

UNIVERSIDAD DE SANTIAGO
DE COMPOSTELA



FACULTAD DE FÍSICA
Departamento de Física de Partículas

**Análisis de los pulsos digitales producidos por los
prototipos de RPC para el *ToF-Wall* de R³B en FAIR**

Memoria presentada por:
Ana Isabel Morales López
como
Trabajo de Investigación Tutelado
dentro del **Programa de Doctorado**
Interuniversitario en Física Nuclear
Julio 2008

UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE COMPOSTELA

El Profesor Ignacio Durán Escribano, Catedrático de Física Atómica, Molecular y Nuclear de la Universidad de Santiago de Compostela,

CERTIFICA:

que la memoria titulada **Análisis de los pulsos digitales producidos por los prototipos de RPC para el ToF-Wall de R³B en FAIR** ha sido realizada bajo su dirección por **Ana Isabel Morales López** en el **Departamento de Física de Partículas** de esta Universidad bajo mi dirección y constituye el **Trabajo de Investigación Tutelado** dentro del **Programa de Doctorado Interuniversitario en Física Nuclear** que presenta para optar al **Diploma de Estudios Avanzados**.

Santiago de Compostela, a 16 de Septiembre de 2008.

Fdo. Ana Isabel Morales López

Fdo. Ignacio Durán Escribano

Índice general

Introducción	1
1. Motivación y fundamentos de RPCs	5
1.1. El proyecto R^3B	5
1.2. Requisitos de las RPCs para la identificación isotópica	6
1.3. Fundamentos de RPCs	7
1.3.1. Formación de la señal	7
1.3.2. Modo de operación	8
1.3.3. Prestaciones	8
1.4. Descripción de los prototipos	11
1.4.1. Lectura de la señal	11
1.4.2. Descripción del test	12
2. Análisis de señales digitales	13
2.1. Algoritmos de análisis	13
2.1.1. Leading Edge	14
2.1.2. Ajuste de la Recta de Subida	15
2.1.3. Fracción Constante	16
2.1.4. El filtro digital FIR	18
2.2. Observables de la señal	22
2.2.1. Líneas Base y Amplitudes	24
2.2.2. Cargas	24
2.2.3. Relación señal-ruido	26
2.2.4. Tiempos de relajación	26
2.2.5. Tiempos de disparo	27
2.2.6. Tiempos de subida	28
2.3. Estudio comparativo de las resoluciones temporales	28
2.4. Correlaciones	31
2.4.1. El estimador <i>Nuevo Tiempo</i>	38
Conclusión	43

Introducción

Las reacciones con haces secundarios de núcleos radiactivos a energías relativistas se han mostrado, en los últimos años, como una herramienta única, de particular interés a la hora de estudiar las propiedades estructurales de los núcleos alejados de la estabilidad. Esta técnica consiste en generar haces de núcleos exóticos a partir de una reacción previa y posteriormente colimarlos y seleccionarlos gracias al uso de espectrómetros magnéticos para un posterior estudio de los mismos por medio de dos procedimientos: frenado de los iones o reacciones con blancos secundarios.

Los *haces de iones radiactivos* - *RIB* son las siglas en inglés - son de especial importancia en el desarrollo de la astrofísica nuclear, la física del estado sólido y en el estudio de las interacciones fundamentales, porque permiten estudiar las propiedades estructurales de los núcleos bajo condiciones extremas de isospín, masa, espín y temperatura. Por esta razón, los *RIB* han sido desarrollados en varias instalaciones en todo el mundo y en la actualidad se están llevando a cabo nuevos proyectos. Dentro de este contexto está enmarcado *FAIR* (*Facility for Antiproton and Ion Research*) [1], una gran instalación internacional de nueva generación que está en fase de construcción en Darmstadt (RFA).

FAIR (Fig. 1) se construirá sobre las actuales instalaciones de *GSI* [2] e incorporará nuevos avances tecnológicos. Los aceleradores ya existentes en *GSI* servirán como inyectores para el anillo doble que tendrá una circunferencia cinco veces mayor que la del actual sincrotrón (*SIS*) y que proporcionará haces de iones con intensidades y energías sin precedentes, capaces de suministrar haces de iones secundarios muy intensos. Además, un sistema de anillos enfriadores permitirá mejorar drásticamente la calidad de los haces secundarios.

Uno de los proyectos que tendrá lugar en *FAIR* es *R³B* (*Reactions studies with Relativistic Radioactive Beams*) [3], cuyo objetivo consiste en el diseño y construcción de un área experimental centrada en estudios de núcleos exóticos mediante reacciones con haces radiactivos secundarios a energías relativistas.

El gran reto de *R³B* se fundamenta en detectar e identificar en masa,

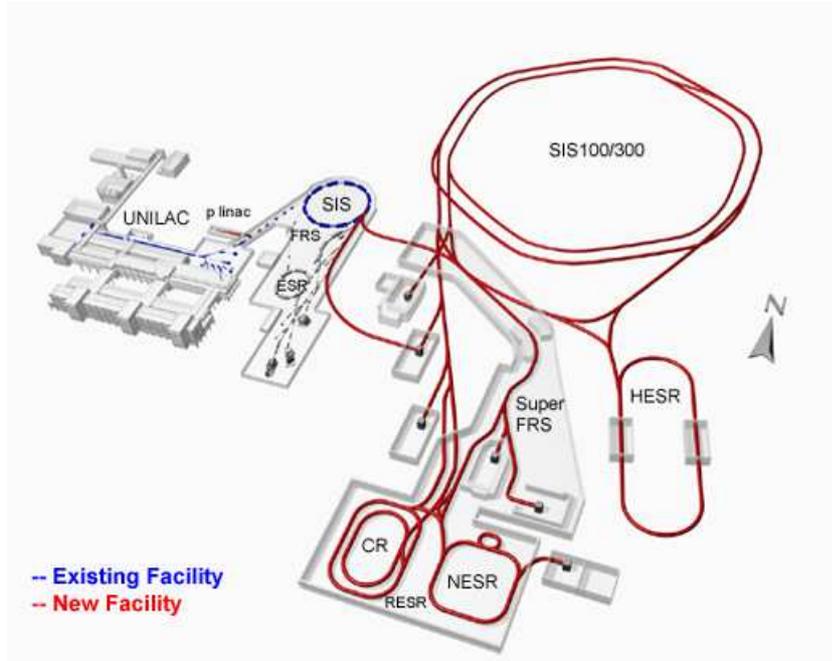


Figura 1: Mapa de las instalaciones de FAIR. En azul se muestran las instalaciones ya existentes de GSI. En rojo se muestran el nuevo acelerador y las nuevas áreas experimentales. R^3B se situará al final del Súper-FRS.

carga y momento todos los productos provenientes de reacciones inducidas por núcleos exóticos. El número atómico de los iones se identifica gracias a la medida de la pérdida de energía de los fragmentos de reacción en cámaras de ionización (MUSICs) [4]. La rigidez magnética, en cambio, se obtiene a partir del campo magnético proporcionado por dipolos magnéticos y de la posición de los iones calibrada con detectores de *tracking*. Ambas magnitudes, junto con la determinación de la velocidad, proporcionan la masa de los núcleos de interés.

Uno de los detectores propuestos para evaluar la velocidad consiste en un muro de Tiempo de Vuelo (*ToF-Wall*) compuesto por cámaras de placas resistivas (*RPCs*) [5, 6]. Todas las *RPCs* desarrolladas hasta el momento han alcanzado excelentes prestaciones para partículas mínimamente ionizantes (*MIPs*) [7–9]. Se han conseguido resoluciones inferiores a 50 ps y eficiencias próximas al 100 %. Sin embargo, será la primera vez que se utilicen con iones pesados. Este hecho, junto con el bajo coste de la electrónica de lectura convierten el muro de *RPCs* en una alternativa eficaz para la determinación de la velocidad en los experimentos de R^3B .

En R^3B se estudiarán diferentes tipos de reacciones nucleares, desde reacciones de *knockout* hasta fisión o multifragmentación. Por ello es muy importante que el ToF-Wall satisfaga una serie de condiciones necesarias para la correcta realización de los experimentos. Así, será precisa una resolución temporal cercana a 20 ps para separar núcleos de número másico $A \sim 200$ a energías de 700 A MeV, una eficiencia próxima al 100 %, una aceptación angular completa para fragmentos de fisión y multifragmentación, una probabilidad de impacto múltiple inferior al 7 % para reacciones de multifragmentación (5 fragmentos) e inferior al 1 % para reacciones de fisión y una resolución en posición inferior a 2 mm. El diseño que cumple todas estas características se muestra en la figura 2 [5].

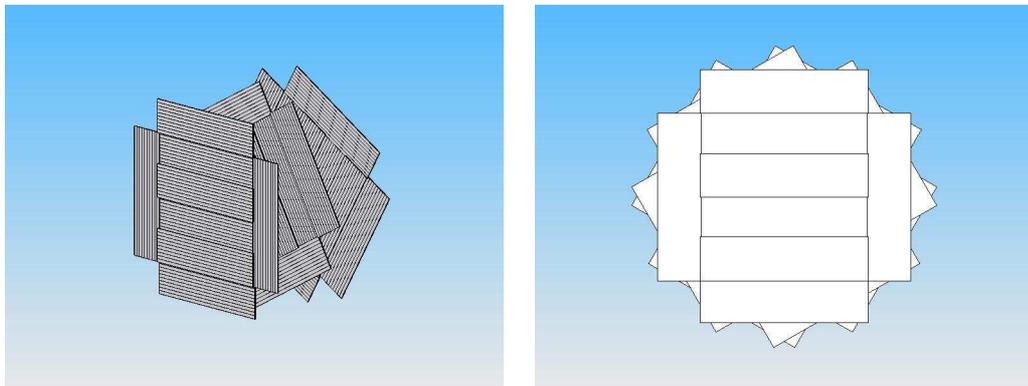


Figura 2: Diseño geométrico del detector ToF-Wall. Se aprecian los tres planos de detección formados por ocho módulos cada uno.

Considerando la fisión de ^{238}U a 500 A MeV, la apertura angular máxima de los productos de fisión es de ~ 50 mrad. Se requiere, pues, una superficie de 1,5 m para cubrir el ángulo de fisión a una distancia de vuelo de 15 m. Como hemos mencionado antes, el detector debe estar fragmentado para evitar los sucesos de impacto múltiple. Con *strips* de 2,5 cm de ancho se consiguen las probabilidades de impacto requeridas para los mecanismos de reacción más exigentes - fisión y multifragmentación -. Además, la identificación de los fragmentos debe estar completamente garantizada. Para ello, se dispone de tres planos de detección rotados 60° entre sí que definen las celdas de detección con una superficie inferior a 20 cm^2 . Asimismo, la presencia de los tres planos rotados reduce la resolución temporal final en un factor $\sqrt{3}$. Cada uno de los planos está formado por ocho módulos independientes, de manera que la segmentación reduce la probabilidad de impacto múltiple. Así, mediante el uso de módulos de $100 \times 26 \text{ cm}^2$ de dimensión equipados con

strips longitudinales de $100 \times 2,5 \text{ cm}^2$ se procurará una superficie de detección definida por los tres planos rotados de $\sim 3 \text{ cm}^2$. También será posible obtener información sobre la posición de los fragmentos gracias a la medida de la diferencia temporal entre los extremos de los *strips*.

Para la electrónica de lectura se utilizará el sistema desarrollado por el departamento DVEE en GSI para el detector RPC FOPI [8]. Este sistema consiste en una tarjeta electrónica frontal con preamplificador y discriminador seguida por una tarjeta de digitalización de 16 canales, TAQUILA. La resolución temporal intrínseca de esta electrónica es inferior a 30 ps.

Este trabajo ha sido desarrollado expresamente para realizar un estudio comparativo de los diferentes algoritmos de análisis aplicados a los pulsos de los prototipos de RPC para el proyecto R^3B en FAIR, con la finalidad de obtener la información más precisa posible sobre eficiencia y resolución temporal de los módulos preliminares desarrollados en la Universidad de Santiago de Compostela. Con la intención de realizar una caracterización previa de la respuesta de los prototipos, este año tuvo lugar en la USC una serie de *tests* con rayos cósmicos, en los que se tomaron datos de pulsos a diferentes valores en torno al *plateau* de voltaje (3800 – 4800 V). Para llevar a cabo dicho estudio, se preparó una estación de detección de rayos cósmicos en el laboratorio, consistente en una RPC colocada entre dos plásticos centelleadores de gran superficie que actuaban como *triggers* del sistema.

Esta memoria se distribuye en dos partes: en el primer capítulo, se presenta una descripción general del proyecto R^3B así como de los requisitos de las RPCs, sus fundamentos y la descripción de los prototipos y del *test*. En el segundo capítulo, se elabora un informe sobre los distintos métodos de análisis empleados para el estudio de los pulsos, el más significativo de los cuales es el denominado *Finite Impulse Response (FIR)*, utilizado previamente en el análisis de pulsos obtenidos con DGFs [10] y que es aplicado, por primera vez, en la caracterización de pulsos producidos por RPCs. Asimismo, se elabora una descripción detallada de los *estimadores* inferidos a partir de las distintas definiciones del mismo observable y se lleva a cabo un estudio comparativo de las resoluciones temporales obtenidas con cada uno de los algoritmos de análisis. A continuación, se exponen e interpretan las correlaciones de parámetros más relevantes y, finalmente, se presentan las conclusiones principales del estudio comparativo.

Capítulo 1

Motivación y fundamentos de RPCs

1.1. El proyecto R^3B

R^3B [3] consiste en un dispositivo experimental donde se llevan a cabo estudios de reacciones nucleares con haces de iones radiactivos relativistas (Fig.1.1) bajo condiciones experimentales únicas en el mundo para estudios de estructura nuclear, reacciones nucleares y astrofísica nuclear con haces secundarios relativistas. Los experimentos tendrán lugar en el plano focal de la rama de alta energía del Súper FRS, en las nuevas instalaciones de *FAIR* [1] en Darmstadt, Alemania.

