada

Este análisis PHA se basa en la búsqueda del punto donde la primera derivada de la señal es igual a cero, puesto que este pulso indica la existencia de un máximo o un mínimo. La segunda derivada indica si lo que se ha producido es un máximo o un mínimo, dependiendo si es menor o mayor que cero respectivamente.

Este analizador incorpora un sistema que calcula la primera y segunda derivadas e identifica el disparo como válido cuando se ha producido un máximo. Este disparo puede incluir un nivel de umbral **THR** para hacer el sistema resistente al ruido. El diagrama de bloques de este PHA se muestra en la figura 6.12.

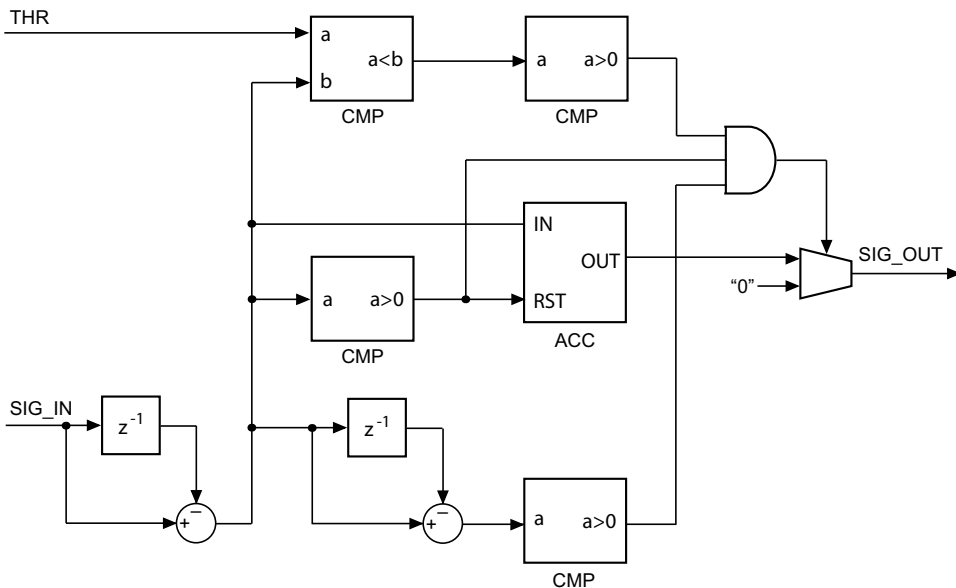


FIGURA 6.12. *Detector de picos por medio de la derivada.*

Análisis PHA por retardos

Para realizar este análisis descrito en [Chan97], la señal de entrada se retarda un ciclo de reloj. Se considera que se produce un máximo en el instante en que la señal retardada es mayor que la señal sin retardar (ver figura 6.13). El circuito de este PHA se muestra en la figura 6.14.

Las características de este detector frente al ruido son idénticas a las características del detector con búsqueda de máximo mediante el método de la segunda derivada.

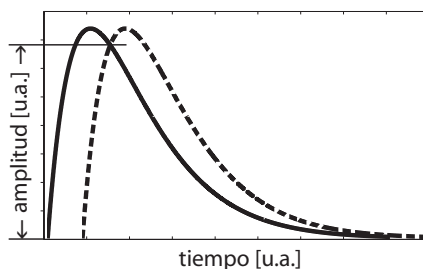


FIGURA 6.13. Punto donde se encuentra el máximo.

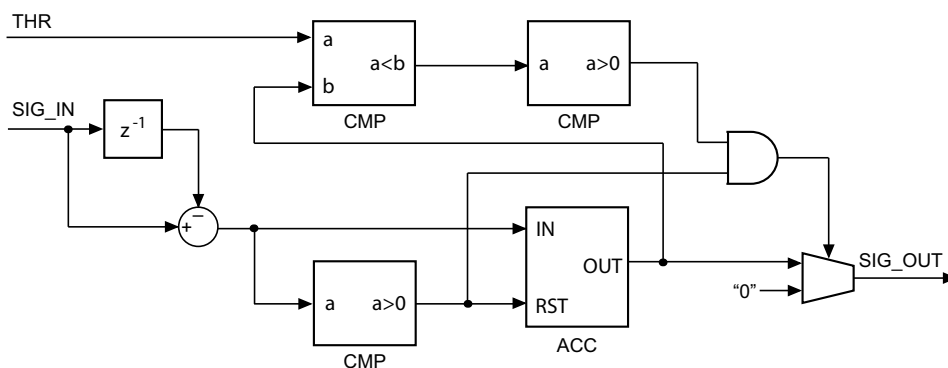


FIGURA 6.14. Medidor de amplitud por retardos.

Análisis PHA de Jordanov

Este método [Jord02] se basa en el método expuesto en la sección 2.5.1. Este método ni integra la señal ni se sirve de su derivada para hallar la amplitud, sino que va capturando progresivamente los máximos y mínimos de la señal para hallar su amplitud.

En la figura 6.15 se muestra un diagrama de bloques del detector de Jordanov. La señal **MAX** indica el máximo de la señal mientras que **MIN** indica el valor de base de línea. La diferencia de ambos valores es la altura del pulso que podrá ser obtenida cuando la señal **PICO** esté a nivel alto.

Este método de análisis cuenta con la ventaja añadida de disponer de una histéresis con la que descartar falsos máximos y mínimos [Jord02]. A no ser que se diga lo contrario, en adelante este analizador PHA es el que se ha utilizado por defecto en todos los experimentos llevados a cabo en este trabajo de investigación.

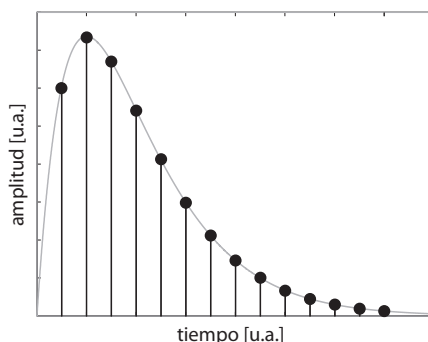


FIGURA 6.16. *Detección de la señal mediante integración.*

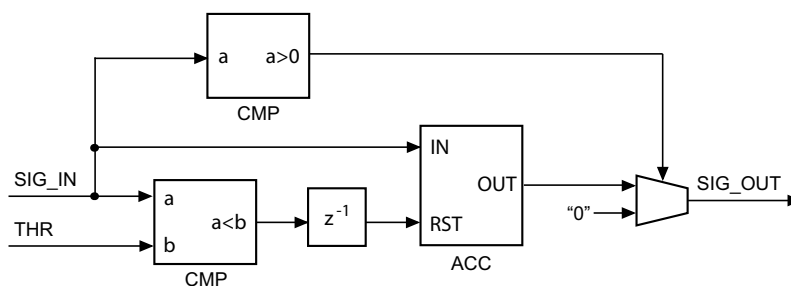


FIGURA 6.17. *Diagrama de la implementación mediante integrales del detector de pico.*

Análisis PHA mediante integración del flanco de subida

El principal problema de detección mediante integración es su menor inmunidad al solapamiento puesto que la duración del cálculo de la amplitud es igual al tiempo de conformación. Para solventarlo se propone realizar sólo la integral mientras la señal haya superado cierto valor y no haya alcanzado todavía su valor máximo. En la figura 6.18 se muestra un ejemplo de valores de un pulso CR-RC que son integrados en este método.

Al igual que en la sección anterior, la integral será aproximada con un número finito de sumas. Es fácil demostrar que valor obtenido en ese sumatorio también es proporcional a la altura de pico de la señal.

El tiempo de integración T_I (en número de ciclos) será igual a la duración en ciclos del flanco de la señal M , el cual variará dependiendo de la conformación de la cual se trate. El tiempo de integración en segundos será por tanto igual a $T_I T_s$, donde T_I es el tiempo de integración (en número de ciclos) y T_s el periodo de muestreo del ADC (en segundos).

El diagrama de bloques es igual que el de la figura 6.17 pero con el acumulador activo sólo mientras la señal entrada está subiendo.

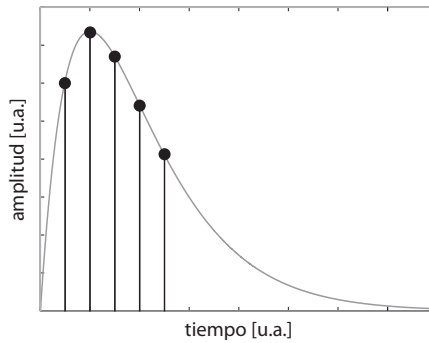


FIGURA 6.18. *Detección de la señal mediante integración de los cinco primeros valores del flanco de subida.*

Análisis PHA mediante integración finita de pulsos

Es una variante del método expuesto en la sección anterior: sólo se integran un número finito de muestras en una ventana predefinida, pudiendo incluir el flanco de subida de la señal, el flanco de bajada, la meseta (en caso de que existiera), o varios a la vez. Al igual que en el método anterior, el tiempo de integración será igual a $T_I T_s$, donde T_I es el tiempo de integración (en número de ciclos) y T_s el periodo de muestreo del ADC (en segundos).

El diagrama de implementación es igual que el de la figura 6.18 pero con una lógica adicional que permite al detector de pico obtener muestras para integrarlas solamente dentro de una franja de tiempo.

Analizador PHA mediante media ponderada de la meseta

El detector de pico propuesto tiene cuatro estados, corresponden con la forma del trapecioide, aunque también puede aplicarse a cualquiera que tenga meseta. Estos estados son: *bottom*, *rising edge*, *flat-top* y *falling edge* (ver trapecioide de la figura 2.7). El estado del detector cambia en función de la señal de entrada.

Como se explica en [Jord94B], los valores más estables de la conformación trapeciooidal se producen al final de su meseta (*flat-top*), justo antes que se produzca el flanco de bajada del trapecioide. Por tanto, cuando detecta una meseta, el detector realiza la siguiente operación con cada ciclo de reloj:

$$y[k] = p[k] + \frac{1}{2}y[k - 1] \quad (6.1)$$

donde $p[k]$ es el valor de pico nuevo capturado e $y[k]$ es el valor del acumulador. Cuando el estado cambia a *falling edge*, la salida del detector de picos será $y[k]$.

En el caso de que no se quisiera realizar una media ponderada, simplemente se realizaría la media de los valores que forman la cúspide de la señal. En este caso, el tiempo de integración es igual al número de muestras que componen la cúspide.

Este PHA se ha utilizado en el análisis del conformador adaptativo presentado en la sección 5.4.2.

6.3.4. Sumario de PHA

De acuerdo a lo explicado en el capítulo 3, la elección de un determinado analizador PHA modifica la función residual $R[n]$ de la cadena, por lo que la elección dependerá de la magnitud de cada uno de los tipos de ruido analizados a lo largo de este trabajo de investigación. En [Rega10], se exponen algunas conclusiones acerca de la utilización de un PHA determinado.