En R^3B se podrán llevar a cabo estudios de dispersión quasi-libre, dispersión elástica de protones, medidas de absorción total, reacciones de espalación, fragmentación, fisión, *knockout* e intercambio de carga, así como de excitación electromagnética. Para realizar dichos estudios es necesaria la identificación de los iones, que se obtiene, en las reacciones antes mencionadas, a partir de la medida simultánea de la carga iónica Q y del cociente A/Q , donde A es el número másico. Para partículas cargadas es posible calcular la razón A/Q a partir de la relación:

$$B\rho = \frac{uc}{e}\gamma\beta\frac{A}{Q} \quad (1.1)$$

donde B es el campo magnético, ρ es el radio de deflexión, u es la unidad de masa, c es la velocidad de la luz, e es la carga del electrón, $\beta = \frac{v}{c}$, con v la velocidad del ion y γ es el factor de Lorentz. Para medir $B\rho$ se utilizan dipolos magnéticos de gran aceptación y detectores de *tracking*. En el caso de la velocidad, se evalúa el tiempo de vuelo (*ToF*) entre dos puntos situados a

una distancia d , de manera que se calcula como:

$$v = \frac{d}{ToF} \quad (1.2)$$

Necesitamos, pues, dos detectores que actúen, uno como START y otro como STOP, para los tiempos inicial y final, respectivamente. El START viene dado por un detector de diamante CVD (*Chemical Vapor Deposition*) [11], y el STOP por un *ToF-Wall* de gran superficie. Una de las propuestas para el detector de STOP consiste en construir el *ToF-Wall* con RPCs (*Resistive Plate Chambers*), cuyos prototipos están siendo desarrollados y probados por el grupo GENP en la Universidad de Santiago de Compostela [5].

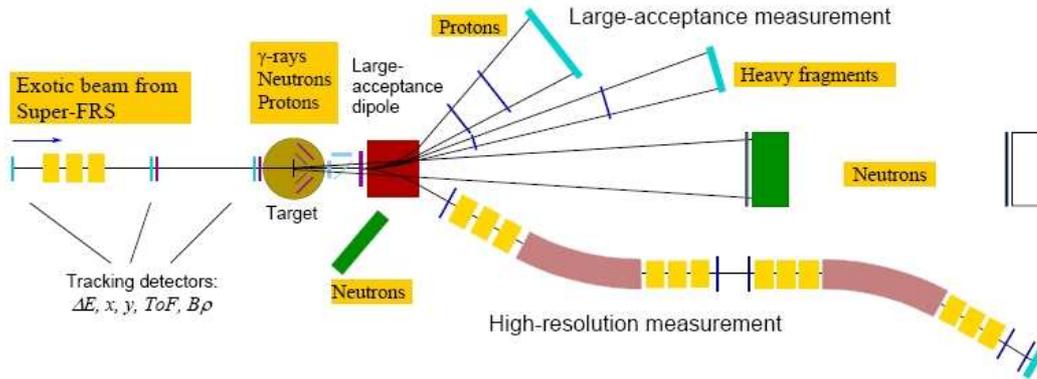


Figura 1.1: Esquema del dispositivo experimental R^3B .

1.2. Requisitos de las RPCs para la identificación isotópica

Los fragmentos pesados producidos en los experimentos de R^3B deben ser identificados en carga, masa y momento. Considerando, inicialmente, que el *ToF-Wall* se sitúa a 15 m del blanco, deberá satisfacer los siguientes requisitos [6]:

- La resolución temporal requerida para separar masas cercanas a $A = 200$ con una energía de 700 MeV/u es $\sigma_{ToF} \approx 20$ ps.

- Las dimensiones del *ToF-Wall* son de $1,5 \times 1,5 \text{ m}^2$. Así, se consigue una aceptación angular próxima al 100 % en los casos de fisión y multifragmentación.
- El detector consta de tres planos que se dividen en 8 módulos con 10 tiras de 2,5 cm. Cada uno de los planos está rotado 60° . De este modo la probabilidad de impacto múltiple para reacciones de multifragmentación en las que se produzcan hasta 5 fragmentos es inferior al 7 %.
- La resolución alcanzada en posición a partir de medidas de diferencia de tiempo entre los extremos del detector es de 1,3 mm.

1.3. Fundamentos de RPCs

Una RPC es un detector de ionización gaseoso formado por dos placas resistivas paralelas que actúan como electrodos, entre los se aplica una diferencia de potencial constante, de manera que aparece un campo eléctrico uniforme. El espacio entre electrodos o *gap* se llena con una mezcla gaseosa adecuada para producir una señal rápida y limpia, al paso de una partícula ionizante.

1.3.1. Formación de la señal

Los pares electrón-ion creados por una partícula cargada que atraviese la RPC son acelerados hacia el ánodo y el cátodo, respectivamente. Durante el proceso, adquieren suficiente energía como para ionizar las moléculas del gas y crear electrones secundarios, que a su vez pueden crear nuevos electrones y generar una avalancha. El número total de electrones creados en un recorrido x es [12]:

$$n = n_0 \exp(\alpha x) \quad (1.3)$$

Donde n_0 es el número de electrones iniciales y α es el primer coeficiente de Townsend. Conforme la avalancha de electrones deriva hacia el ánodo - y la de iones hacia el cátodo - se induce un pulso en los electrodos de alimentación, que están acoplados capacitivamente con los electrodos de recogida de la señal.

Si el número de electrones de la avalancha supera el límite de Raether [13], se puede entrar en régimen de descarga continua. Sin embargo, existen diferentes mecanismos de extinción de la descarga que evitan esta situación:

- Apantallamiento del campo eléctrico debido a la alta resistividad de los electrodos. El tiempo de relajación τ de las placas resistivas es mucho mayor que la duración de la avalancha [14]. Debido a esta razón, el campo efectivo en la región donde tuvo lugar la descarga es menor y la amplitud de las señales disminuye. Como consecuencia se reduce la eficiencia de detección.
- Una mezcla gaseosa con un alto coeficiente de absorción impide que se produzcan descargas secundarias debido a fotoionización del gas.
- En este tipo de detectores el *gap* es muy estrecho, lo que produce que, a pesar de que el campo eléctrico sea muy elevado, la avalancha apenas tiene tiempo de iniciarse.

1.3.2. Modo de operación

Los prototipos de RPC desarrollados en Santiago funcionan en *Modo Avalancha Limitada*. En este modo de operación se origina una descarga de baja amplificación y la señal resultante es muy pequeña, requiriendo un sistema de amplificadores rápido y de alta ganancia.

1.3.3. Prestaciones

Los detectores basados en cámaras de placas resistivas necesitan varios *gaps* para obtener una eficiencia alta y una resolución temporal precisa, debido a que son utilizados como *Timing RPCs*. Sus prestaciones vienen determinadas por factores como el tipo de mezcla gaseosa, la anchura y el número de *gaps*, el voltaje de operación y la electrónica de lectura [15].

La mezcla de gases introducida en los prototipos está compuesta por tetrafluoroetano ($C_2H_2F_4$), un 2 – 5 % de isobutano (*iso*- C_4H_{10}) y un 2 – 5 % de hexafluoruro de azufre (SF_6). La adición de isobutano aumenta la probabilidad de clusters primarios, mientras que en la Fig.1.2 vemos que los mejores valores de eficiencia y resolución temporal se producen para la mezcla denominada *standard*, que aumenta la probabilidad de captura de los electrones producidos en la avalancha, por lo que ésta se atenúa y desplaza el *plateau* de eficiencia a voltajes mayores [7].

El tamaño del *gap* es un factor determinante en las prestaciones de una RPC. Así, para mayores *gaps* se consigue mayor eficiencia. Sin embargo la resolución temporal se deteriora. En el caso de partículas mínimamente ionizantes o *MIPS*, se alcanzan eficiencias del 98 % para *gaps* de 2 mm y resoluciones temporales en torno a 1,5 ns [16]. Usando *gaps* de menor tamaño se

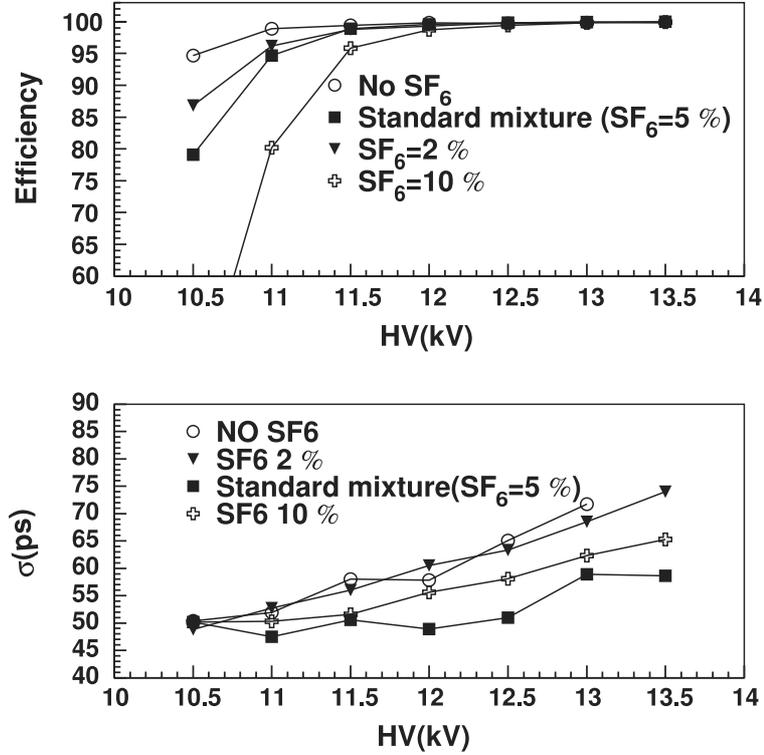


Figura 1.2: Eficiencia (panel superior) y resolución temporal (panel inferior) para diferentes porcentajes de SF₆ en la mezcla [7].

mejora la resolución temporal, pero la eficiencia se reduce. La solución consiste en aumentar el número de *gaps* n , de manera que la resolución temporal se incrementa como \sqrt{n} y la eficiencia como:

$$\varepsilon = 1 - (1 - \varepsilon_g)^n \quad (1.4)$$

Donde ε es la eficiencia total y ε_g es la eficiencia de cada *gap*.

Otro factor destacado es el voltaje de operación. El campo eléctrico requerido para trabajar en modo avalancha es del orden de 10 KV/mm. Para tensiones mayores la resolución temporal se reduce, aunque la eficiencia aumenta (Fig. 1.2). Además, la probabilidad de descargas internas también se ve incrementada, con lo que el voltaje de operación óptimo ha de proporcionar

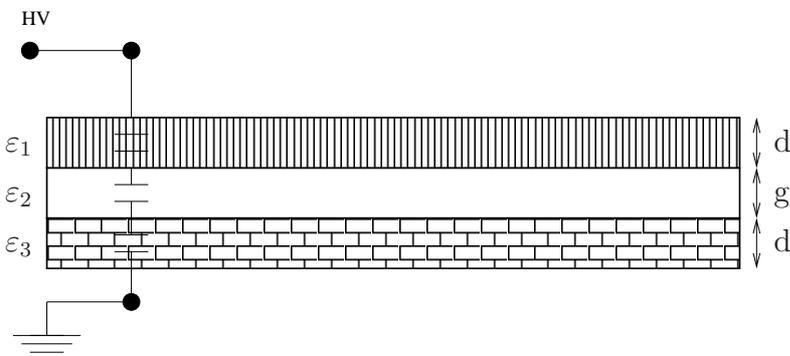


Figura 1.3: Ejemplo de una configuración de RPC con tres materiales de diferentes resistividades.

un equilibrio oportuno entre eficiencia, resolución temporal y probabilidad de descarga interna.

El campo eléctrico en el gap viene definido por las características dieléctricas de los distintos materiales empleados, a través del denominado *Weighting field*, una función de peso W_i sobre el voltaje aplicado que depende de las permitividades ε_i y del espesor de los materiales [17]. Para un sistema como el de la Fig. 1.3:

$$W_2 = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{d_3 \varepsilon_1 \varepsilon_2 + d_2 \varepsilon_1 \varepsilon_3 + d_1 \varepsilon_2 \varepsilon_3} \quad (1.5)$$

Dado que $E_{gap} = VW_{gap}$ y teniendo en cuenta que $\varepsilon_1 = \varepsilon_3$, $d_1 = d_3 = d$:

$$E_{gap} = VW_{gap} = V \frac{\varepsilon_1}{2d\varepsilon_2 + g\varepsilon_1} \quad (1.6)$$

En el caso de los prototipos desarrollados en Santiago, ε_1 es la permitividad del vidrio, ε_2 es la del gas, d es el espesor de las placas de vidrio y g es la anchura del gap.

El último factor influyente en la calidad de las prestaciones de una RPC es la electrónica de lectura. La resolución temporal total es la suma cuadrática de la resolución intrínseca de la cámara y la de la electrónica. El ruido de fondo, bien sea ruido blanco, radiofrecuencia inducida o rebotes en el mínimo de la señal, distorsiona la estimación del tiempo de disparo del pulso y contribuye a deteriorar la resolución temporal. Con el fin de minimizar estos efectos se han desarrollado diferentes métodos de análisis de pulsos, descritos en el siguiente capítulo.

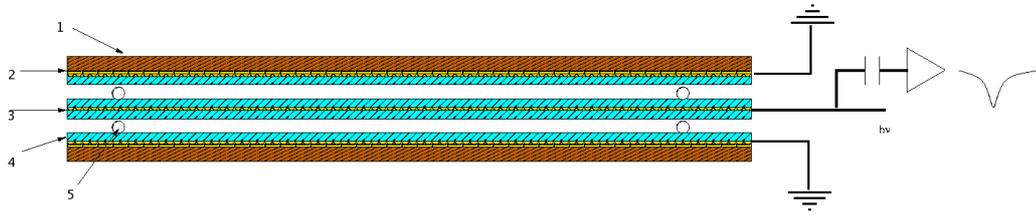


Figura 1.4: Esquema de los prototipos desarrollados en Santiago: 1 G10, 2 cinta de kapton, 3 cinta de cobre, 4 vidrio flotado, 5 hilo de nylon.

1.4. Descripción de los prototipos

En la Fig. 1.4 se puede apreciar el diseño de los prototipos de RPC construidos en Santiago. Los detectores constan de dos cámaras idénticas que comparten un electrodo central en el que se aplica la alta tensión. Cada una dispone de un electrodo exterior. Las tres placas son de vidrio flotado, tienen una superficie de $680 \times 70 \text{ mm}^2$ y un espesor de 2 mm. Las placas están revestidas con 2 *strips* de cobre que actúan como electrodos, de 2,5 cm de ancho y 0,06 mm de espesor cada uno, separados entre sí una distancia aproximada de 2,5 mm. El voltaje de operación aplicado cubre un rango de 1000 V, entre 3800 y 4800 V. El espacio uniforme entre placas se consigue con hilo de *nylon* de $300 \mu\text{m}$. Los electrodos están recubiertos en sus extremos por cinta de *kapton* para protegerlos de la alta tensión y unirlos a la electrónica. A su vez, están cubiertos por dos placas de G10¹ que hacen de soporte para los cables de alimentación y la electrónica de lectura y dan rigidez mecánica al sistema.

1.4.1. Lectura de la señal

La señal inducida en el electrodo interior es la suma de los pulsos producidos en los dos *gaps*. Por esta razón se realiza la lectura de la señal en él. Para desacoplar el pulso de la alta tensión se utiliza un condensador. La señal pasa después por un circuito RCL en el que se amortiguan las frecuencias más altas y se adaptan las impedancias entre la RPC y la electrónica de lectura. Finalmente, los pulsos entran en una tarjeta que consta de dos amplificadores de carga en cascada (GALI S66 y MAXIM 4223). Una vez amplificadas, las señales están en disposición de ser discriminadas.

¹Mezcla de fibra de vidrio y resina epoxídica, normalmente (60 – 40 %)

1.4.2. Descripción del test

Con el fin de comprobar la calidad de las prestaciones procuradas por nuestros prototipos, se realizaron varios *tests* con rayos cósmicos en la Universidad de Santiago de Compostela. Para ello se dispuso de una estación de detección de rayos cósmicos consistente en una RPC colocada entre dos detectores de plástico centelleador de gran superficie (Fig. 1.5). La coincidencia entre las señales de los dos plásticos conforma el *trigger* del sistema de adquisición, el cual permite digitalizar los pulsos. Éste consiste en un osciloscopio digital con una frecuencia de muestreo de 5 GS/s que está conectado mediante una interfaz GPIB a un ordenador en el que se ejecuta *Labview*, un programa de adquisición de datos que almacena las señales digitalizadas [18].

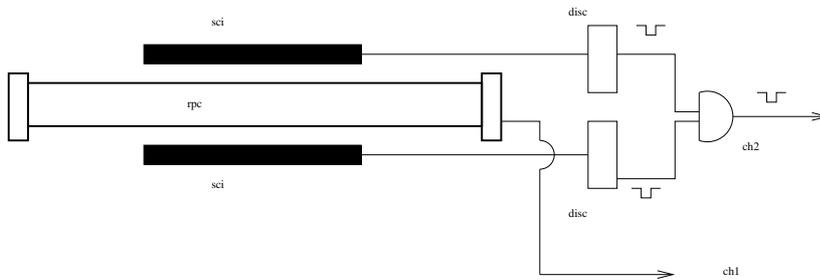


Figura 1.5: Dispositivo experimental utilizado para la detección de rayos cósmicos en Santiago.

Capítulo 2

Análisis de señales digitales

Como ya explicamos en el capítulo anterior, se han llevado a cabo medidas con rayos cósmicos en la Universidad de Santiago de Compostela con el fin de probar y caracterizar los prototipos de RPCs desarrollados por nuestro grupo para el *ToF-Wall* de R_3B en FAIR. La resolución temporal requerida para el *ToF-Wall* toma diferentes valores dependiendo de la masa y el recorrido de los iones. Así, necesitaremos una resolución temporal comprendida entre 100 y 45,5 ps (FWHM) para separar isótopos vecinos con números másicos comprendidos entre $A = 100$ y $A = 200$, respectivamente. Para desarrollar estos detectores, tan exigentes en lo que se refiere a la resolución temporal, es necesario estudiar detenidamente los pulsos producidos. Para ello, debemos elaborar métodos de análisis capaces de caracterizar el ruido, la forma y el tamaño de las señales obtenidas. Se precisa, por tanto, de un sistema de adquisición de datos capaz de digitalizar los pulsos procedentes de la RPC, que, en nuestro caso, consiste en un osciloscopio conectado mediante una interfaz GPIB a un ordenador en el que se almacenan los pulsos digitalizados con el programa *Labview*.

2.1. Algoritmos de análisis

A la hora de analizar la forma de los pulsos producidos por las RPCs, hay que definir cuáles son los observables de mayor interés. Por supuesto, la meta principal es obtener la mayor precisión en la determinación del tiempo en el que se produjo la señal. Para ello, no basta con una simple discriminación en amplitud, ya que estamos tratando de obtener resoluciones por debajo de 50 ps. Lo primero a tener en cuenta es que no todos los pulsos producidos tienen la misma forma o amplitud, debido a las fluctuaciones estadísticas de los distintos fenómenos involucrados en la formación de las señales. En los

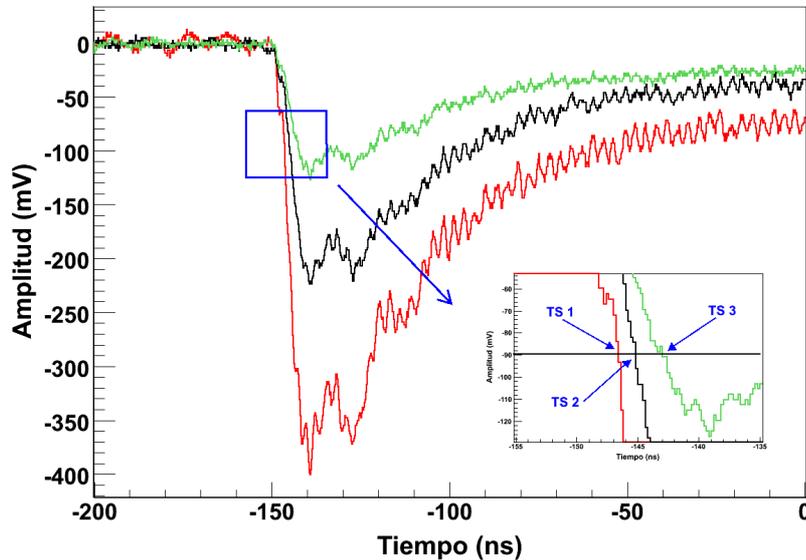


Figura 2.1: Comparación de los tiempos de disparo (TS) obtenidos con el método LET para señales de distinta amplitud. El efecto de walk-time se hace patente en la figura.

siguientes subapartados se describen los distintos procedimientos que, de una forma sistemática, han sido utilizados en este trabajo.

2.1.1. Leading Edge

Partimos pues del método más simple, que consiste en detectar el tiempo en el que la amplitud del pulso sobrepasa un cierto valor de referencia. Vamos a llamarle **LET** (*Leading Edge Threshold*).

Como vemos en la figura 2.1, pulsos de la misma forma pero diferente tamaño producen tiempos distintos en los que el flanco de subida supera el umbral fijado. El desplazamiento relacionado con la amplitud de la señal - los pulsos menores se disparan a tiempos mayores - es el llamado *walk-time* o *tiempo de tránsito* y viene agravado por la imprecisión producida por el ruido (*jitter*). El *walk-time* tiene una correlación con la amplitud de los pulsos, pero también con las distintas formas con las que se produzcan las señales. El *jitter*, en cambio, produce una dispersión, más o menos simétrica, en torno al valor verdadero. El desplazamiento producido por el *walk-time* puede ser amortiguado disminuyendo el umbral de discriminación, sin embargo, el ruido electrónico plantearía problemas de resolución temporal y

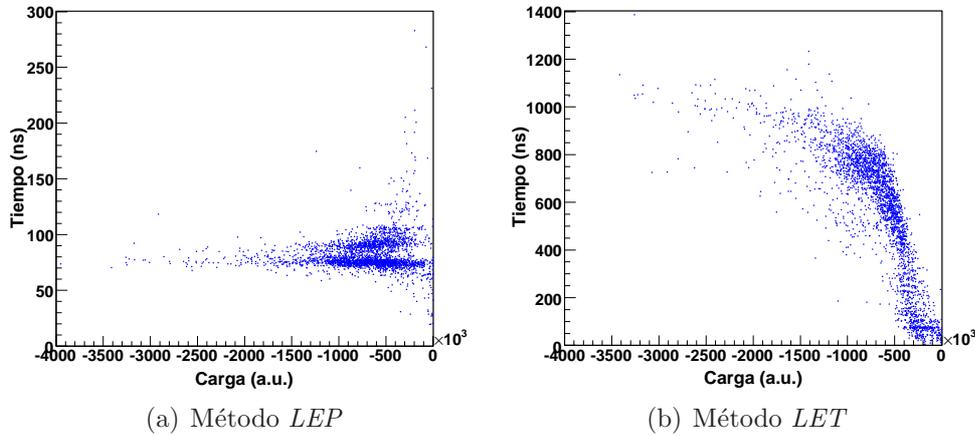


Figura 2.2: Correlaciones Carga-Tiempo para la parte de recuperación de la señal.

acabaría reduciendo la eficiencia.

Una primera solución al problema del *walk-time* consiste en la utilización del llamado método **LEP** - *Leading Edge Proporcional* -. Sea el observable *tiempo de disparo* el momento en el que consideramos que se produce el pulso y el observable *carga* un evaluador del tamaño de la descarga generada por el pulso. Entonces, tomamos como tiempo de disparo el correspondiente a un umbral de voltaje proporcional a la amplitud máxima de la señal, de modo que se evita la dependencia con el *walk-time*. En la figura 2.2 representamos el observable tiempo frente a la carga de la parte lenta del pulso, proporcional a la amplitud. En 2.2(a) se observa el efecto de *jitter*, mientras que en 2.2(b) se aprecia el efecto de *walk-time*. Cabe resaltar que la bondad de este criterio para calcular la eficiencia depende de la calidad de la relación señal-ruido y de la amplitud de los pulsos.

2.1.2. Ajuste de la Recta de Subida

Una forma de mejorar la resolución temporal evitando el problema del *jitter*, consiste en determinar el tiempo de disparo de la señal mediante la obtención del punto de corte de la recta ajustada a la línea base y la ajustada al flanco ascendente¹ (Fig. 2.3). Este método, conocido como *RS* (*ajuste de la Recta de Subida*) [6], plantea un problema básico: se necesita un número

¹Llamaremos, en todo el texto, *flanco ascendente* al primer flanco de la señal, indistintamente del signo positivo o negativo de la misma.

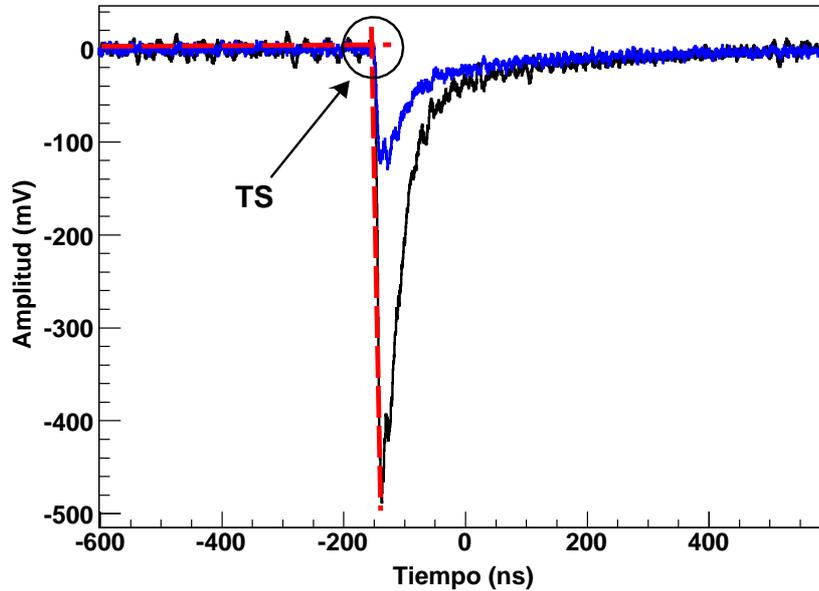


Figura 2.3: Tiempo de disparo (TS) obtenido con el método del ajuste de la Recta de Subida.

mínimo de puntos medidos sobre el flanco de subida y esto está limitado por las posibilidades del *Fast ADC (FADC)* cuando los pulsos son pequeños y muy rápidos. Además, el ajuste varía significativamente con el tiempo de subida de la señal, por lo que no se consideran señales los puntos en los que no se puede definir bien la recta de ajuste ascendente, con la correspondiente reducción del valor de eficiencia de detección.

Por lo tanto, este método no es una buena opción en nuestro caso, cuando tratamos con pulsos pequeños con una relación señal-ruido desfavorable, que apenas nos permite tomar una decena de digitalizaciones en la parte rápida del pulso.