En la tabla 6.1 se muestra un sumario de todos los analizadores PHA implementados junto con su función residual correspondiente $R[n]$. Este valor depende de la función de ponderación $w[n]$ debido a la forma de la señal a la salida de la etapa de conformación digital (ver sección 3.3).

TABLA 6.1. *Sumario de PHA.*

Tipo de detección	$R[n]$
Derivada	$w'[n]$
Retardos	$w[n]$
Método de Jordanov	$w[n] + \text{histéresis}$
Integración	$w[n] * \Pi_N[n]$
Integración del flanco de subida	$w[n] * \Pi_M[n]$
Integración durante un tiempo determinado	$w[n] * \Pi_{T_I}[n]$
Integración de cúspide	$w[n] * \Pi_L[n]$

En esta tabla, M es la duración del flanco de subida, T_I el tiempo de integración, L la duración del máximo de la conformación y N es el tiempo de conformación; todas estas unidades están especificadas en ciclos. Recordar que, de acuerdo a la ecuación (3.12):

$$\Pi_\tau[n] = \begin{cases} 0 & \text{si } n < 0 \\ 1 & \text{si } \tau \leq n \leq 0 \\ 0 & \text{si } n > \tau \end{cases}$$

6.3.5. Otros IPs implementados

Se han implementado otros IPs adicionales para dar soporte a los ya mencionados. Estos IPs auxiliares se enumeran a continuación:

- *Generador de conformadores mediante la base de Jordanov* [Jord03]. Este IP genera conformaciones compatibles con la entrada de la señal deseada $d[n]$ del conformador adaptativo (capítulo 5).
- *Controladores de la señal de TEST*. Para habilitarla y deshabilitarla y poder realizar pruebas de depuración en la tarjeta de adquisición de datos.
- *Generador de histogramas*. Los valores proporcionados por la etapa de PHA son almacenados en un histograma con un número variable de canales y con la posibilidad de elegir una determinada región de interés. Los valores que no estén incluidos dentro de esa región serán descartados.
- *Annealing simulado*. Este IP implementa el algoritmo explicado en la sección 4.2. Puesto que este algoritmo ha sido implementado en su mayoría en software, este IP contiene su propia interfaz con el bus PLB para ser controlado mediante código C por el procesador PowerPC 405, incluido en el dispositivo FPGA.

6.4. Interfaz PHA-PLB y software asociado

Las señales de salida de los PHA pueden ser capturadas y almacenadas en un fichero de texto utilizando la herramienta de Xilinx Chipscope; sin embargo se ha dotado a estos IPs de un módulo adicional que permite conectarlos a un procesador embebido a través de un bus (*Processor Local Bus*) PLB v.4.6 [Xili10], específico de los PowerPC. Este tipo de bus es compatible con los procesadores PowerPC 405 ó 440 que ya están embebidos en las FPGAs Virtex-4 y Virtex-5 de Xilinx respectivamente. Existen dos procesadores PowerPC 405 en el modelo de FPGA Virtex-4 FX60 alojada en la tarjeta ML410 que se ha utilizado a lo largo de este trabajo de investigación.

Este procesador PowerPC embebido en FPGA se ha utilizado en experimentos recientes de física de partículas como procesador de información [Zhan10], aunque también podrían ser conectados a otro tipo de procesador a través de un puente (*bridge*) del PLB al bus del procesador correspondiente.

Para la validación de la interfaz PLB se ha desarrollado una arquitectura embebida con la herramienta de Xilinx EDK 10.1, que contiene tanto el IP como la cadena de detección. Como núcleo central de la arquitectura se encuentra un PowerPC 405 embebido en la FPGA como se ha mencionado en este capítulo. El diagrama de bloques de la arquitectura se encuentra en la figura 6.19.

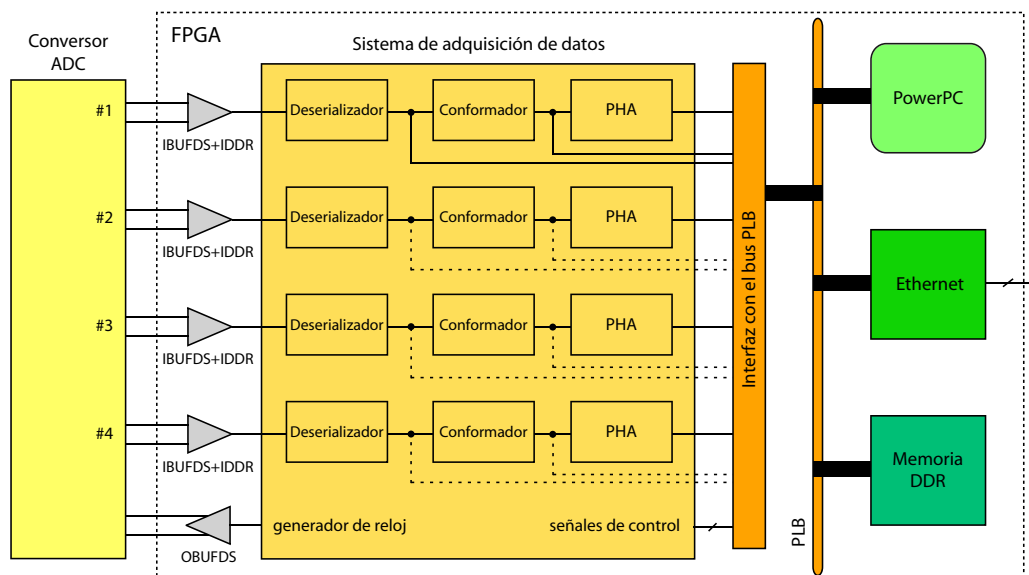


FIGURA 6.19. Esquema propuesto para el DDP en su versión para la tarjeta ML410.

La interfaz PLB recibe datos del analizador PHA, aunque también los puede recibir sin tratamiento (en crudo) directamente del deserializador o de la salida del conformador. Esta funcionalidad se ha incluido para facilitar la depuración y sólo es utilizable en un canal a la vez durante un corto espacio de tiempo (no más de 100 ms), debido a la alta tasa de llegada de datos que la habilitación de estas líneas produce.

Al estar esta parte de la cadena de detección ahora controlada por un procesador, ésta requiere de una Interfaz de Programación de Aplicaciones (API), para ser controlada por un usuario final. Esta API es fácilmente exportable a otros entornos puesto que se han seguido los estándares de programación en C. Las primitivas de la API para un detector que se encuentre instanciado en la dirección de memoria apuntada por `baseaddr` son las siguientes:

void MCS_Reset(void* baseaddr) Resetea el detector.

void MCS_ADC_SetFreq(void* baseaddr, int freq) Selecciona la frecuencia en MS/s a la que muestreará el ADC (`freq`). La frecuencia, lógicamente, no podrá superar la frecuencia de muestreo del ADC (40 MS/s para este ADC).

int MCS_ADC_GetFreq(void* baseaddr) La función devuelve la frecuencia en MS/s a la que está muestreando el ADC.

void MCS_ADC_Start(void* baseaddr, void* buf) Habilita la conversión ADC almacenando los datos obtenidos a partir de la posición de memoria apuntada por `buf`. El formato de los datos obtenidos dependerá de si se ha habilitado o no la obtención de datos en crudo y de los cuatro canales.

- void MCS_ADC_Stop(void* baseaddr)** Detiene la obtención de datos desde el ADC.
- void MCS_HV_Set(void* baseaddr, bool hv)** Habilita o deshabilita el alto voltaje de la tarjeta dependiendo si a la función es invocada con `hv = true` o `hv = false` respectivamente. Esta funcionalidad no está implementada en esta tarjeta puesto que no se ha incluido un optoacoplador para mantener el aislamiento galvánico de las tarjetas. Está en fase de estudio que en una versión posterior se incluya el optoacoplador HV801 [Amptek] de alto voltaje.
- bool MCS_HV_Get(void* baseaddr)** Obtiene si está habilitado o deshabilitado el alto voltaje de la tarjeta dependiendo si la función devuelve `true` o `false` respectivamente. Esta funcionalidad, como ya se ha explicado, permanece deshabilitada en esta versión.
- void MCS_Test_Set(void* baseaddr, bool* b)** Pone en activo alto (`true`) o activo bajo (`false`) las señales **TEST** de los cuatro canales apuntados por `b`.
- void MCS_Test_Get(void* baseaddr, bool* b)** Función que devuelve indirectamente, (por medio de punteros) si las señales **TEST** de los cuatro canales, apuntados por `b`, están en activo alto (`true`) o activo bajo (`false`).
- void MCS_ThresholdSet(void* baseaddr, int ch, int thr)** Establece un nivel de *threshold* (`thr`) para el canal (`ch`).
- int MCS_ThresholdGet(void* baseaddr, int ch)** Devuelve el nivel de *threshold* para el canal (`ch`).
- int* Annealing(void* baseaddr, int N, int* T, int num_T, int po)**
Devuelve un *array* de longitud `N` con el conformador óptimo obtenido a través del algoritmo del *annealing* simulado (sección 4.2). Las temperaturas utilizadas se encuentran en el *array* apuntado por `T`; este *array* tiene una longitud igual a `num_T`. Para cada temperatura se generará una población de conformadores igual a `po`.

Capítulo 7

Conclusiones y trabajo futuro

Las principales conclusiones obtenidas a lo largo de este trabajo han sido las siguientes:

- **Medición de la resolución.** Un objetivo de todo buen sistema de espectroscopía es mejorar la resolución del histograma de medidas. Esta resolución es degradada por el ruido. Conviene por tanto medir con precisión el ruido para poder atenuarlo con más eficacia mediante conformadores adecuados. Estas mediciones del nivel de ruido, ya desarrolladas previamente en el dominio analógico, han sido desarrolladas en este trabajo de investigación en el dominio digital. En estas mediciones se consideran los tipos de ruido considerados en la mayoría de los trabajos realizados hasta la fecha (Blanco Serie, Blanco Paralelo, $1/f$ Serie y $1/f$ Paralelo). Se concluye que la digitalización afecta a la forma del pulso, y puesto que la forma del pulso afecta a la resolución, la digitalización afecta a la resolución. El impacto en la resolución puede ser corregido por sobremuestreo.
- **Ruido de muestreo y cuantificación.** La incorporación de dispositivos digitales a sistemas de espectroscopía aporta ventajas pero también inconvenientes. El primero es que hace más compleja la cadena de detección al incorporar electrónica adicional para la digitalización. El segundo es que se añaden fuentes de ruido adicionales. La más importante de ellas es debida al muestreo del ADC. En este trabajo de investigación se cuantifica el valor de Ruido de Muestreo en función de la frecuencia de muestreo y la conformación analógica utilizada a la vez que se proponen técnicas específicas para mitigarlo.
- **Búsqueda de la conformación óptima.** La medición de la resolución sirve para, además de para evaluar un sistema de espectroscopía determinado, averiguar cuál es el conformador que permita obtener de un detector de radiación su mayor resolución posible. En este trabajo de investigación se han propuesto dos nuevos métodos que pueden ser utilizados para realizar cálculos teóricos de conformadores óptimos o en lógica reconfigurable.