2.1.3. Fracción Constante

Una mejora del método LEP se consigue con el denominado **CFT** - siglas en inglés de *Constant Fraction Threshold* - [19], que destaca por ser un método muy versátil y eficaz. La técnica consiste en producir dos señales a partir de cada pulso. Sean V_a y t_s la amplitud del pulso original y el tiempo de subida de la señal, respectivamente. Entonces, generamos una primera señal que se atenúa en un factor K que resulta la fracción constante de la

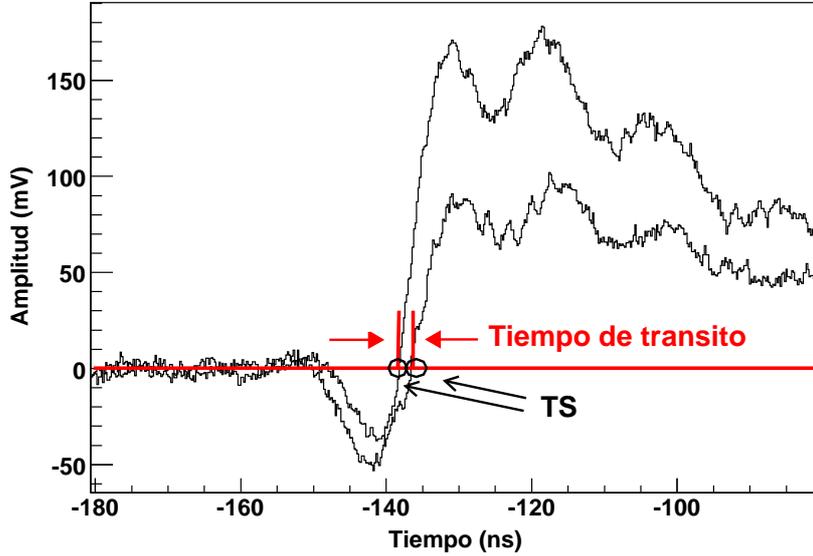


Figura 2.4: Señales filtradas con el algoritmo CFT. En ellas se puede apreciar el efecto de *walk-time* cuando el tiempo de subida no es constante. También se muestra el punto en el que se toma el tiempo de disparo (TS).

amplitud V_a de la señal inicial, de forma que la altura de pulso es:

$$V_c = KV_a(t) \quad (2.1)$$

Para producir la segunda señal, el pulso original se invierte y se retrasa un tiempo t_d igual al intervalo entre el tiempo al que el voltaje supera la fracción constante y el tiempo al que la amplitud toma su máximo valor, de modo que:

$$V_d = V_a(t - t_d) \quad (2.2)$$

Donde $t_d = t_s(1 - K)$. El punto en el que ambas señales son iguales es una fracción constante K de la altura del pulso inicial, esto es, se consigue independencia del tiempo en el que la señal alcanzó el umbral fijado con la amplitud.

El CFT es, por tanto, capaz de corregir el efecto de *walk-time*. Sin embargo, si en el flanco de subida se producen oscilaciones, dicho efecto afectará negativamente en la determinación del punto para el que $V_d = V_c$ (Fig. 2.4).

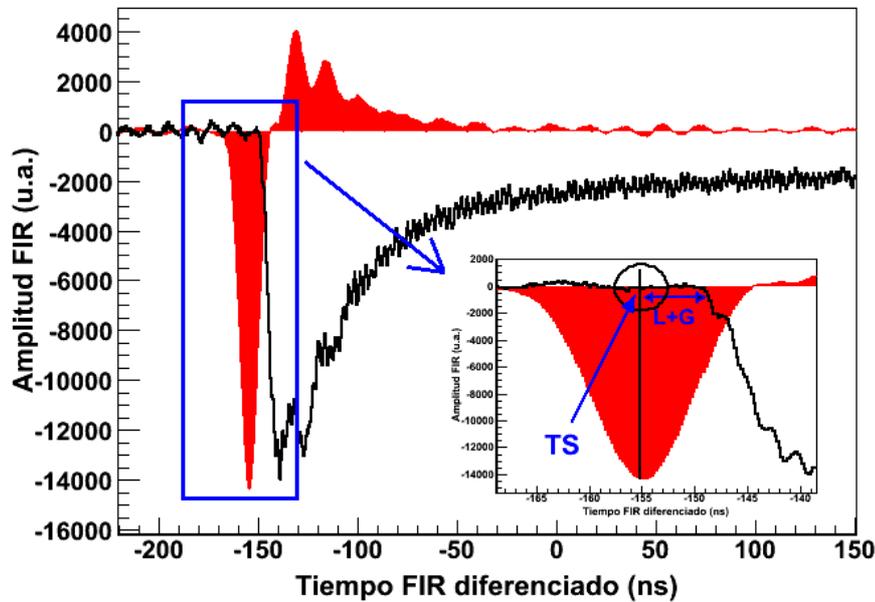


Figura 2.5: Pulso original y espectro FIR diferenciado para una señal de rayo cósmico tomada con un prototipo de RPC. La señal inicial se ha reescalado para conseguir una mejor percepción del efecto que ejerce el filtro FIR diferenciado sobre el pulso primario.

2.1.4. El filtro digital FIR

En vista de los problemas planteados anteriormente, resulta útil introducir filtros digitales para el análisis de señales muy rápidas y con una relación señal-ruido desfavorable. El método *FIR* (*Finite Impulse Response*), que a partir de ahora llamaremos **FIR diferenciador**, consiste en un filtro, de los denominados trapezoidales, aplicado originalmente a los DGFs (*Digital Gamma Finders*) [10], utilizados en espectroscopía γ para obtener la energía de los fotones detectados. Dado que este tipo de filtros son empleados para el tratamiento de señales con un cambio brusco de voltaje en el flanco de subida, resulta idóneo para los pulsos de las RPCs. La idea inicial consiste en un algoritmo diferenciador que calcula el valor promedio de los L puntos anteriores al flanco de subida de la señal y se lo extrae al valor promedio de los L puntos posteriores, dejando entre ambos un intervalo G libre de integración, cuya función es proporcionar la máxima amplitud del pulso filtrado para el tiempo de disparo. El algoritmo aplicado es:

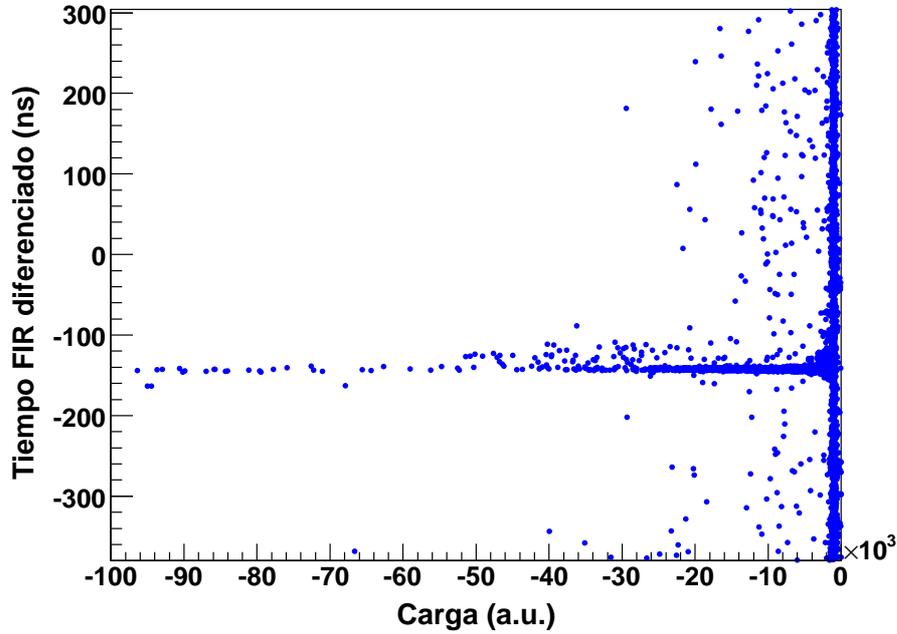


Figura 2.6: Correlación Carga-Tiempo para un grupo de señales obtenida a partir del algoritmo FIR. Se aprecia notablemente la correlación de los pulsos procedentes de rayos cósmicos.

$$\Phi = \sum_{i=L+G}^{i=2L+G} X_i - \sum_{i=0}^{i=L} X_i \quad (2.3)$$

Así, para un pulso típico de DGF, G debe tener una dimensión del orden del tiempo de subida. En cambio, los pulsos de RPC presentan una relajación lenta, inmediata a la parte rápida de la señal, por lo que las dimensiones óptimas para el parámetro L son del orden del tiempo de subida y un valor de G nulo o casi nulo. El tiempo de disparo se obtiene como el punto para el cual la amplitud del pulso filtrado es máxima (Fig. 2.5).

La gran efectividad de este método reside en su propia flexibilidad, ya que puede ser adaptado al pulso en función del tiempo de subida, la amplitud y la relación señal-ruido. Presenta tres grandes ventajas:

- Con el intervalo G se evitan posibles irregularidades en el flanco de subida de la señal, además se consigue atenuar el ruido del pulso en gran proporción al pasar el filtro sobre él. Todo esto se traduce en una nota-

ble mejora en la precisión del tiempo de disparo, que es independiente de la calidad de la relación señal-ruido.

- El algoritmo *FIR* determina el tiempo de disparo en el momento en que se generó la señal. Es, por tanto, independiente de la amplitud del pulso y evita el efecto de *walk-time*, no observándose correlación entre el observable *tiempo de disparo* y la amplitud o la carga del pulso (Fig. 2.6).
- La precisión en la determinación del tiempo de disparo permite seleccionar las señales en función de la correlación entre el momento en el que se produjeron y el observable *carga* que proporciona el algoritmo.

Esta última es una gran ventaja sobre el *Leading Edge* y el *Ajuste de la Recta de Subida*, ya que el modo de discriminación permite dar valores precisos de eficiencias para pulsos con una relación señal-ruido desfavorable. Sin embargo y pese a todos sus méritos, el *FIR diferenciador* resulta insuficiente para soslayar algunos factores que afectan directamente a la forma y el tamaño de los pulsos, impidiendo así su correcta caracterización. Por ello, se han utilizado distintas variantes del algoritmo *FIR* a lo largo del análisis, en función de las necesidades requeridas (Fig. 2.7).

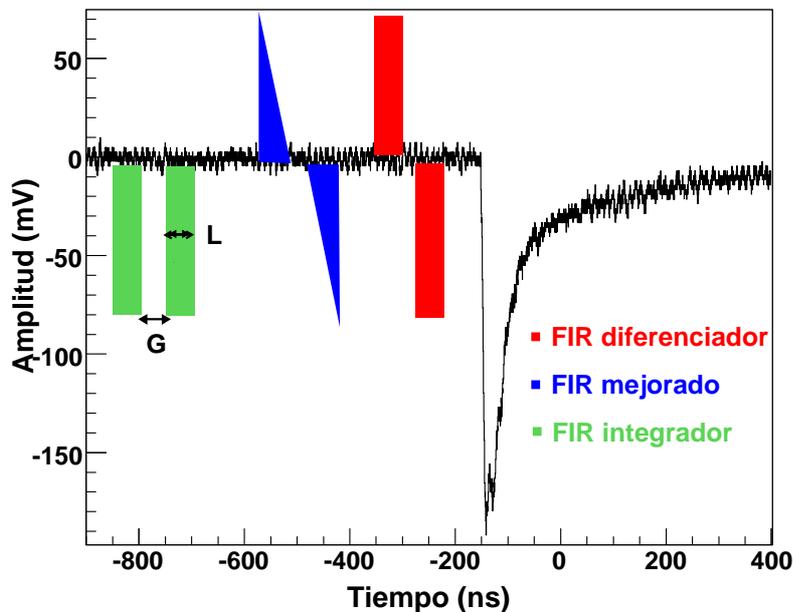


Figura 2.7: Filtros *FIR* aplicados sobre la señal original.

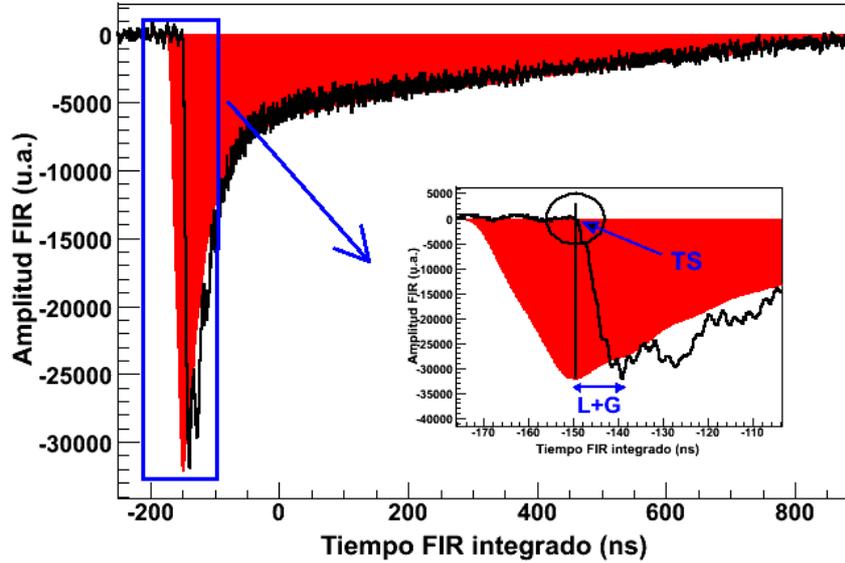


Figura 2.8: Pulso original y espectro FIR integrado para una señal de rayo cósmico tomada con un prototipo de RPC. La señal inicial se ha reescalado para conseguir una mejor percepción del efecto que ejerce el filtro FIR integrado sobre el pulso primario.