- **Conformación adaptativa.** Una vez averiguada cuál es la conformación óptima, se necesita conseguir una determinada conformación digital a partir de una señal de entrada. Esto puede ser más o menos complicado dependiendo de la forma de la señal de entrada, diferente para cada tipo de combinación detector de radiación/preamplificación. En este trabajo se propone un método de conformación adaptativa donde, dada una señal de entrada y una señal deseada, se ajustan automáticamente los parámetros del conformador. Con esto se consigue de una forma sencilla y rápida una conformación determinada a partir de una señal de entrada que filtre eficientemente el ruido.
- **Desarrollo de un prototipo de tarjeta.** Para probar los algoritmos expuestos en este trabajo de investigación se ha diseñado y fabricado una tarjeta específica que incluye todas las etapas de la cadena de detección hasta la preamplificación. Esta tarjeta está realizada en formato PC/104. Inicialmente, esta tarjeta se fabricó para detectores semiconductores, pero ha sido adaptada y probada en el monitor de neutrones «CaLMa» situado en Guadalajara.

Como trabajo futuro se propone la caracterización de partículas utilizando de manera concurrente los análisis vistos en este trabajo de investigación. También la fabricación de una tarjeta, también en formato PC/104, que incorpore el filtrado analógico, la conversión ADC y una FPGA, dejando la etapa de preamplificación fuera de la misma. Con este objetivo se pretende utilizar la misma electrónica para diferentes tipos de detectores de partículas energéticas. Por último, se pretende probar estos algoritmos en otras instalaciones detectoras de partículas.

Publicaciones generadas

A. Regadío, S. Sanchez-Prieto, “Detección digital de partículas mediante lógica digital reconfigurable”. *Congreso Español de Informática*. Valencia, Sep. 2010.

A. Regadío, C. Pérez, J. Tabero, D. Meziat, “Diseño de una arquitectura de propósito general de un computador embarcable basada en FPGAs”. *Congreso Español de Informática*. Valencia, Sep. 2010.

J. Lanchares, O. Garnica, J. L. Risco-Martín, J. I. Hidalgo, A. Regadío, “Real-Time Evolvable Pulse Shaper for Radiation Measurements”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 727 (2013) 73–83.

A. Regadío, S. Sánchez-Prieto, M. Prieto, J. Tabero. “Implementation of a real-time adaptive digital shaping for nuclear spectroscopy”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 735 (2014) 297–303.

A. Regadío, S. Sánchez-Prieto, J. Tabero. “Synthesis of optimal digital shapers with arbitrary noise using simulated annealing”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* (2014).

Apéndice A

Cálculo fraccional

EL CÁLCULO FRACCIONAL [Oldh74] surge cuando el orden α de una derivación o integración toma como valor un número real en vez de un número entero:

$$y^{(\alpha)}(t) \equiv \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} y(t) \quad (\text{A.1})$$

De este modo, la derivada primera de $y(t)$ se obtiene cuando $\alpha = 1$, en la derivada segunda $\alpha = 2$ y la integral cuando $\alpha = -1$. La interpretación geométrica tanto de las derivadas como de las integrales fraccionales no es inmediata. Sin embargo se pueden encontrar detalles en [Podl02].

Para calcular la influencia del Ruido $1/f$ Serie y Paralelo en el dominio del tiempo es necesario calcular la derivada $-\frac{1}{2}$ y la derivada $-\frac{1}{2}$ respectivamente. Estos dos tipos de ruidos son los únicos que necesitan cálculo fraccional para determinar su efecto en el dominio del tiempo que han sido considerados en este trabajo de investigación.

Una de las ecuaciones más utilizadas para el cálculo de la derivada fraccional en el dominio del tiempo es la ecuación de Grünwald-Letnikov:

$$x^{(\alpha)}(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{i=0}^{t/h} \frac{\Gamma(i - \alpha)}{\Gamma(-\alpha)\Gamma(i + 1)} x(t - ih) \quad (\text{A.2})$$

donde Γ denota la función gamma, definida como:

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty e^{-t} t^{x-1} dt \quad (\text{A.3})$$

Sin embargo, en este trabajo de investigación, se ha optado por utilizar el cálculo fraccional en el dominio de la frecuencia como ya se hizo en [Pull98]:

$$(j\omega)^\alpha Y(\omega) \quad (\text{A.4})$$

De acuerdo con esta última ecuación, la derivada $^{-\frac{1}{2}}$ puede ser calculada en el dominio de la frecuencia como:

$$(j\omega)^{\frac{1}{2}} Y(\omega) \quad (\text{A.5})$$

donde $Y(\omega)$ es la transformada de Fourier de $y(t)$. Esta última ecuación puede multiplicarse y dividirse por $j\omega^{\frac{1}{2}}$ para reescribirse del siguiente modo:

$$(j\omega Y(\omega)) j\omega^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.6})$$

Para obtener $y^{(1/2)}(t)$ ha de resolverse la transformada inversa, de lo que resulta:

$$y^{(1/2)}(t) = y'(t) * g(t) \quad (\text{A.7})$$

donde

$$g(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{\pi t} & \text{si } t > 0 \\ 0 & \text{si } t \leq 0 \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

es la transformada inversa de Fourier de $\sqrt{j\omega}$. Las ecuaciones (A.7) y (A.8), permiten calcular la derivada $^{-\frac{1}{2}}$ de $y(t)$.

También se puede aplicar un método análogo para obtener la derivada $^{-\frac{1}{2}}$ realizando la transformada inversa de la siguiente función:

$$Y(\omega) j\omega^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A.9})$$

Por tanto:

$$y^{(-1/2)}(t) = y(t) * g(t) \quad (\text{A.10})$$

Apéndice B

Índices de ruido adicionales para conformación analógica y digital

COMO SE HA explicado en la sección 1.8, los cuatro índices de ruido utilizados durante este trabajo de investigación, Ruido Blanco Serie, $1/f$ Serie, Blanco Paralelo y $1/f$ Paralelo son proporcionales a 1 , $1/f$, $1/f^2$ y $1/f^3$ respectivamente en el dominio de la frecuencia, respectivamente. En este apéndice se expone cómo calcular los índices, en el dominio del tiempo, de Ruido Serie y Paralelo proporcionales a f^ξ , donde ξ puede tomar en principio cualquier valor real.

Estos tipos de ruido no han sido tenidos en cuenta a lo largo de este trabajo de investigación, algunos por ser despreciables y otros por su complejidad en el cálculo. Sin embargo, en este apéndice sí se explica como calcularlos basándonos en el cálculo fraccional descrito en el apéndice A. Para realizar el cálculo se han distinguido dos casos: valores de $\xi \in \mathbb{R}$ y valores de $\xi \in \mathbb{Z}$.

B.1. Índices de ruido para valores de ξ fraccionarios

En trabajos como en [Spie11] se argumenta que en realidad el Ruido Serie producido en un sistema de espectroscopía tiene una relación con la frecuencia proporcional a $1/f^\xi$, donde $0.5 \leq \xi \leq 2$ y $\xi \in \mathbb{R}$. El objetivo de esta sección es calcular los índices de ruido en el dominio del tiempo para cualquier valor de ξ .

Partiendo del razonamiento explicado en el apéndice A para derivadas fraccionales, si en la ecuación (A.4) se transforma α en un valor real se obtiene:

$$(j\omega)^\alpha Y(\omega) \quad (\text{B.1})$$

donde

$$\alpha = 1 - \frac{\xi}{2} \quad (\text{B.2})$$

En el caso de $0 < \alpha < 1$, la transformada inversa de Fourier \mathfrak{F}^{-1} es igual a:

$$\mathfrak{F}^{-1} \left[\frac{1}{(j\omega)^\alpha} \right] = \frac{1}{\Gamma(\alpha)t^{1-\alpha}} \quad (\text{B.3})$$

donde Γ es la función gamma, definida en la ecuación (A.3). Valores de α fuera del intervalo $0 < \alpha < 1$ tienen una transformada inversa de Fourier diferente que puede ser obtenida fácilmente utilizando Matlab.

Mediante la sustitución de (B.2) en la ecuación (B.3) se obtiene que el Ruido $1/f^\xi$ Serie, válida para valores $0 < \xi < 2$, es igual a:

$$\langle N_\xi^2 \rangle = \frac{1}{\Gamma(1 - \frac{\xi}{2})t^{\xi/2}} * R'(t), \quad t > 0 \quad (\text{B.4})$$

A modo de ejemplo, en el caso de Ruido $1/f$ Serie, $\xi = 1$ y $\alpha = 1/2$, y por tanto,

$$\langle N_1^2 \rangle = \frac{1}{\Gamma(1/2)t^{1/2}} = \frac{1}{\sqrt{\pi t}}$$

Este resultado coincide con el valor de $g(t)$ para $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ mostrado en el apéndice anterior. Los cálculos expuestos en esta sección pueden ser adaptados al dominio digital al igual que se ha realizado en la sección 3.2 obteniéndose:

$$\langle N_\xi^2 \rangle = \frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{\Gamma(1 - \frac{\xi}{2})(nT_s)^{\xi/2}} * (R[n] - R[n-1]) \right)^2 T_s \quad (\text{B.5})$$

B.2. Índices de ruido para valores de ξ enteros

En la tabla de la página siguiente se muestran, como continuación de la tabla 3.2, los índices para tipos de ruido inusuales en sistemas de espectroscopía como son el Ruido f Serie, Ruido f^2 Serie (con índices $\langle N_{F\Delta\Delta}^2 \rangle$ y $\langle N_{\Delta\Delta}^2 \rangle$, respectivamente). También se muestran los índices el Ruido $1/f^2$ y $1/f^3$ Paralelo ($\langle N_{SS}^2 \rangle$ y $\langle N_{FSS}^2 \rangle$, respectivamente). Esta tabla tiene continuidad tanto por arriba como por abajo, permitiendo obtener los índices de ruido de cualquier tipo de ruido al igual que en trabajos como [Gatt96].