Por ejemplo, el **FIR integrador** calcula el valor promedio de los L puntos anteriores al tiempo de disparo del pulso y se los añade a los L puntos posteriores. La señal resultante presenta muchas ventajas sobre la inicial. El ruido se promedia y la subida está mejor determinada. En general, se observa una mejor definición del pulso (Fig. 2.8). Es, por tanto, muy útil cuando necesitamos una estimación precisa de la carga en las diferentes partes de la señal. Sin embargo, plantea un problema para pulsos no ideales. El tiempo de disparo se calcula en el pico de la señal. Si el pulso presenta rebotes, la resolución temporal resulta un observable ineficaz. El algoritmo aplicado es:

$$\Phi = \sum_{i=L+G}^{i=2L+G} X_i + \sum_{i=0}^{i=L} X_i \quad (2.4)$$

Existe una última variación, el **FIR mejorado**, que se utiliza cuando la relación señal-ruido es de baja calidad. Consiste en filtrar una señal con forma de sierra sobre el pulso original, de forma que se acentúa la parte rápida del pulso y se *extrae* la señal del ruido. Así no perdemos precisión en la estimación de la eficiencia de la RPC. La ecuación implementada es:

$$\Phi = \sum_{i=L+G}^{i=2L+G} \left(B + i \cdot \frac{A-B}{L} \right) X_i - \sum_{i=0}^{i=L} \left(A - i \cdot \frac{A-B}{L} \right) X_i \quad (2.5)$$

Donde L es el segmento de integración, G el intervalo y A y B son, respectivamente, los factores de crecimiento y decrecimiento utilizados para crear el diente de sierra.

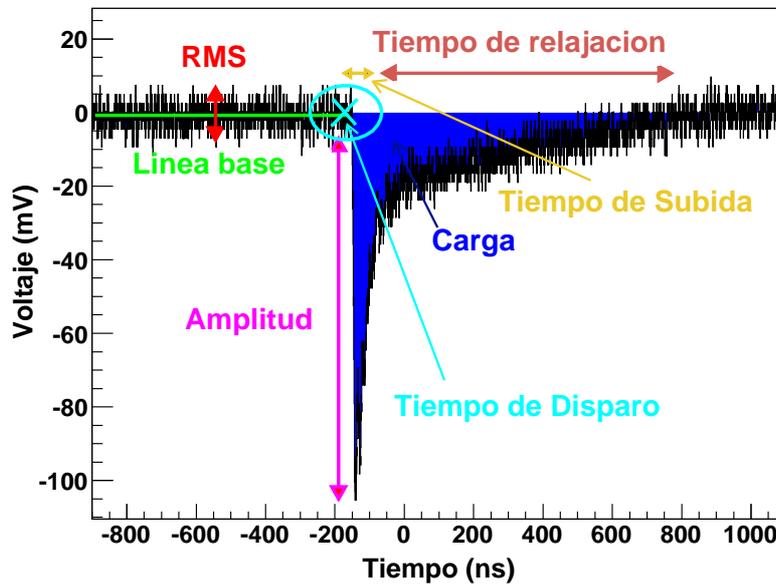


Figura 2.9: Observables de la señal. Con ellos, el pulso queda completamente caracterizado.

2.2. Observables de la señal

Para llevar a cabo una caracterización sistemática de las prestaciones de los prototipos de RPC no basta con realizar una buena estimación de la eficiencia y de la resolución temporal. Una vez determinados los algoritmos de análisis, es necesario tener buena información sobre la carga integrada en el pulso, su amplitud, la calidad de la relación señal-ruido, etc... Con tal finalidad hemos definido una serie de **observables** (Fig. 2.9) que caracterizan en su totalidad la señal del detector: *línea base*, *cargas*, *amplitudes*, *relación señal-ruido*, *tiempos de disparo*, *tiempos de relajación* y *tiempos de subida*. Gracias a los procedimientos mencionados en el apartado anterior se

han definido diferentes **estimadores** del mismo observable, cuya validez en el estudio de los pulsos se discute a lo largo de este trabajo. El cuadro 3.1 muestra la lista de estos parámetros. En la primera columna se exponen los *estimadores*, que varían para una misma magnitud observable en función de la definición que se haya tomado de ella. La segunda columna está formada por las magnitudes observables a las que hace referencia cada estimador. En la tercera columna se presenta el algoritmo utilizado para definir el observable y en la cuarta se muestra la señal (pulso primario o filtrado) sobre la que se evalúa el estimador.

Estimador	Observable	Algoritmo	Señal
BL Fit	línea base	-	pulso inicial
BL Fit FIR	línea base	-	FIR integrado
Amplitud	amplitud	-	pulso inicial
Amplitud FIR	amplitud	-	FIR integrado
Amplitud cola	amplitud	-	FIR integrado
RMS	relación S/R	-	pulso inicial
Integral Total	carga	-	pulso inicial
Integral Buena	carga	FIR integrador	pulso inicial
Integral relajación LEP	carga	LE proporcional	FIR integrado
TOT LEP	tiempo relajación	LEP	FIR integrado
TOT LET	tiempo relajación	LET	FIR integrado
Tiempo Relajación LEP	tiempo relajación	LEP	FIR integrado
Tiempo Relajación FIR	tiempo relajación	FIR integrador	FIR integrado
Tiempo FIR diferenciado	tiempo disparo	FIR diferenciador	pulso inicial
Tiempo FIR integrado	tiempo disparo	FIR integrador	pulso inicial
Tiempo LEP 1/3	tiempo disparo	LEP	pulso inicial
Tiempo LET umbral	tiempo disparo	LET	pulso inicial
Tiempo LEP FIR 1/5	tiempo disparo	LEP	FIR integrado

Continúa en la siguiente hoja

Estimador	Observable	Algoritmo	Señal
Tiempo RS señal	tiempo disparo	RS	pulso inicial
Tiempo RS FIR	tiempo disparo	RS	FIR integrado
Tiempo CF señal	tiempo disparo	CFT	pulso inicial
Tiempo CF FIR	tiempo disparo	CFT	FIR integrado
Tiempo Subida FIR	tiempo subida	FIR <i>I/D</i>	pulso inicial

Cuadro 2.1: Lista de parámetros utilizados en el análisis.

2.2.1. Líneas Base y Amplitudes

El observable *Línea Base* proporciona información sobre el voltaje al que dispara la señal. Se obtiene mediante un ajuste lineal del ruido electrónico previo al flanco de subida. En el caso de este parámetro, distinguimos entre dos estimadores: **BL Fit** y **BL Fit FIR**. El primero resulta un ajuste lineal sobre la línea base del pulso inicial y el segundo sobre la línea base de la señal filtrada con el algoritmo *FIR integrador*. Lo mismo sucede con el observable *Amplitud*, que es la diferencia entre el voltaje mínimo de la señal y la línea base, sobre el que definimos dos estimadores en función del espectro sobre el que se evalúa: **Amplitud** hace referencia al pulso original, mientras que **Amplitud FIR** corresponde al espectro *FIR diferenciador* o *FIR integrador*.

Definimos, por último, un estimador, **Amplitud cola**, que nos aporta información sobre la amplitud de la señal a 400 ns del punto de disparo en el espectro *FIR integrado*.

2.2.2. Cargas

El observable *Carga* surge ante la necesidad de determinar el tamaño de la descarga generada por la señal primaria producida en la RPC. Por supuesto, no ofrece una estimación real de la carga original, dado que el pulso analizado se modifica en forma y tamaño tras atravesar el preamplificador, pero sí facilita un valor proporcional a esta magnitud. Resulta particularmente útil cuando tratamos con pulsos de distinta procedencia, puesto que presentan diferentes tipos de descarga. La definición del estimador **Integral Total**, que cubre todo el rango de la señal, podría ser una buena valoración de esta magnitud, sin embargo, se plantean tres problemas (Fig. 2.10): en primer lugar, los pulsos presentan una señal de radiofrecuencia de baja

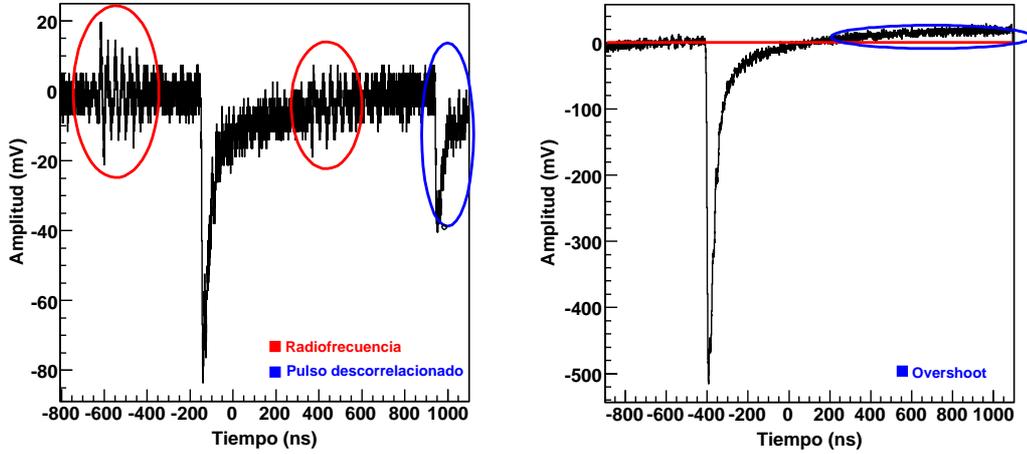


Figura 2.10: Señales de rayos cósmicos. En ellas se muestran los problemas típicos que distorsionan el observable *Carga*.

amplitud que distorsiona el observable *Carga*. Esta distorsión es relevante cuando tratamos con la familia de señales de más baja amplitud, que es la más numerosa. Por otra parte, los pulsos muestran un *overshoot* hacia tiempos muy grandes, lo que se traduce en una reducción de la carga real. En tercer lugar, aparecen señales no correlacionadas. Los plásticos centelleadores utilizados como *triggers* son de gran superficie y abarcan un ángulo de incidencia muy grande, de modo que la llegada de la señal a la RPC no tiene siempre el mismo desplazamiento temporal con respecto al disparo del *trigger*. La consecuencia inmediata en los tres casos es que no se consigue una buena correlación *Carga-Amplitud*.

Pero no es éste el único estimador inferido a partir del observable *Carga*, también se han definido otros estimadores que aportan información sobre la carga contenida en distintas partes del pulso primario. Se definen sobre el espectro resultante del filtro *FIR integrador*, puesto que la definición de las señales filtradas con este algoritmo mejora notablemente. El más importante de ellos es **Integral Relajación LEP**, que calcula la carga correspondiente a la recuperación del pulso. En este caso, el límite inferior lo marca el tiempo para el que la *Amplitud FIR* de la señal es $1/3$ de su valor máximo. Existe otra definición del mismo observable, **Integral Relajación FIR**, cuyos límites son establecidos en función del tiempo de disparo obtenido con el algoritmo FIR. En la Fig. 2.11 se presentan las distribuciones más significativas de los estimadores de *carga* y *amplitud*. El problema planteado por el

overshoot se subsana definiendo el estimador **Integral Buena**, cuyos límites son dependientes del tiempo de disparo de la señal, de tal modo que sólo se toma la descarga como integral del pulso.

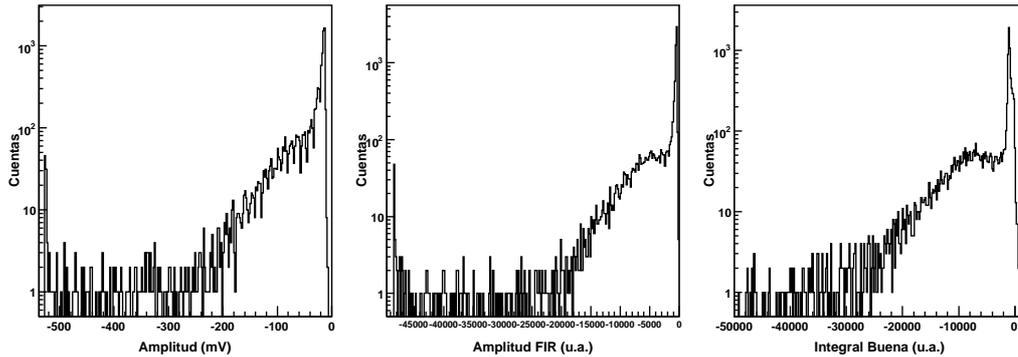


Figura 2.11: Distribuciones de carga y amplitud más relevantes.

2.2.3. Relación señal-ruido

La relación señal-ruido es de crucial importancia para conseguir unos buenos resultados en eficiencia y resolución temporal. Para hacer una valoración de este observable, definimos el estimador **RMS**, (*Root Mean Square*) de la amplitud de la línea base en un cierto rango de tiempo, que proporciona información sobre el impacto del ruido electrónico en la señal. A partir de este estimador y de la amplitud del pulso, se determina la relación señal-ruido, pudiéndose evaluar así la calidad de la señal.

2.2.4. Tiempos de relajación

Todos los estimadores del observable *tiempo de relajación* se calculan sobre el espectro *FIR integrado*. Así, **TOT LEP** se obtiene a partir del método *LE proporcional*. Es el tiempo comprendido entre $1/4$ de la *Amplitud FIR* en la parte rápida de la señal y el mismo voltaje en la parte lenta. Facilita información sobre la duración del pulso. El estimador **TOT LET** determina el mismo observable con el procedimiento *LE threshold*, tomando como puntos inicial y final aquéllos para los cuales el voltaje supera un valor umbral constante. **Tiempo Relajación LEP** se obtiene a partir de la diferencia entre el tiempo final de la señal, facilitado por el sistema de adquisición de datos, y el tiempo al que la *Amplitud FIR* es $1/3$ de su valor máximo, mientras que en el estimador **Tiempo Relajación FIR** los límites se establecen en función

del tiempo de disparo de la señal obtenido con el algoritmo *FIR integrador*, y cubren un rango de unos 400 ns, de forma que únicamente se tiene en cuenta la parte de recuperación del pulso, en la que se pueden apreciar diferencias de carga en función del tamaño de la parte de relajación de la señal.