Las características generales de cada tipo de ruido junto con su denominación empleada en otras disciplinas como la radiofrecuencia, control de sistemas o el audio/video, se muestran en las tablas siguientes:

TABLA B.1. *Índices de ruido en adicionales.*

Nombre ruido	Índice	Frecuencia	Espectro	Color
f^2 Serie (f^4 Paralelo)	$\langle N_{\Delta\Delta}^2 \rangle$	f^2	+20 dB/decada	violeta
f Serie (f^3 Paralelo)	$\langle N_{F\Delta\Delta}^2 \rangle$	f	+10 dB/decada	azul
Blanco Serie (f^2 Paralelo)	$\langle N_{\Delta}^2 \rangle$	1	0 dB/decada	blanco
$1/f$ Serie (f Paralelo)	$\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$	$1/f$	-10 dB/decada	rosa
Blanco Paralelo ($1/f^2$ Serie)	$\langle N_S^2 \rangle$	$1/f^2$	-20 dB/decada	rojo/marrón
$1/f$ Paralelo ($1/f^3$ Serie)	$\langle N_{FS}^2 \rangle$	$1/f^3$	-30 dB/decada	—
$1/f^2$ Paralelo ($1/f^4$ Serie)	$\langle N_{SS}^2 \rangle$	$1/f^4$	-40 dB/decada	—
$1/f^3$ Paralelo ($1/f^5$ Serie)	$\langle N_{FSS}^2 \rangle$	$1/f^5$	-50 dB/decada	—

Nombre ruido	Índice	Dominio analógico	Dominio digital	Unid.
f^2 Serie (f^4 Paralelo)	$\langle N_{\Delta\Delta}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^\infty R'^2(t) dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^\infty \left(\frac{R[n] + 2R[n-1] - R[n-2]}{T_s} \right)^2 T_s$	$\left[\frac{1}{s^3} \right]$
f Serie (f^3 Paralelo)	$\langle N_{F\Delta\Delta}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^\infty \left(\frac{1}{\sqrt{\pi t}} * R'(t) \right)^2 dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^\infty \left(\frac{1}{\sqrt{\pi n T_s}} * (R[n] + 2R[n-1] - R[n-2]) \right)^2 T_s$	$\left[\frac{1}{s^2} \right]$
Blanco Serie (f^2 Paralelo)	$\langle N_{\Delta}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^\infty R'^2(t) dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^\infty \left(\frac{R[n] - R[n-1]}{T_s} \right)^2 T_s$	$\left[\frac{1}{s} \right]$
$1/f$ Serie (f Paralelo)	$\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^\infty \left(\frac{1}{\sqrt{\pi t}} * R'(t) \right)^2 dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=1}^\infty \left(\frac{1}{\sqrt{\pi n T_s}} * (R[n] - R[n-1]) \right)^2 T_s$	—
Blanco Paralelo ($1/f^2$ Serie)	$\langle N_S^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^\infty R^2(t) dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^\infty R^2[n] T_s$	[s]
$1/f$ Paralelo ($1/f^3$ Serie)	$\langle N_{FS}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^\infty \left(\frac{1}{\sqrt{\pi t}} * R(t) \right)^2 dt$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^\infty \left(\frac{1}{\sqrt{\pi n T_s}} * R[n] \right)^2 T_s$	[s ²]
$1/f^2$ Paralelo ($1/f^4$ Serie)	$\langle N_{SS}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^\infty \int_0^\infty R^2(t) dt^2$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^\infty \sum_{m=0}^\infty R^2[n] T_s$	[s ³]
$1/f^3$ Paralelo ($1/f^5$ Serie)	$\langle N_{FSS}^2 \rangle$	$\frac{1}{S^2} \int_0^\infty \int_0^\infty \left(\frac{1}{\sqrt{\pi t}} * R(t) \right)^2 dt^2$	$\frac{1}{S^2} \sum_{n=0}^\infty \sum_{m=0}^\infty \left(\frac{1}{\sqrt{\pi n T_s}} * R[n] \right)^2 T_s$	[s ⁴]

Apéndice C

Código Matlab utilizado para calcular los índices de ruido

Para calcular los índices de ruido de la tabla 4.1 se ha utilizado el siguiente pseudocódigo implementado en Matlab:

```
Xi = 10000;  
t = [1 : Xi] * Ts;  
g = 1/sqrt(pi*t);  
<Ns^2> = sum((r^2) * Ts);  
<Nd^2> = sum((diff(r^2) * (1/Ts)));  
<NFD^2> = sum(((conv(g, diff(r)))^2) * Ts);  
<NFS^2> = sum(((conv(g, r))^2) * Ts);
```

donde \mathbf{g} es el vector que contiene los valores $g[n]$ definida en la ecuación (2.9), Ξ es la longitud de dicho vector y \mathbf{r} es el vector que contiene la función residual $R[n]$ del conformador digital.

Cuando se modifica el valor de Ξ , se aprecia una ligera variación de los resultados en $\langle N_{F\Delta}^2 \rangle$ y $\langle N_{FS}^2 \rangle$. Sin embargo, este valor ha de ser igual o mayor que el orden del conformador para que los valores obtenidos sean lo más exactos posibles; de ahí el alto valor de Ξ que se ha introducido en el código.

Apéndice D

Tarjetas desarrolladas para este trabajo de investigación

En este apéndice se muestran las especificaciones técnicas y los esquemas eléctricos de las tarjetas desarrolladas para este trabajo de investigación y descritas en el capítulo 6. Estas tarjetas son: la tarjeta de adquisición de datos, la tarjeta de potencia y la tarjeta puente.

Las especificaciones mecánicas (formato PC/104) y de consumo de las tarjetas de adquisición de datos y de potencia se muestran en la tabla D.1.

D.1. Tarjeta de adquisición de datos

El esquema de adquisición de datos se muestra en la figura D.1 y la figura D.2. El *layout* se muestra en la figura D.3, donde el orden de apilamiento de las capas ha sido TOP, IN1, IN2, BOT.

TABLA D.1. *Características mecánicas de las tarjetas de adquisición de datos y de potencia.*

Dimensiones del PCB	151x100 mm
Dimensiones PCB con componentes	171x106 mm
Peso total de ambas tarjetas con componentes	181 g
Consumo total de ambas tarjetas	2.08 W
Consumo de la tarjeta de potencia	1.01 W

La separación entre líneas y planos es de 0.3 mm como mínimo mientras que la ruptura dieléctrica del aire es $3 \cdot 10^6$ V/m [Tip108]. Esto hace que las líneas puedan soportar un voltaje de hasta 900 V sin producir un arco eléctrico.

D.2. Tarjeta de potencia

El esquema eléctrico de la tarjeta de potencia se muestra en la figura D.4. El *layout* de dicha tarjeta se encuentra en la figura D.5.

D.3. Tarjeta puente

El esquema de la tarjeta puente se muestra en la figura D.6. El *layout* de la tarjeta puente se encuentra en la D.7. En la tabla D.2 se muestra el conexionado de la tarjeta de adquisición de datos con la tarjeta ML410.

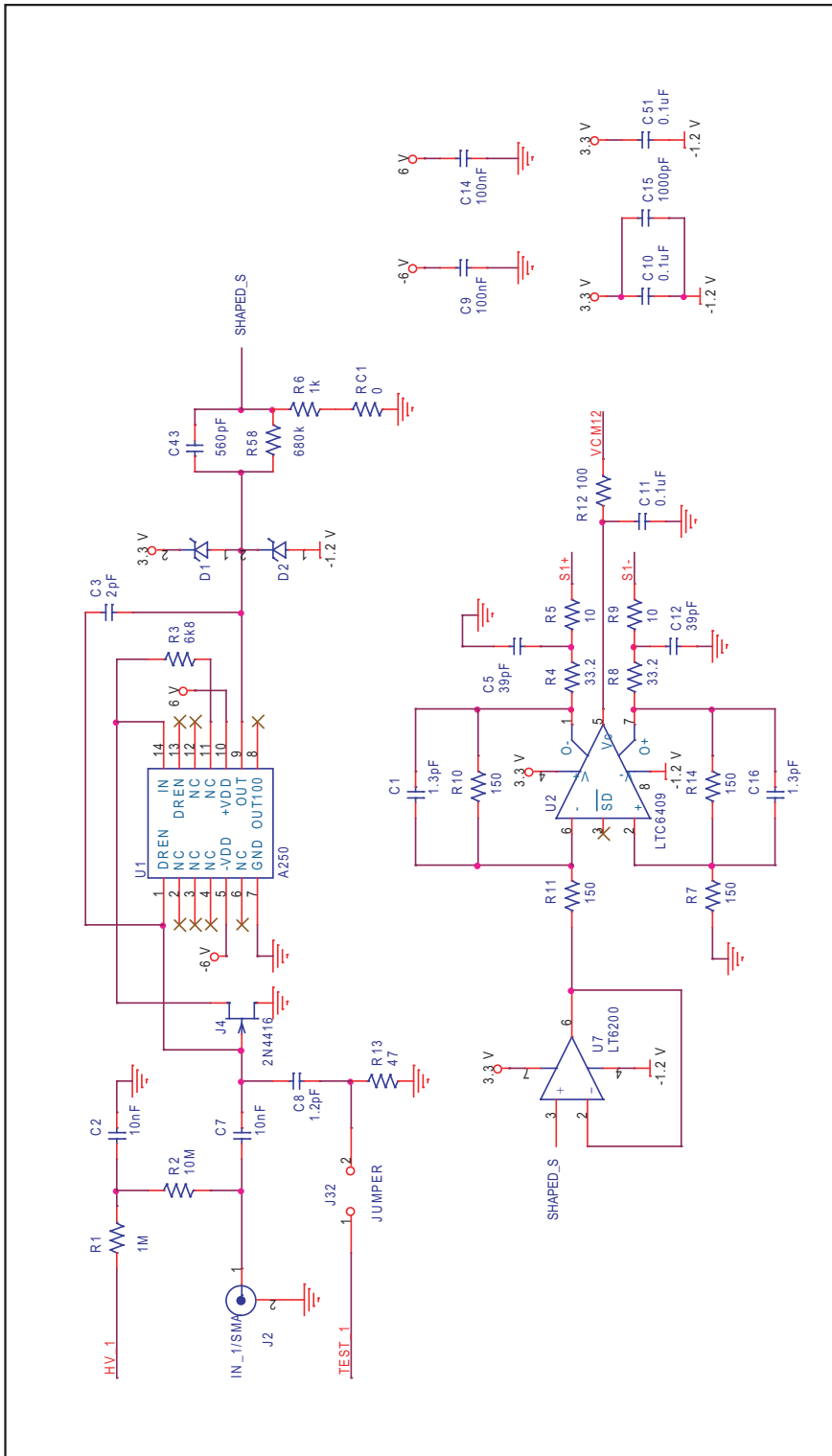


FIGURA D.1. Esquema de la tarjeta de adquisición de datos (hoja 1/2).

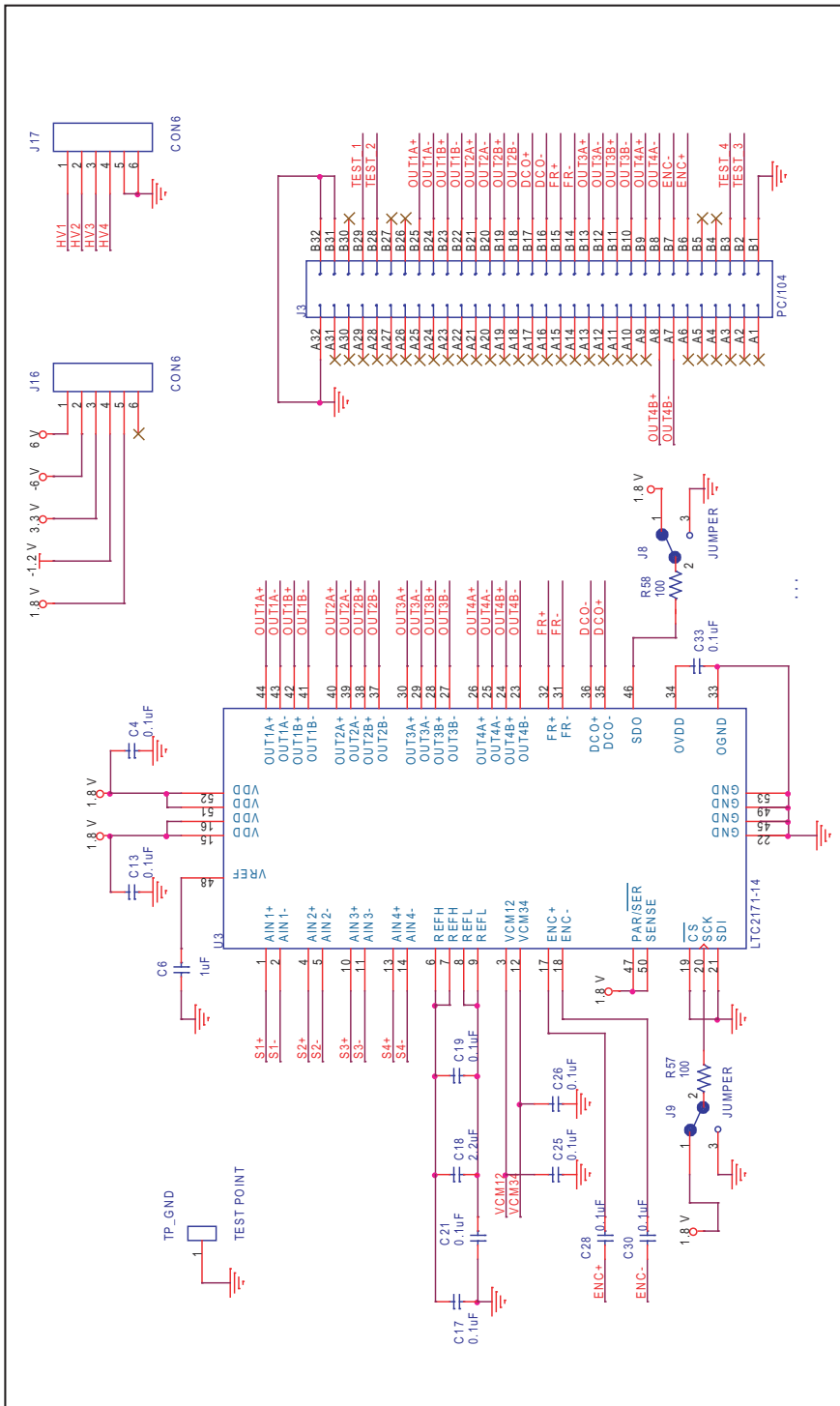


FIGURA D.2. Esquema de la tarjeta de adquisición de datos (hoja 2/2).

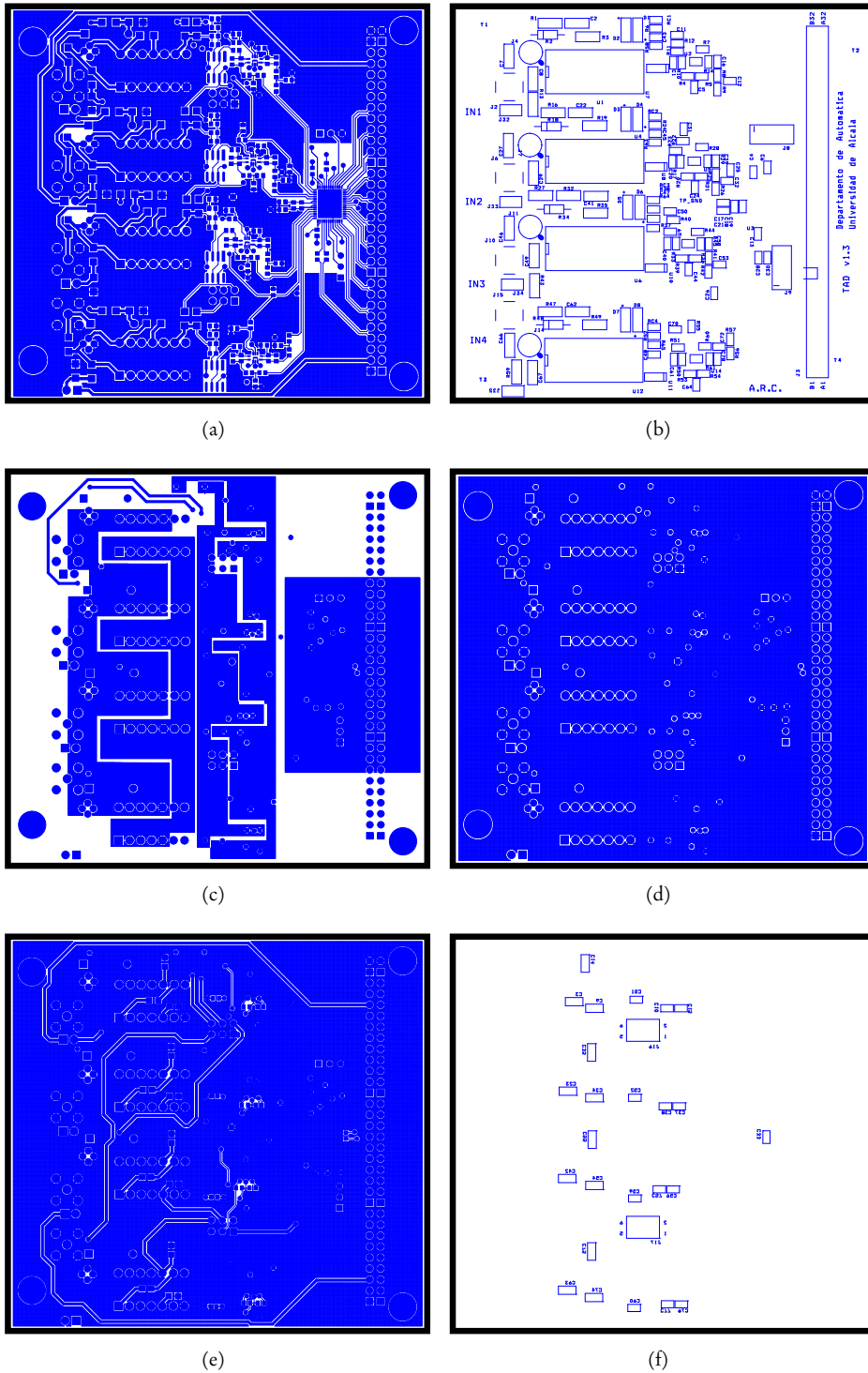


FIGURA D.3. Layout de la tarjeta de adquisición de datos formato PC/104 (a) TOP. (b) Silk screen TOP. (c) IN1. (d) IN2. (e) BOT. (f) Silk screen BOT.

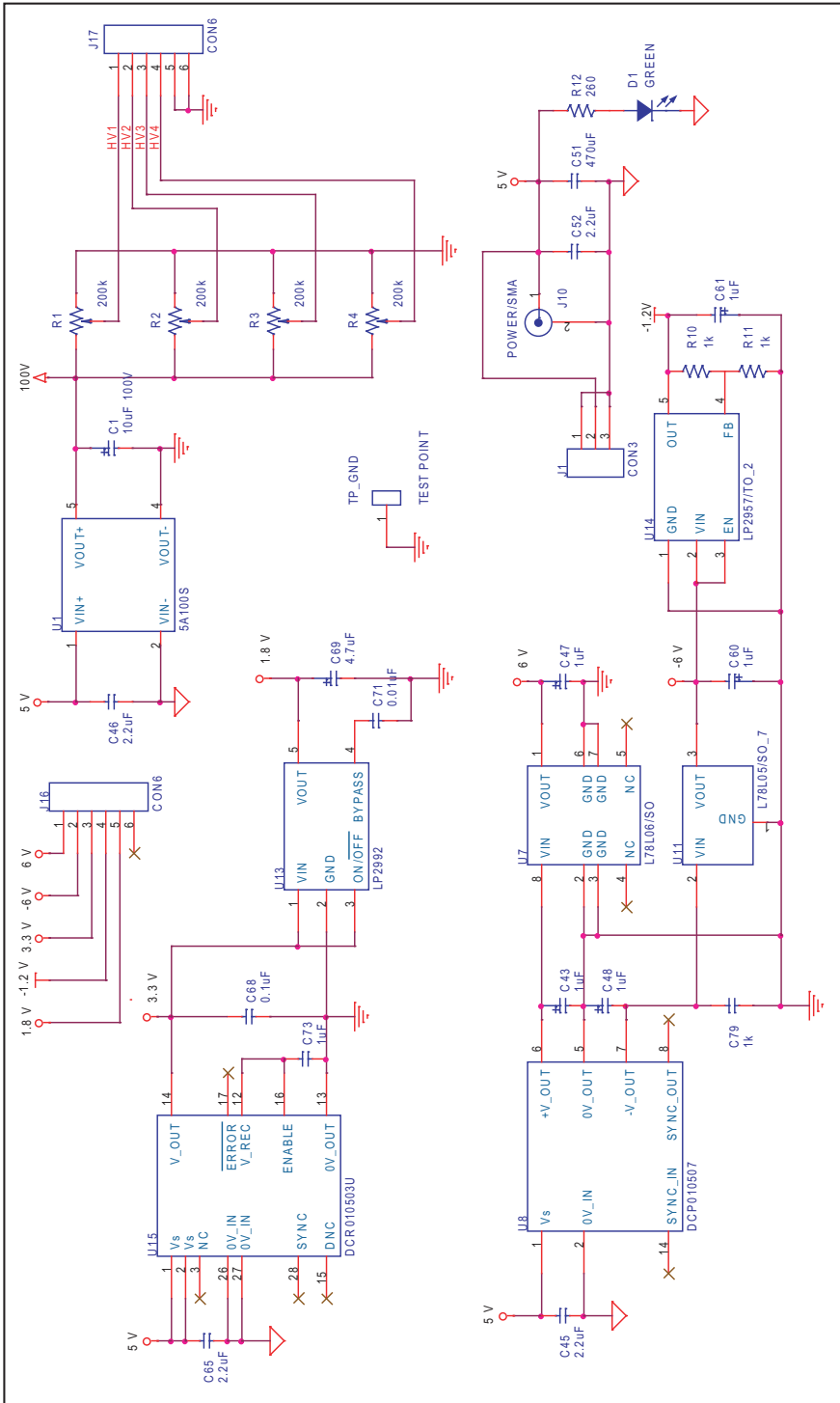


FIGURA D.4. Esquema de la tarjeta de potencia.