2.2.5. Tiempos de disparo

La resolución temporal es uno de los parámetros de mayor interés cuando se trata con *Timing* RPCs. Se obtiene como la desviación cuadrática media de la distribución de los distintos estimadores del observable *tiempo de disparo*, que es el tiempo al que la partícula ionizante atravesó la RPC.

De los algoritmos *FIR* se obtienen los estimadores **Tiempo FIR diferenciado** y **Tiempo FIR integrado**. El primero se consigue a partir del filtro *FIR diferenciador*. Es un estimador del tiempo en el que se genera la señal original. El segundo se produce con el filtro *FIR integrador*. Se trata de un estimador del tiempo al que la señal original tiene su máxima amplitud.

A partir de establecer un umbral en el flanco de subida de la señal (*Leading Edge*), se han distinguido los estimadores basados en un umbral constante - *LET* - y aquellos basados en un umbral proporcional a la altura del pulso - *LEP* -. Estos últimos producen mejores resultados, al tener menos efecto de *walk-time*, como se muestra en la figura 2.4. Entre los estimadores *LEP* destaca **Tiempo LEP 1/3**, que es útil a la hora de discutir la resolución temporal. El criterio *LEP* también se aplica sobre el espectro FIR integrado con el estimador **Tiempo LEP FIR 1/5**, con la idea de comparar las resoluciones temporales facilitadas por un mismo procedimiento cuando se aplican sobre el pulso inicial o sobre el filtrado. A partir del criterio *LET* se obtiene **Tiempo LET umbral**, que proporciona una resolución temporal pobre debido al efecto de *walk-time*.

En el caso del algoritmo basado en el ajuste de la *Recta de Subida - RS* -, definimos dos tiempos de disparo, **Tiempo RS señal** y **Tiempo RS FIR**, que se calculan sobre la señal original y sobre el espectro FIR integrado, respectivamente. En ambos casos se toma el tiempo de disparo de la señal como el punto de corte entre la recta de ajuste de la línea base y la recta de ajuste del flanco ascendente del pulso.

Finalmente definimos los estimadores **Tiempo CF señal** y **Tiempo CF FIR** a partir del procedimiento *CFT*. Nuevamente, el primero se calcula sobre la señal original y el segundo sobre el pulso FIR integrado. Se toma como tiempo de disparo aquél en que la amplitud del pulso invertido y retrasado es igual a la amplitud de la señal atenuada. Con este algoritmo se omite por completo el efecto de *walk-time*. Sin embargo, las oscilaciones coincidentes

con el tiempo de subida de los pulsos repercuten aumentando el *jitter* del observable. Es de esperar que, si se suprimen las oscilaciones, los estimadores basados en los ajustes a la *Recta de Subida - RS* -, así como los basados en procedimientos de la *fracción constante - CFT* - puedan ser útiles.

2.2.6. Tiempos de subida

El observable *tiempo de subida* es útil a la hora de determinar la viabilidad de algunos métodos de análisis, como es el caso del CFT (*Fracción Constante*), que resulta ineficaz cuando este parámetro presenta oscilaciones. Como indica su nombre, evalúa el tiempo que el pulso primario emplea en alcanzar la máxima amplitud de la señal, y sus estimadores se obtienen a partir de los tiempos de disparo definidos en el subapartado anterior. El estimador más importante que se deriva de este observable es **Tiempo Subida FIR**, que se calcula sobre la señal original y resulta de la diferencia entre *Tiempo FIR integrado* y *Tiempo FIR diferenciado*.

2.3. Estudio comparativo de las resoluciones temporales

Una vez expuestos los métodos de análisis y detallados los estimadores de resolución temporal, podemos realizar un estudio comparativo de sus dispersiones con el fin de determinar su efectividad. Para ello, se lleva a cabo una selección de los pulsos procedentes de rayos cósmicos que detallaremos en el siguiente apartado. Las resoluciones temporales σ_t inferidas a partir de los *tiempos de disparo* expuestos se muestran en la figura 2.12.

Es conveniente mencionar que, a lo largo del estudio, se tomaron muestras estadísticas de las señales de rayos cósmicos a diferentes valores del voltaje de operación, comprendidos en un rango de 1000 V, entre 3800 y 4800 V, asumiendo que los valores seleccionados se encuentran en torno al *plateau* de la cámara RPC. Como no sólo el tamaño de los pulsos, sino también su forma y su proporción con el tamaño de los rebotes, depende del voltaje de operación, hay que tener en cuenta este parámetro.

En la Fig. 2.13 se muestra la evolución con el voltaje de operación del observable σ_t obtenido con cada criterio. En principio, este parámetro es independiente de la alta tensión. Sin embargo, podemos identificar dos grupos en función del progreso de la resolución temporal. El primero (Fig. 2.13(a)) lo conforman las σ_t obtenidas con el *LET* y el *CFT*. Ambos criterios destacan por presentar una resolución temporal de menor calidad que el resto. Esta circunstancia se debe a la electrónica de lectura, que juega un papel muy

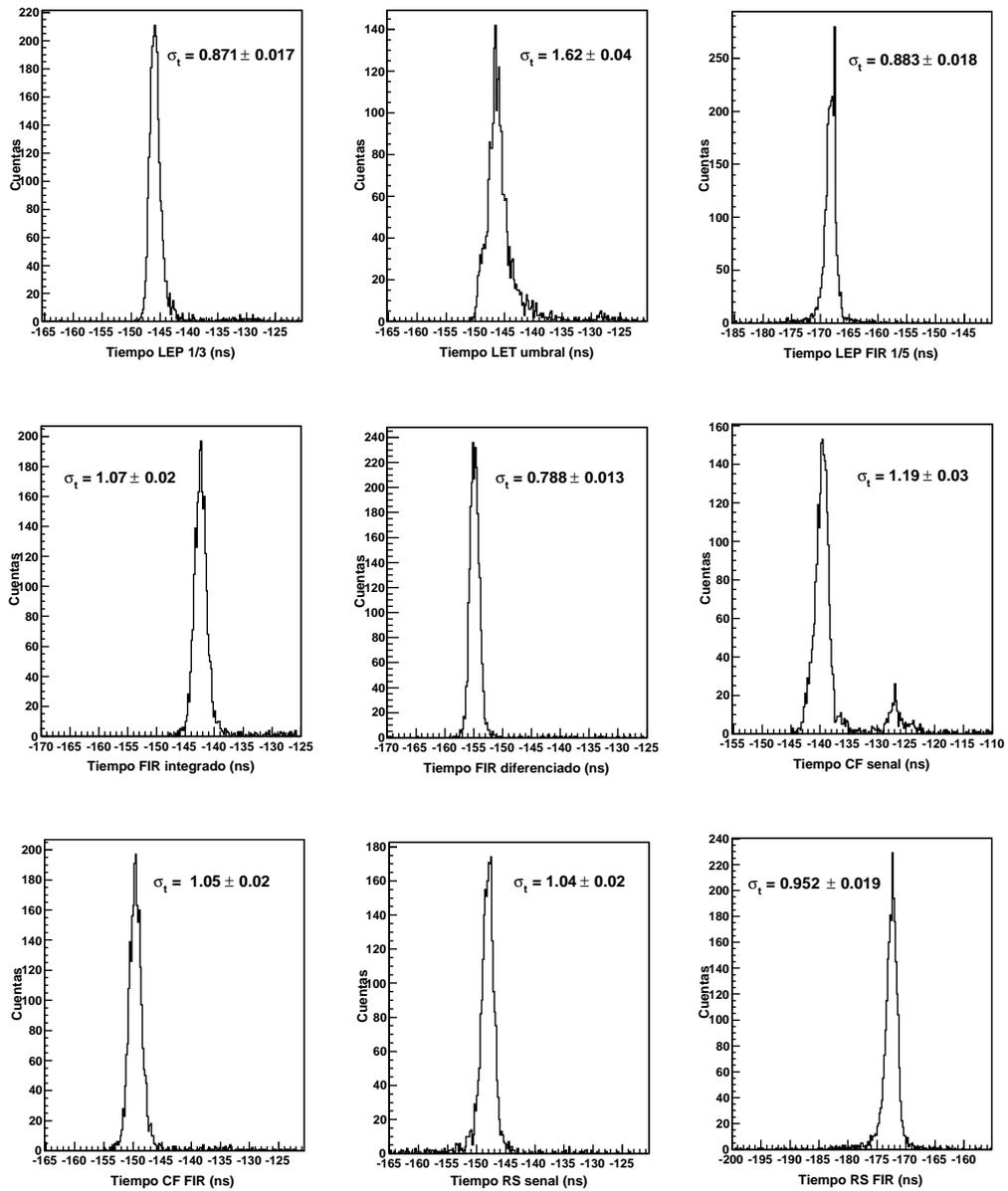


Figura 2.12: Espectro de las resoluciones temporales obtenidas con los diferentes estimadores del tiempo de disparo.

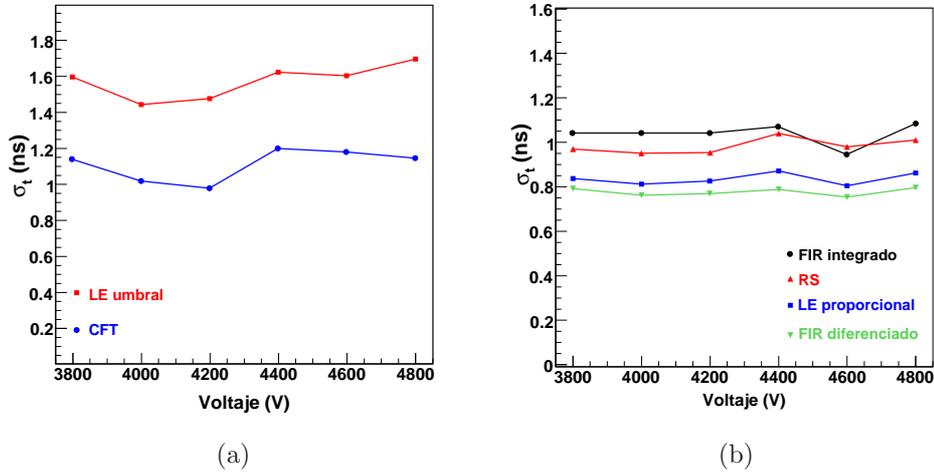


Figura 2.13: Evolución de σ_t con el voltaje de operación.

importante en la estimación de la resolución temporal. El algoritmo *CFT* retrasa el pulso invertido un tiempo t_d igual al intervalo entre la fracción constante y el pico, que es dependiente del tiempo de subida del pulso. Si este último presenta oscilaciones, aparece el efecto de *walk-time*. El *LET*, en cambio, se ve afectado por variaciones en la amplitud, puesto que estima el tiempo de disparo en el punto en el que el voltaje supera un valor umbral constante, proporcionando valores de tiempo mayores para amplitudes menores. En ambos casos, la presencia de rebotes en torno al máximo de la descarga acentúa el efecto de *walk-time*, con la consiguiente distorsión de los observables de *amplitud* y *tiempo de subida* y, por tanto, de todos los parámetros evaluados a partir de ellos, como la resolución temporal.

El resto de criterios (Fig. 2.13(b)) engloban el segundo grupo y exhiben el comportamiento esperado en cuanto al observable temporal, a excepción del *FIR integrado*, que calcula el tiempo de disparo en el máximo de la señal y también se ve afectado por los rebotes electrónicos en esta zona. El método *RS* (*Ajuste de la Recta de Subida*) toma el *tiempo de disparo* en el punto de corte entre las rectas de ajuste de la línea base y del flanco de subida. Se ve perjudicado por variaciones en el tiempo de subida, en la amplitud y por el ruido electrónico. Sin embargo, al considerar como tiempo de disparo el momento en el que se produce la señal, el efecto de *walk-time* se ve atenuado con respecto a los métodos que lo calculan en el máximo de la señal. El *LEP* y el *FIR diferenciador* muestran las mejores resoluciones temporales, ya que eluden significativamente el *walk-time*, proporcionando el último los mejores

resultados. El *LEP* toma como tiempo de disparo el valor correspondiente a una fracción constante del potencial, mientras que el *FIR diferenciador* toma el punto en el que la amplitud de la señal filtrada es máxima, i.e., el tiempo de disparo únicamente depende del momento en que se origina el pulso y no presenta ningún tipo de correlación con los observables de amplitud o carga.

En conclusión, la capacidad de evitar el ruido electrónico de la línea base, así como la completa independencia respecto de la amplitud convierten al estimador **Tiempo FIR diferenciado**, proporcionado por el *FIR diferenciador*, en el mejor evaluador de la resolución temporal de los prototipos. Sin embargo, todas las resoluciones temporales inferidas a partir de los algoritmos de análisis contienen una componente geométrica introducida por la configuración del dispositivo experimental.