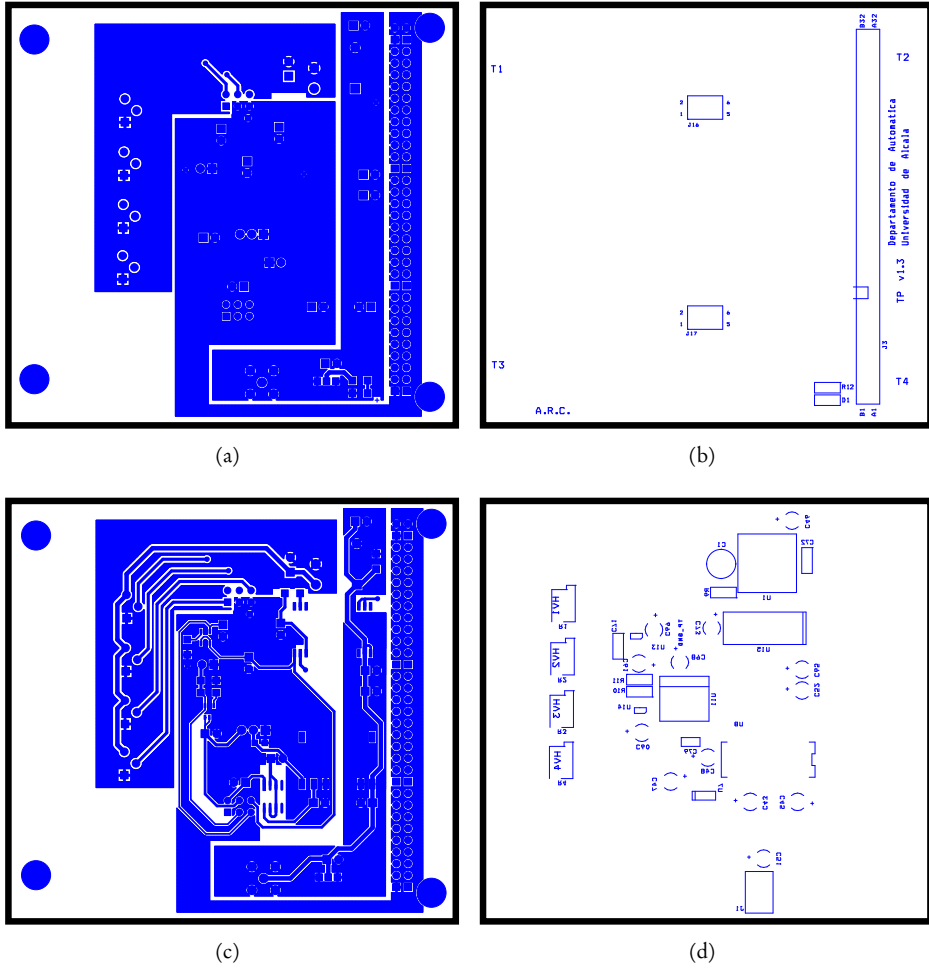


FIGURA D.5. Layout de la tarjeta de potencia formato PC/104 (a) TOP. (b) Silk screen TOP. (c) BOT. (d) Silk screen BOT.

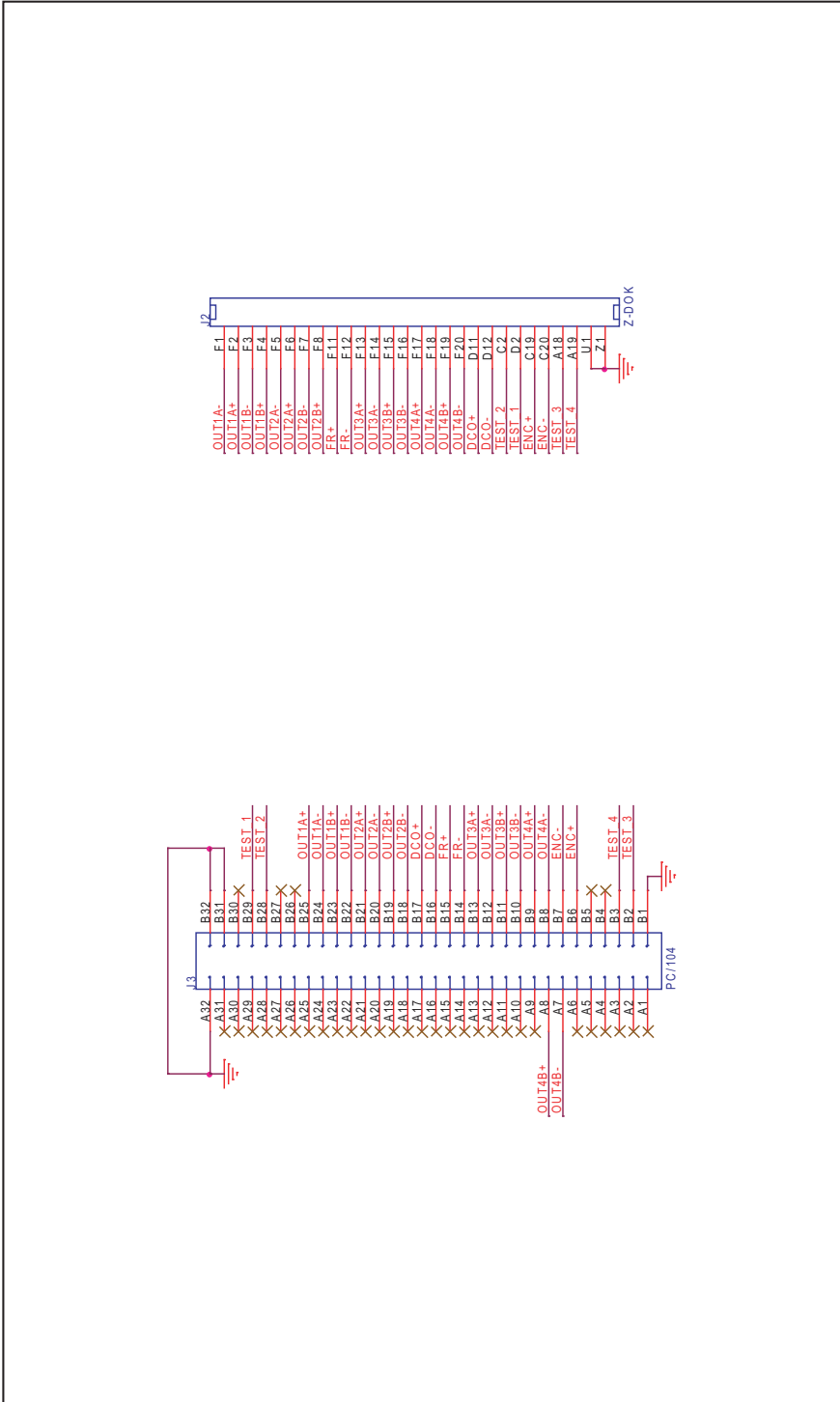


FIGURA D.6. Esquema de la tarjeta puente.

TABLA D.2. Interfaz tarjeta adquisición datos

Pin PC/104	Pin conector puente	Pin FPGA	Nombre línea	Tipo de señal
A32	gnd		gnd	
B1	gnd		gnd	
B2	A18	AM27	TEST_4	LVC MOS25
B3	A19	AM32	TEST_3	LVC MOS25
B4	C19	AH29	ENC+	LVDS 100 Ω
B5	C20	AH28	ENC-	
B6	F20	AE24	OUT_4B-	LVDS 100 Ω
B7	F19	AD24	OUT_4B+	
B8	F18	AL30	OUT_4A-	LVDS 100 Ω
B9	F17	AL31	OUT_4A+	
B10	F16	AC22	OUT_3B-	LVDS 100 Ω
B11	F15	AC23	OUT_3B+	
B12	F14	AL28	OUT_3A-	LVDS 100 Ω
B13	F13	AK28	OUT_3A+	
B14	F12	AM10	FR-	LVDS 100 Ω
B15	F11	AL10	FR+	
B16	D12	AK16	DCO-	LVDS 100 Ω
B17	D11	AJ16	DCO+	
B18	F7	AM25	OUT_2B-	LVDS 100 Ω
B19	F8	AL25	OUT_2B+	
B20	F5	AK24	OUT_2A-	LVDS 100 Ω
B21	F6	AL24	OUT_2A+	
B22	F3	AL13	OUT_1B-	LVDS 100 Ω
B23	F4	AK13	OUT_1B+	
B24	F1	AH25	OUT_1A-	LVDS 100 Ω
B25	F2	AG25	OUT_1A+	
B28	C2	AM22	TEST_1	LVC MOS25
B29	D2	AG12	TEST_2	LVC MOS25
B31	gnd	gnd	gnd	
B32	gnd	gnd	gnd	

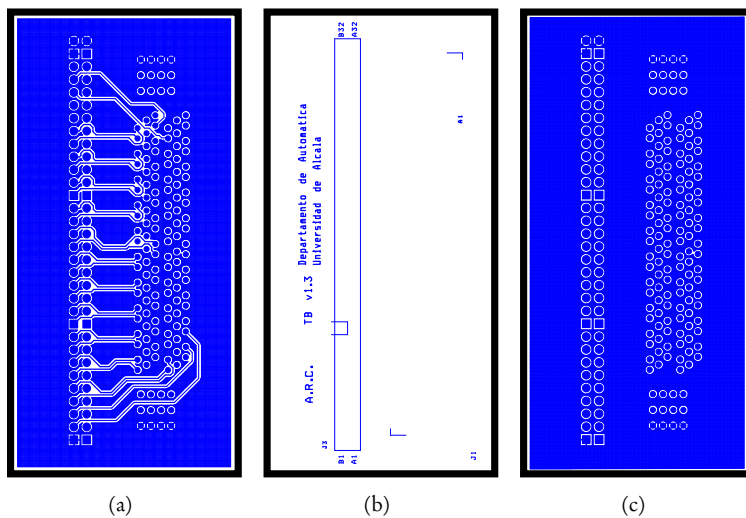


FIGURA D.7. *Layout de la tarjeta puente (a) TOP. (b) Silk screen TOP. (c) BOT. Esta tarjeta no tiene capa Silk screen BOT.*

Apéndice E

Descripción de los bancos de pruebas

PARA REALIZAR LA experimentación de este trabajo de investigación se han utilizado tres bancos de pruebas —módulo NIM, monitor de neutrones y cámara de vacío— que se describen a continuación.

E.1. Módulo NIM (*Nuclear Instrumentation Module*)

Este módulo está organizado en un *rack* de tarjetas en su mayoría de la empresa Canberra [Canberra]. En la figura E.1 se muestra una fotografía de este módulo NIM.

Entre otras muchas funciones, que han servido para la comparativa de resultados y depuración de los prototipos de las tarjetas mostradas en el apéndice anterior, este módulo sintetiza señales típicas provenientes de un detector de radiación como la CR o CR-RC. Estas señales han sido utilizadas como entrada en los experimentos expuestos en la sección 3.4.4 y 5.4.2.

E.2. Monitor de neutrones

Un monitor de neutrones es un dispositivo capaz de detectar los neutrones secundarios que resultan de la interacción de la atmósfera con los rayos cósmicos procedentes del espacio y de los procesos de aceleración que tienen lugar en el Sol [Gaya10]. Estas interacciones producen cascadas hadrónicas, obteniendo como resultado neutrones de energías más bajas que varían de los MeV hasta decenas de GeV.

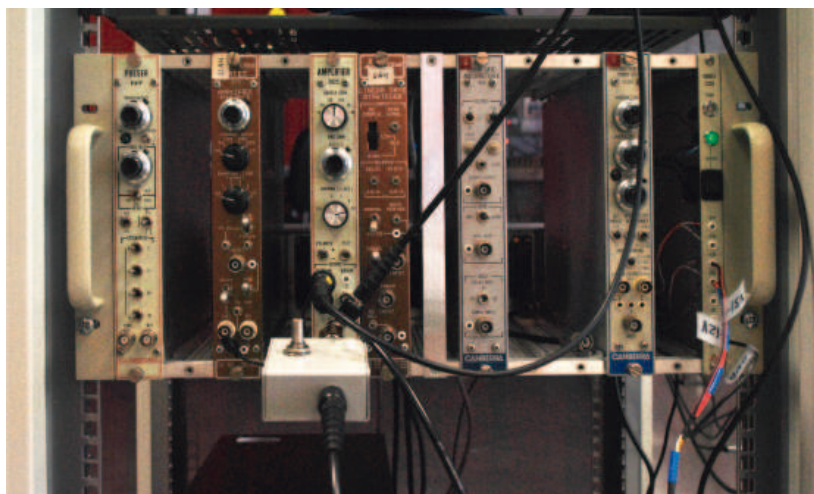


FIGURA E.1. *Módulo generador de pulsos.*



FIGURA E.2. *Monitor de neutrones y setup del experimento.*

Estas pruebas se han realizado en el Monitor de Neutrones de Castilla-La Mancha (CaL-Ma) situado en Guadalajara. Se trata del primer instrumento de su categoría instalado en España. Ha sido desarrollado por el *Space Research Group* (SRG) de la Universidad de Alcalá. Esta instalación mide el nivel de radiación cósmica que alcanza el suelo en un rango de 1 a 20 GeV.

El monitor de neutrones CaLMA está compuesto por contadores proporcionales de gas en forma de tubos cilíndricos sometidos a un alto voltaje. Estos contadores tienen una electró-

nica de amplificación (Canberra ACHNA98) y un sistema de almacenamiento de datos. Cada detector está rodeado por un tubo de plomo y todo ello encapsulado en un contenedor de polietileno. Los neutrones producidos en la atmósfera por el ión cósmico penetran en el polietileno y el plomo donde son frenados y convertidos en neutrones térmicos para interactuar con el gas del contador. Esta interacción produce partículas cargadas cuyos impulsos eléctricos son recogidos por el amplificador mencionado y almacenados estos datos digitalmente.

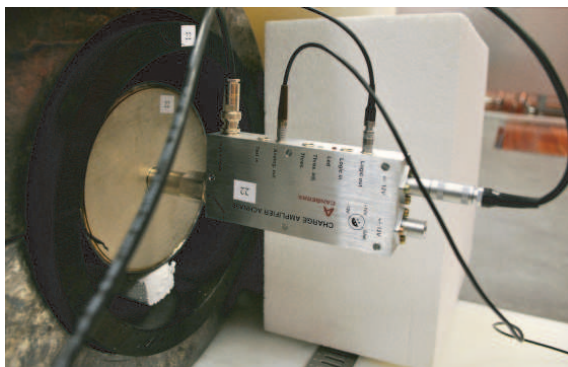


FIGURA E.3. Preamplificador ACHNA98 acoplado a un detector de gas.

CaLMA está formado por tres conjuntos de seis detectores, dos de ellos del tipo LND2061 y un tercero del tipo BP28. Las principales características se encuentran en la tabla E.1. Además el sistema incorpora los datos por Internet, a la base de datos internacional *Neutron Monitor Data Base (NMDB)*.

TABLA E.1. Características de los dos tipos de detectores del monitor de neutrones.

Tipo de contador	BP28	LND2061
Diámetro efectivo	14.85 cm	14.91 cm
Longitud efectiva	190.80 cm	195.63 cm
Material del cátodo	Acero inoxidable	Acero inoxidable
Voltaje de operación	hasta 2800 V	1000–2000 V
Gas de relleno	$^{10}\text{BF}_3$	$^{10}\text{BF}_3$
Presión del gas	200 mm Hg	200 mm Hg

E.3. Cámara de vacío

Esta cámara de vacío modelo «UNIVEX 450» [Oerlikon] se encuentra en la Facultad de Ciencias Físicas de la Universidad de Alcalá. En la figura E.5 y E.6 se muestran una fotografía de dicha cámara. La cámara ha estado trabajando a una presión después de 24 horas de descompresión de $2.3 \cdot 10^{-7}$ milibares.



(a)



(b)

FIGURA E.4. Detectores de gas utilizados (a) BP28. (b) LND2061.

La cámara de vacío ha sido probada con dos detectores de radiación de silicio de la empresa Ortec [Ortec] modelos B-045-450-50C-G-11366B y B-030-150-200, que permiten tensiones de polarización máximas de 200 y 100 V respectivamente.

Para que estos detectores generen pulsos de radiación se ha utilizado una fuente radiactiva de ^{239}Pu , ^{241}Am y ^{244}Cm . Esta fuente genera partículas α a unos niveles de energía bien definidos (figura 1.18). Las especificaciones básicas de esta fuente se muestran en la tabla E.2.

TABLA E.2. Características de la fuente radiactiva utilizada.

Fabricante	Isotrak [Ezag]
Código de producto	QCRB2508
Tamaño muestra	25 mm \varnothing
Tamaño zona activa	7 mm \varnothing
Espesor	0.5 mm



FIGURA E.5. Experimento para la medición de partículas α .

La energía y la actividad de cada uno de los isótopos producidos por la fuente de radiación están enumeradas en la tabla E.3.

TABLA E.3. Energía y actividad de los isótopos de la fuente QCRB2508.

Elemento	Energía máxima partícula α	Actividad
^{239}Pu	5.155 MeV	1000 Bq
^{241}Am	5.486 MeV	1000 Bq
^{244}Cm	5.805 MeV	1000 Bq

La posición de esta fuente radiactiva con respecto al detector de radiación dentro de la cámara de vacío se muestra en la figura E.7.



FIGURA E.6. Cámara de vacío utilizada.

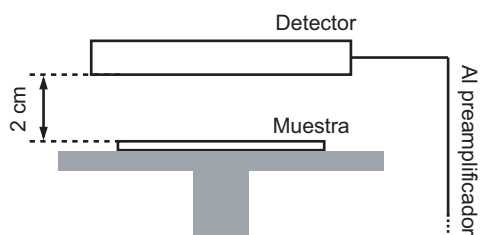


FIGURA E.7. Posición de la fuente radiactiva y del detector dentro de la cámara de vacío.

Bibliografía

- [Abba12] A. Abba, A. Geraci, “Dynamic Maximization of Filter Length in Digital Spectroscopy”. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 59, no. 5, october 2012.
- [Abbe11] L. Abbene, G. Gerardi. “Performance enhancements of compound semiconductor radiation detectors using digital pulse processing techniques”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 654 (2011) 340–348.
- [Abbi05] R. Abbiati, A. Geraci, G. Ripamonti, “Analog Shaping Optimization for Digital Processing of Radiation Detector Signals”. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 52, no. 5, October 2005.
- [Abbi06] R. Abbiati, S. Scarpaci, A. Geraci, E. Gatti, G. Ripamonti, “A new statistical approach for digital triggering of events from radiation detectors” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 53, no. 4, 2006.
- [Amptek] <http://www.amptek.com/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Analog] <http://www.analog.com/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Atla97] ATLAS Muon Collaboration, ATLAS Muon Technical Design Report, CERN/LHCC 97-22, 1997.
- [Bald56] E. Baldinger, W. Franzen, *Advances in electronics and electron physics*, vol. 8 (1956) p.255.
- [Bard06] L. Bardelli, G. Poggi, “Digital-sampling system in high-resolution and wide dynamic-range energy measurements: Comparison with peak sensing ADCs”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 560 (2006) 517–523.
- [Beri12] J. Beringer et al. (Particle Data Group), Physical Review D 86, 010001 (2012). <http://dx.doi.org/10.1063/1.1898643>
- [Bert66] M. Bertolaccini, C. Bussolati, E. Gatti, *Nuclear Instruments and Methods*, vol. 41 (1966) p.173.

- [Bert93] G. Bertuccio, A. Pullia, "A method for the determination of the noise parameters in preamplifying systems for semiconductor radiation detectors". *Rev. Sci. Instrum.* 64 (11), November 1993.
- [Canberra] <http://www.canberra.com/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [CERN] <http://ph-dep-dt.web.cern.ch/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Chan97] Sebastián Sánchez Prieto, *Sistema de control de un telescopio detector de iones cósmicos*, Tesis Doctoral, Universidad de Alcalá, 1997.
- [Chen09] L. Chen, Y. Wei, "Nuclide identification algorithm based on K-L transform and neural networks". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 598 (2009) 450–453.
- [Cubesat] <http://www.cubesat.org/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Deig69] M. O. Deighton, *IEEE Transactions on Nuclear Science* vol. NS-16, no. 5, pp. 68–75, Oct. 1969.
- [Deng07] X. Deng, Z. Deng, Y. Lui, J. Ni, "A General Study on Sampling Frequency Limits for Digital Spectrometer". *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record* N15-5 (2007) 287–290.
- [Duda00] R. O. Duda, P. E. Hart, D. G. Stork, *Pattern Classification*, 3rd edition. Wiley. New York, 2000.
- [ESA93] European Space Agency PSS-01-609 Issue 1 (May 1993).
- [Ezag] <http://www.ezag.com/home/products/isotope-products/isotrak-calibration-sources.html> (accedido última vez el 7/4/2014)
- [Fair90] E. Fairstein, "Linear Unipolar Pulse-Shaping Networks: Current Technology". *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 37, no. 2, p.382–397, April 1990.
- [Fern10] A. M. Fernandes, et al. "Parallel processing method for high-speed real time digital pulse processing for gamma-ray spectroscopy". *Fusion Engineering and Design* 85 (2010) 308–312.
- [Fern11] A. M. Fernandes, et al. "HDL Based FPGA Interface Library for Data Acquisition and Multipurpose Real Time Algorithms". *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 58, no. 4, August 2011.
- [Flet06] Celeste Fleta, *Tecnología de detectores de partículas de silicio resistentes a radiación*, Tesis Doctoral, Centro Nacional de Microelectrónica, 2006.
- [Gatt96] E. Gatti, A. Geraci, G. Ripamonti, "Automatic synthesis of optimum filters with arbitrary constraints and noises: a new method". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 381 (1996) 117–127.