2.4. Correlaciones

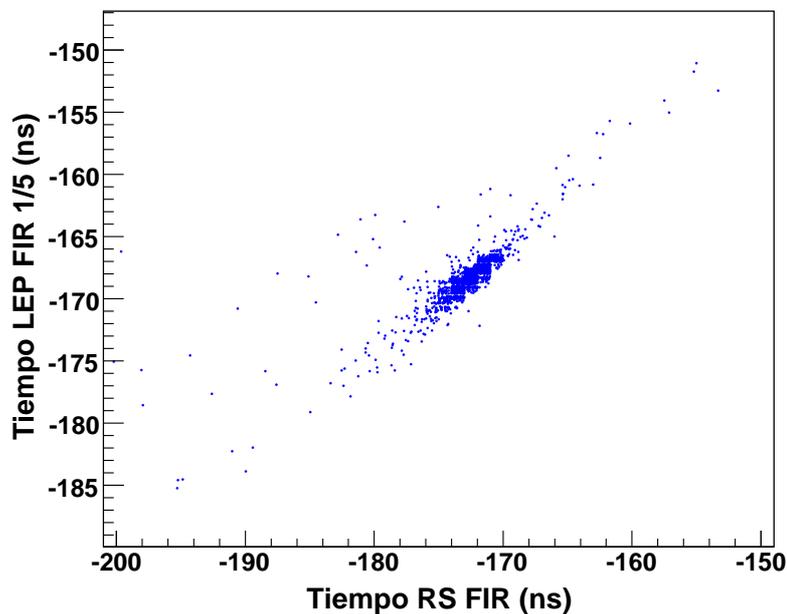


Figura 2.14: Correlación Tiempo-Tiempo. A partir de ella se define el estimador Nuevo Tiempo.

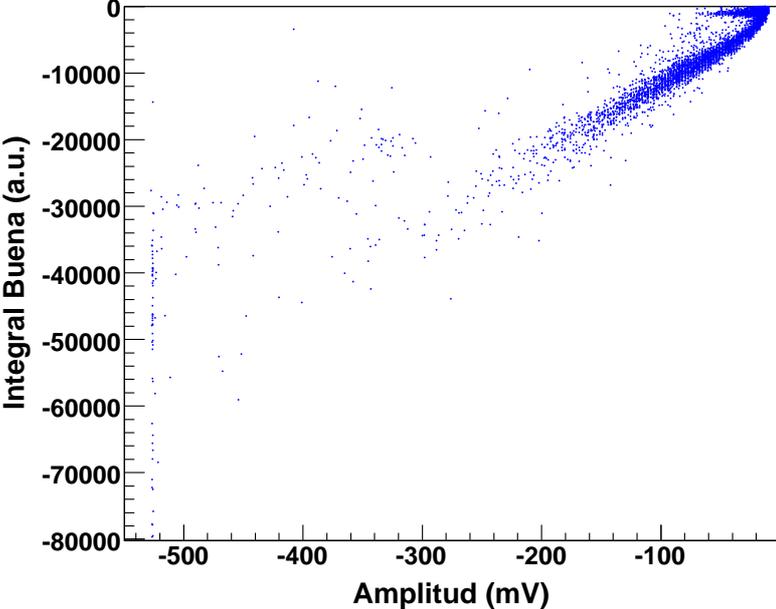
Otra aspecto del análisis que desvela gran parte de la información sobre el comportamiento de las señales es el estudio de las correlaciones entre los

estimadores. Sin embargo, establecer una correlación entre dos variables no es una condición suficiente para establecer una relación causal entre ellas, y viceversa [20]. Debemos estar seguros de que el único nexo entre los dos parámetros es la causa de la correlación. Un ejemplo claro se muestra en la correlación lineal entre *Tiempo LEP FIR 1/5* y *Tiempo RS FIR* (Fig. 2.14).

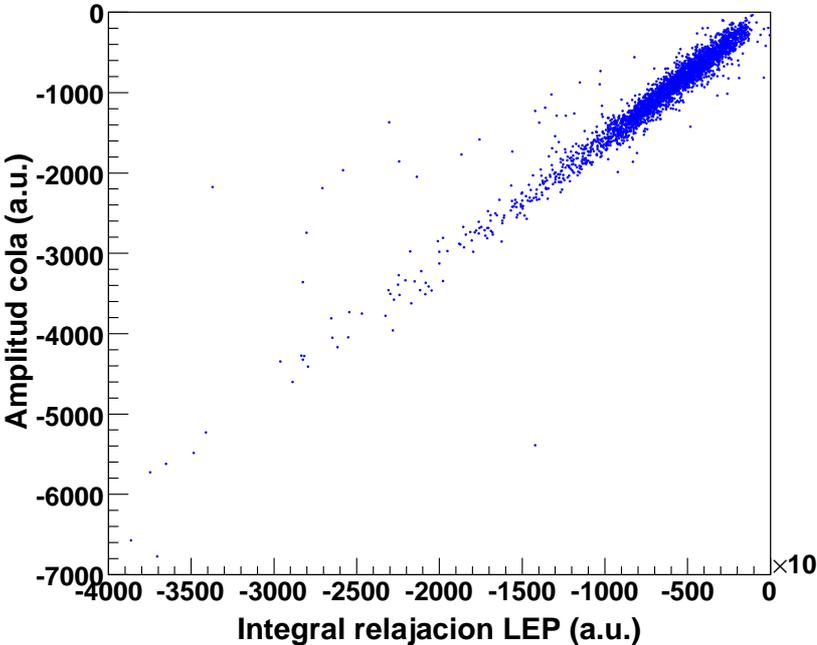
Recurriendo a la definición matemática de correlación lineal, si dos variables tienen un coeficiente de correlación de Pearson mayor a 0,5 están conectadas entre sí. Esto es, si advertimos una correlación lineal entre dos estimadores que evalúan el mismo observable por dos procedimientos independientes, podremos afirmar que la relación causal entre ambos es el propio observable y que su desviación es, por tanto, la desviación de la correlación. A partir de esta idea nace el estimador **Nuevo Tiempo**, en el que profundizaremos en el siguiente apartado.

Correlación *Carga-Amplitud*

En este caso, la relación causal es obvia. Asumiendo que las señales son proporcionales al pulso primario producido en la RPC, cuanto mayor sea el pulso, mayor será su carga. Pero no todas las señales que recoge el prototipo tienen la misma procedencia. La electrónica que forma el pulso, además del ruido blanco, genera una radiofrecuencia inducida en los electrodos de la cámara y en los cables. También detecta los llamados *streamers*, fenómenos generados por el propio detector en los que la propagación de la avalancha evoluciona resultando en un rápido crecimiento de la descarga, que produce pulsos anormalmente grandes. En la Fig. 2.15(a) se observan las tres familias de pulsos. La correlación principal es la correspondiente a las señales procedentes de rayos cósmicos. En el caso de la radiofrecuencia, se trata de pulsos que en promedio anulan la carga total, de modo que presentan una carga constante y pequeña para cualquier amplitud. Los *streamers* son los pulsos que aparecen saturando el sistema de medida en torno a 525 mV. Se advierte una cuarta familia, correspondiente a las señales para las que no se integra toda la carga. Debido a la geometría del sistema de triggers, hay pulsos que son detectados por ellos antes que por la RPC, de manera que la adquisición no graba la recuperación de la señal. La Fig. 2.15(b) muestra la correlación *Carga-Amplitud* correspondiente al análisis de la parte lenta del pulso para los sucesos procedentes de rayos cósmicos, de los que se ha suprimido el resto de señales. Nos indica que *Amplitud cola* e *Integral Relajación FIR* son dos estimadores equivalentes a los de la correlación anterior.

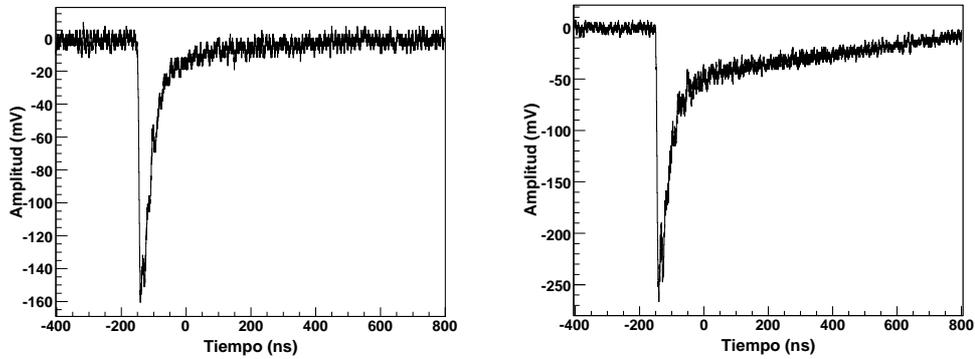


(a)



(b)

Figura 2.15: Correlaciones Carga-Amplitud más significativas.



(a) El pulso se restablece rápidamente en la parte de relajación.

(b) La recuperación de la señal muestra una distribución de carga relevante.

Figura 2.16: Pulsos procedentes de rayos cósmicos tomados con los prototipos de RPC desarrollados en la USC.

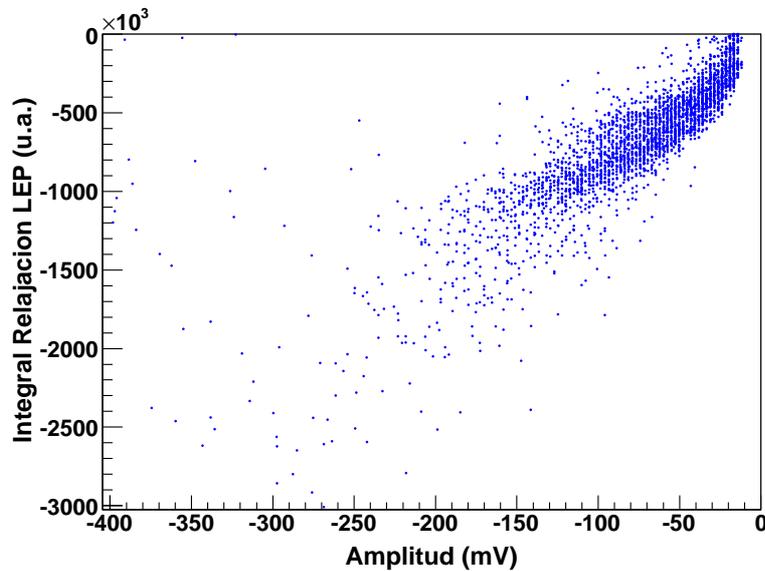


Figura 2.17: Correlación Carga-Amplitud. El estimador de carga empleado evalúa este observable en la parte de recuperación de la señal.

A lo largo del análisis pudimos apreciar la presencia de dos familias de pulsos procedentes de rayos cósmicos, en función de la forma de la parte de relajación de la señal. Así, una familia muestra una distribución de carga

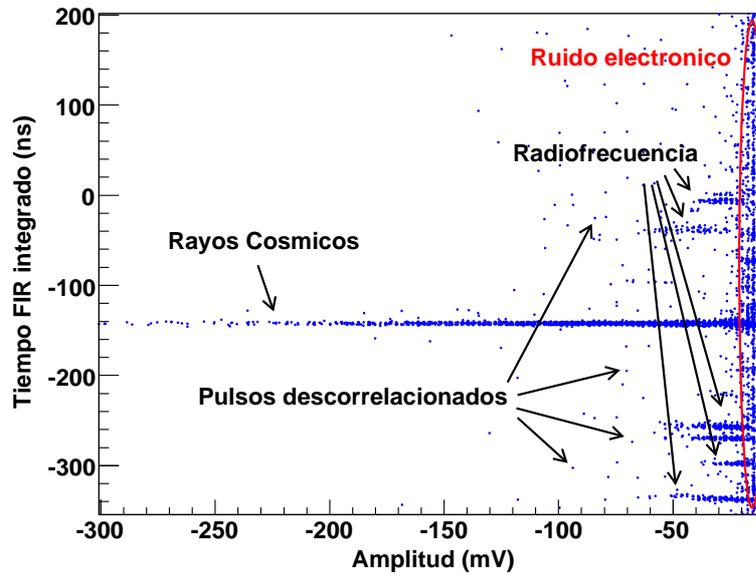
significativa en la recuperación del pulso, mientras que en la otra la señal se restablece rápidamente. En la figura 2.16 se muestran dos pulsos pertenecientes a sendos conjuntos.

El estudio de la forma de cada una de las familias resulta, pues, interesante. Sin embargo, la escasa diferencia de carga en la recuperación del pulso, así como la falta de estadística impiden obtener una separación clara entre ambos conjuntos. En la figura 2.17 se representa el estimador *Integral Relajación LEP*, correspondiente a la carga de la parte de recuperación del pulso, frente al estimador *amplitud*. Se observa una tendencia de cargas menores hacia amplitudes mayores para algunos pulsos, y una correlación lineal para el resto. Sin embargo, la falta de estadística dificulta una clara identificación. Asimismo, se puede apreciar la superposición de ambas familias para amplitudes inferiores a unos 60 mV.