- [Gatt01] E. Gatti, A. Geraci, G. Ripamonti, “Timing of pulses of any shape with arbitrary constraints and noises: optimum filters synthesis method”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 457 (2001) 347–355.
- [Gatt04] E. Gatti, A. Geraci, S. Riboldi, G. Ripamonti, “Digital Penalized LMS method for filter synthesis with arbitrary constraints and noise”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 523 (2004) 167–185.
- [Gaya10] Lorena Gayarre, “Simulación de un monitor de neutrones sobre la plataforma Geant4”. Trabajo de fin de master en ciencia y tecnología desde el espacio. Universidad de Alcalá. Septiembre 2010.
- [Gera97] A. Geraci, “Asymmetrical optimum filters for charge measurements in presence of $1/f$ current noise”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 386 (1997) 487–491.
- [Goul72] F. S. Goulding, “Pulse-Shaping in Low-Noise Nuclear Amplifiers: A Physical Approach to Noise Analysis”. *Nuclear Instruments and Methods* 100 (1972) p.493–504.
- [Goul82] F. S. Goulding, D. A. Landis, “Signal Processing for Semiconductor Detectors”, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 29, no. 3, p.1125–1141, June 1982.
- [Impe01] C. Imperiale, A. Imperiale, “On nuclear spectrometry pulses digital shaping and processing”. *Measurement* 30 (2001) 49–73.
- [Jime12] R. Jiménez, M. Sánchez-Raya, J. A. Gómez-Galán, J. L. Flores, J. A. Dueñas, I. Martel. “Implementation of a neural network for digital pulse shape analysis on a FPGA for on-line identification of heavy ions”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 674 (2012) 99–104.
- [Jord93] V. Jordanov, G. F. Knoll, “Digital Pulse Processor Using A Moving Average Technique”. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 40, no 4, 1993.
- [Jord94A] V. T. Jordanov, G. F. Knoll, A. C. Huber, J. A. Pantazis, “Digital techniques for real-time pulse shaping in radiation measurements”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 353 (1994) 261–264.
- [Jord94B] V. T. Jordanov, G. F. Knoll, “Digital synthesis of pulse shapes in real time for high resolution radiation spectroscopy”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 345 (1994) 337–345.
- [Jord02] V. T. Jordanov, D. L. Hall, Mat. Kastner, “Digital Peak Detector with Noise Threshold”. *IEEE Nuclear Science Symposium Conference*, vol. 1, p. 140–142, 2002.
- [Jord03] V. T. Jordanov, “Real time digital pulse shaper with variable weighting function”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, 505 (2003) 347–351.
- [Jord11] V. T. Jordanov, K. V. Jordanova, “Quantization Effects in Radiation Spectroscopy Based on Digital Pulse Processing”. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 2011.

- [Jord12] V. T. Jordanov, “Exponential Signal Synthesis in Digital Pulse Processing”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, 670 (2012) 18–24.
- [Kim09] H. Kim, C. M. Kao, Q. Xie, C. T. Chen, L. Zhou, F. Tang, H. Frish, W. W. Moses, W. S. Choong. “A multi-threshold sampling method for TOF-PET signal processing”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 602 (2009) 618–621.
- [Kirk83] S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt, M. P. Vecchi, “Optimization by Simulated Annealing”, *Science*, vol. 220, (1983) 671–680.
- [Knol00] G. F. Knoll, *Radiation Detection and Measurement*. John Wiley & Sons, Inc. 2000.
- [Kour02] K. R. Samir, M. M. Rodrigo, “Tutorial introductoria a la teoría de wavelet.” (2002). www2.elo.utfsm.cl/~elo377/documentos/Wavelet.pdf
- [Laka91] T. Lakatos, “Noise and resolution with digital filtering for nuclear spectrometry”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research B* 62 (1991) 289–292.
- [Lanc13] J. Lanchares, O. Garnica, J. L. Risco-Martín, J. I. Hidalgo, A. Regadío, “Real-Time Evolvable Pulse Shaper for Radiation Measurements”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 735 (2014) 297–303.
- [Linear] <http://www.linear.com/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Liu09] G. Liu, M. D. Aspinall, X. Ma, M. J. Joyce, “An investigation of the digital discrimination of neutrons and γ rays with organic scintillation detectors using an artificial neural network”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 607 (2009) 620–628.
- [Mart09] B. R. Martin, *Nuclear and Particle Physics*. 2nd Ed. John Wiley & Sons, Ltd. 2009.
- [Mart10] J. A. Martín Rodríguez. “Sistema de procesamiento de señal para Detectores de Partículas Energéticas”, Memoria del Proyecto Final de Carrera, Universidad de Alcalá, 2010.
- [Mena11] N. Mena, P. D’Agostino, B. Zakrzewski, V. T. Jordanov. “Evaluation of real-time digital pulse shapers with various HPGe and silicon radiation detectors”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* vol. 652 (2011) issue 1, 512–515.
- [Medi13] J. Medina, et al., “Castilla-La Mancha neutron monitor”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* vol. 727, (2013) 97–103.
- [Micr12] Microsemi Corporation, *Radiation-Tolerant ProASIC3 Low Power Spaceflight Flash FPGAs with Flash-Freeze Technology*, Revision 5, September 2012.
- [Microsemi] <http://www.microsemi.com/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Nakh11] M. Nakhostin, “Recursive Algorithms for Real-Time Digital CR-(RC)ⁿ Pulse Shaping”. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 58, no. 5, October 2011.

- [Neto08] A. Neto, et al. “The control and data acquisition software for the gamma-ray spectroscopy ATCA sub-systems of the JET-EP2 enhancements”. *Fusion Engineering and Design* 83 (2008) 346–349.
- [Nich73] P. W. Nicholson, *Nuclear Electronics*. John Wiley & Sons, Ltd., 1973.
- [Oerlikon] <http://www.oerlikon.com/leyboldvacuum> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Oldh74] K. B. Oldham, J. Spanier, *The Fractional Calculus*. Academic Press, New York, 1974.
- [Oppe10] A. V. Oppenheim, R. W. Shafer, *Discrete-Time Digital Signal Processing*. 3rd Ed. Pearson Education, 2010.
- [Ortec] <http://www.ortec-online.com/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Paus92] G. Pausch et al., “Particle identification in solid-state detectors by exploiting pulse shape information”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 322 (1992) pp. 43–52.
- [Paus93] G. Pausch, W. Bohne, D. Hilscher, “Particle identification in solid-state detectors by means of pulse-shape analysis — results of computer simulations”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 337 (1994) 573–587.
- [Paus96] G. Pausch et al., “Identification of Light Charged Particles and Heavy Ions in Silicon Detectors by Means of Pulse-Shape Discrimination”. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 43, no. 3, June 1996.
- [PCEC03] PC/104 Embedded Consortium. *PC/104 Specification*. Version 2.5. November 2003.
- [PCEC11] PC/104 Embedded Consortium. *PC/104-Express & PCIe/104 Specification*. Version 2.01. March 2011.
- [Pico] <http://www.picoelectronics.com/> (accedido última vez el 12/12/2013)
- [Podl02] I. Podlubny, “Geometric and physical interpretation of fractional integration and fractional differentiation”. *An International Journal for Theory and Applications* ISSN 1311–0454. vol. 5, no. 4, 2002.
- [Polu04] V. Polushkin, *Nuclear Electronics. Superconducting Detectors and Processing Techniques*. John Wiley & Sons, Ltd., 2004.
- [Pull98] A. Pullia, “Impact of non-white noises in pulse amplitude measurements: a time-domain approach” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 405 (1998) 121–125.
- [Rade68] V. Radeka, “Optimum Signal-Processing for Pulse-Amplitude Spectrometry in the Presence of High-Rate Effects and Noise”. *IEEE Transactions on Nuclear Science* vol. 15. issue 3. p. 455–470. 1968.

- [Rade69] V. Radeka, "1/|f| Noise in Physical Measurements". *IEEE Transactions on Nuclear Science* vol. 16. issue 5. pp. 17–35. Oct, 1969.
- [Rade74] V. Radeka, "Signal, Noise and Resolution in Position-Sensitive Detectors". *IEEE Transactions on Nuclear Science* NS-21 (1974) p. 51–64.
- [Rade88] V. Radeka, "Low-Noise Techniques in Detectors". *Ann. Rev. Nucl. Part. Sci.* (1988) 38: 217–277.
- [Rade06] C. M. Rader, "The rise and fall of recursive digital filters", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 23, no. 6, pp. 46–49, 2006.
- [Rega10] A. Regadío, S. Sanchez-Prieto, "Detección digital de partículas mediante lógica digital reconfigurable". *Congreso Español de Informática*. Valencia, Sep. 2010.
- [Rojo13] Juan José Rojo Matey. Estudio de la configuración de un detector de partículas como carga útil secundaria del Cubesat Humsat. Proyecto fin de carrera. Universidad de Alcalá, 2013.
- [Rute89] R. A. Rutenbar, "Simulated annealing algorithm: an overview", *IEEE Circuits and Device Magazine* 5, (1989) 19–26.
- [Sams11] J. Samsing, A. G. Kim, "Dithering Strategies and Point-Source Photometry", *Instrumentation and Methods for Astrophysics*, vol. 123, no. 902 (2011) 470–480.
- [Schi10] R. T. Schiffer, et al., "A scalable FPGA-based digitizing platform for radiation data acquisition". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 652 (2010) 491–493.
- [Scri04] R. Scrimaglio, N. Finetti, L. D'Altorio, E. Rantucci, M. Raso, E. Segreto, A. Tassoni, G. C. Cardarilli, "A neural network device for on-line particle identification in cosmic ray experiments". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 524 (2004) 152–161.
- [Spie01] H. Spieler, *Radiation Detectors and Signal Processing*, Univ. Heidelberg, Oct. 2001.
- [Spie05] H. Spieler, *Semiconductor Detector Systems*, Oxford University Press, Oxford, 2005.
- [Spie11] H. Spieler, "Low noise electronics in practical applications". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 636 (2011) S149–S154.
- [Tada11] T. Tada, K. Hitomi, T. Tanaka, Y. Wu, S. Kim, H. Yamazaki, K. Ishii, "Digital pulse processing and electronic noise analysis for improving energy resolutions in planar TLBr detectors". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 638 (2011) 92–95.
- [Tipl08] P. A. Tipler, G. Mosca, *Physics for scientists and engineers – Volume 2*, H.W. Freeman, 6th Edition, 2008.
- [Vett02] P. A. Vetter, S. J. Freedman. "Branching-ratio measurements of multiphoton decays of positronium". *Physical Review A* 66 (5): 052505, 2002.
- [Widr85] B. Widrow, S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*. Prentice-Hall, Inc., 1985.

- [Xian06] W. Xiangyang, W. Yixiang, “Constrained digital matched filter method for optimum filter synthesis”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 560 (2006) 346–351.
- [Xilinx] <http://www.xilinx.com/> (accedido última vez el 7/4/2014)
- [Xili05] Xilinx, Inc., *DSP: Designing for Optimal Results*. Edition 1.0 (2005).
- [Xili08A] Xilinx, Inc., Virtex-4 FPGA User Guide, UG070 (v2.4) April 10, 2008.
- [Xili08B] Xilinx, Inc., Single-Event Upset Mitigation Selection Guide, XAPP987 (v1.0) March 18, 2008.
- [Xili10] Xilinx, Inc., LogiCORE IP Processor Local Bus (PLB) v4.6 (v1.05a), DS531, September 21, 2010.
- [Zhan10] J. Zhāng, et al., “The BESIII muon identification system”. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A* 614 (2010) 196–205.