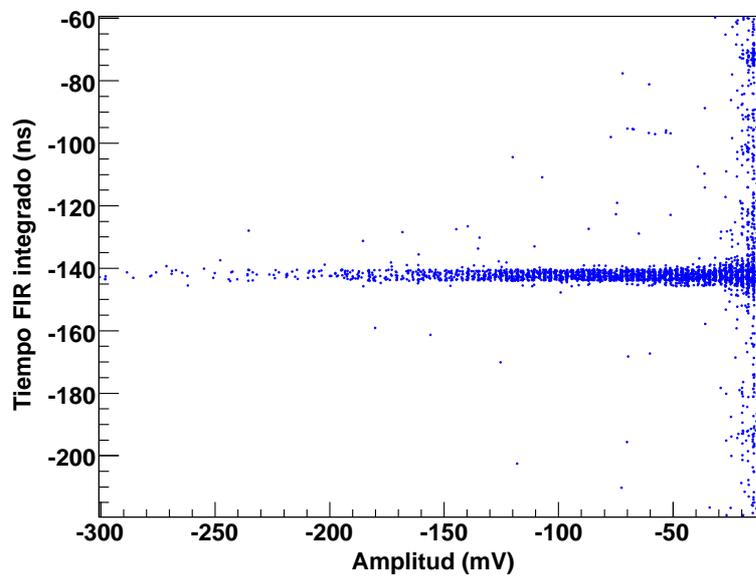
Correlación *Tiempo-Amplitud*

A pesar de que los pulsos de radiofrecuencia inducida son detectados en la correlación *Carga-Amplitud*, consideramos preferible discriminarlos en la correlación *Tiempo-Amplitud*, dado que en la primera la familia de radiofrecuencia no se separa bien de la de señales provenientes de los pulsos de rayos cósmicos de más baja amplitud. Si representamos el estimador *Tiempo FIR added* frente a *Amplitud* (Fig. 2.18(a)), observamos que los pulsos de radiofrecuencia revelan diferente tiempo de disparo a los procedentes de rayos cósmicos, facilitando el desacoplamiento de ambas familias. En la figura 2.18(b) vemos la efectividad del algoritmo *FIR* con esta correlación, ya que la dependencia del *tiempo de disparo* con la *amplitud* de la señal es nula para la familia de señales procedentes de rayos cósmicos, no habiendo evidencia de efecto de *walk time*. En esta correlación se realiza el corte en la ventana de tiempos para hacer la discriminación entre las señales procedentes de rayos cósmicos y el resto, ya que se distinguen la radiofrecuencia, las señales descorrelacionadas, el ruido blanco de la electrónica y las señales saturadas de la correlación de rayos cósmicos.

En el caso de los procedimientos *LET* (Fig. 2.19(a)) y *LEP* (Fig. 2.19(b)), se ponen de manifiesto los fenómenos de *walk time* y *jitter*, respectivamente, al representar los estimadores *Tiempo LEP 1/3* y *Tiempo LET umbral*. Ambos representan el observable *tiempo de disparo* frente a *Integral Buena*. En la figura 2.19(a) se aprecia la presencia del *walk-time*, que en la 2.19(b) desaparece, quedando únicamente el *jitter*.

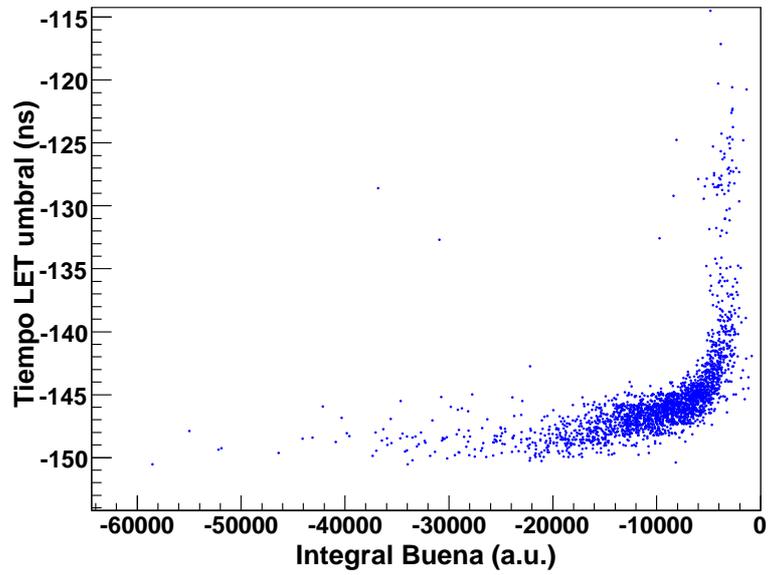


(a)

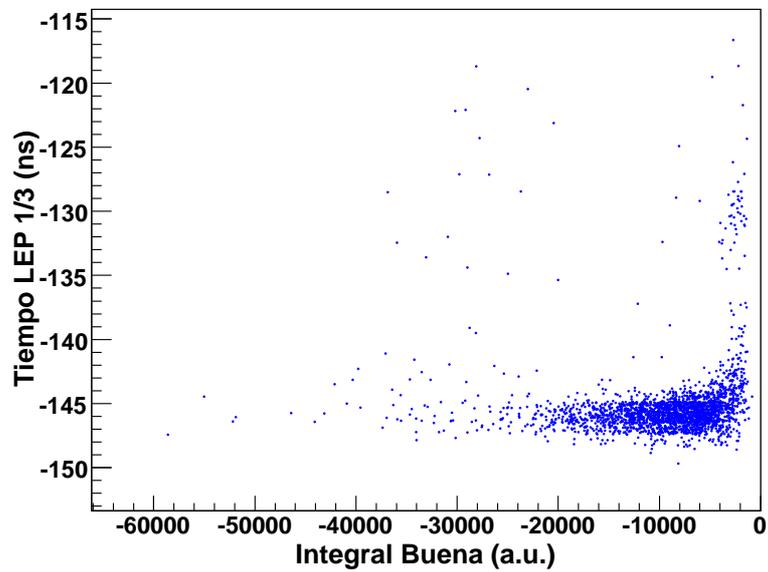


(b) Zoom en el eje de tiempos

Figura 2.18: Correlaciones Tiempo-Amplitud más significativas.



(a) Método *LET*. Se pone de manifiesto la presencia de *walk-time*.



(b) Método *LEP*. El *tiempo de tránsito* se anula en gran medida, quedando únicamente el *jitter* del estimador.

Figura 2.19: Correlaciones Tiempo-Carga.

2.4.1. El estimador *Nuevo Tiempo*

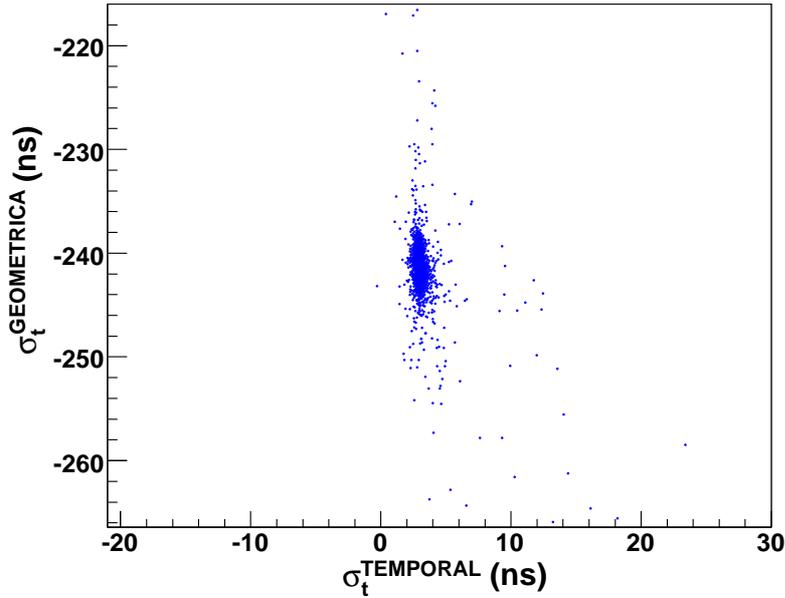


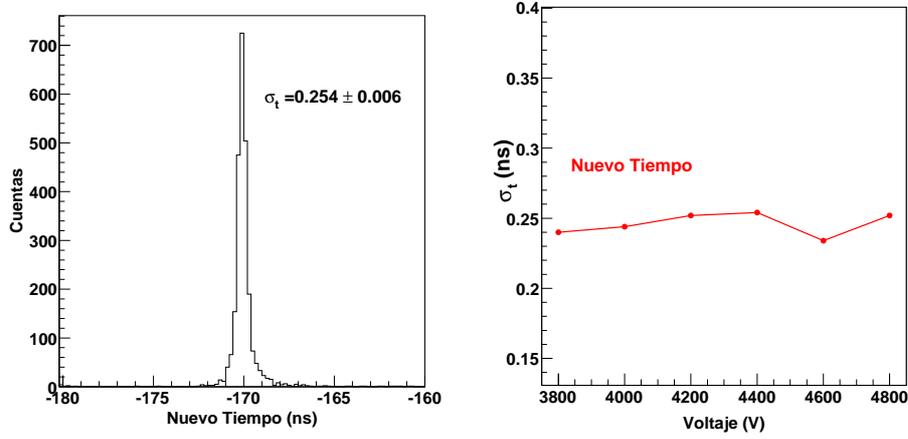
Figura 2.20: Rotación de la correlación Tiempo-Tiempo 2.14. A partir de ella se define el estimador *Nuevo Tiempo* como la proyección en el eje de abscisas.

La geometría del sistema de triggers introduce un error significativo en σ_t . Los plásticos centelleadores son de gran superficie y abarcan un ángulo de incidencia grande, con lo que la llegada del pulso a la RPC no tiene por qué coincidir con su llegada a los plásticos. Por tanto, la resolución temporal total viene dada por diversas contribuciones:

$$\sigma_{TOT} = \frac{\sigma_{OSC}}{2} + \sqrt{\sigma_{RPC}^2 + \sigma_{TR,temp}^2 + \sigma_{geo}^2 + \sigma_{EL}^2} \quad (2.6)$$

Donde σ_{OSC} es la incertidumbre intrínseca debida al intervalo de tiempo de muestreo del osciloscopio que controla la adquisición de datos, $\sigma_{TR,temp}$ es la componente temporal de la dispersión producida por los triggers, σ_{geo} es la componente geométrica y σ_{EL} es la dispersión introducida por la electrónica de lectura.

En esta expresión, la mayor contribución es la producida por la dispersión geométrica, que es posible extraer de la incertidumbre total. En efecto, σ_{OSC} es la resolución del FADC, cuyo valor es 200 ps, σ_{RPC} puede estimarse inferior



(a) Resolución temporal obtenida a partir de Nuevo Tiempo (b) Evolución de σ_t con el voltaje de operación para Nuevo Tiempo.

Figura 2.21: Nuevo Tiempo.

a 50 ps [8] y $\sigma_{TR,temp} \sim 100$ ps. Como ya mencionamos, si dos variables tienen un coeficiente de correlación de Pearson mayor a 0,5 están conectadas entre sí. Éste es el caso de la correlación de la figura 2.14, en la que la única relación causal entre los estimadores *Tiempo LEP FIR 1/5* y *Tiempo RS FIR* es el observable *tiempo de disparo*, puesto que lo calculan mediante algoritmos de análisis independientes (ver cuadro 3.1). La cuestión es que, si en la figura 2.14 producimos una rotación de 45° (Fig. 2.20), la proyección en el eje de ordenadas (y') representa la componente geométrica de la dispersión total (común a ambos estimadores), mientras que la proyección en el eje de abscisas (x') es la componente temporal, correspondiente a la convolución de las dispersiones de los dos estimadores.

Las coordenadas de la rotación son:

$$x' = \frac{1}{2}(x + y) \quad (2.7)$$

$$y' = \frac{1}{2}(y - x) \quad (2.8)$$

A la nueva variable x' la denominamos **Nuevo Tiempo**, donde y es el estimador *Tiempo LEP FIR 1/5* y x es *Tiempo RS FIR*.

La resolución temporal de *Nuevo Tiempo* está exenta de la contribución geométrica, aportando únicamente información acerca de la contribu-

ción temporal del sistema, tal y como se muestra en la figura 2.21. Si a la dispersión que nos queda le restamos la del osciloscopio, nos queda sólo la convolución de la dispersión del tiempo de disparo y la de la RPC, que es la debida tanto a la intrínseca como a la del estimador empleado en el análisis. Así pues, *Nuevo Tiempo* queda exento de la contribución geométrica, con una resolución temporal en torno a los 250 ps. Considerando que esta resolución es la suma cuadrática de las contribuciones de la RPC, el osciloscopio (100 ps), los *triggers* (~ 70 ps) y el propio estimador, podemos atribuir a nuestros prototipos una cota superior de 80 ps para la resolución temporal.

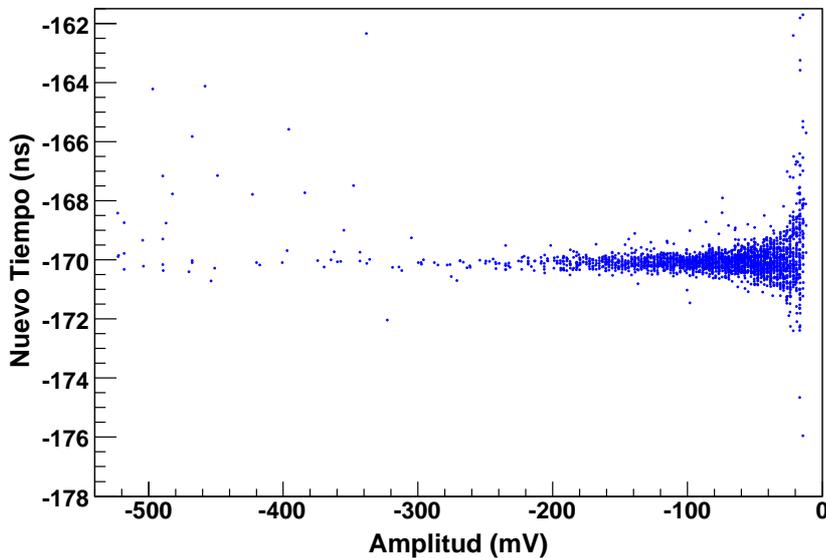


Figura 2.22: Correlación Nuevo Tiempo-Amplitud.

Es posible que *Nuevo Tiempo* presente alguna dependencia con la amplitud o la carga de la señal, dado que es un estimador del *tiempo de disparo* inferido a partir de dos estimadores evaluados con métodos de análisis diferentes. En la figura 2.22 mostramos la correlación *Nuevo Tiempo-Amplitud*, en la que apreciamos dispersiones mayores para la familia de señales más pequeñas. No es de extrañar este comportamiento, dado que *Tiempo LEP FIR 1/5* y *Tiempo RS FIR* - los estimadores de los que se deriva - presentan problemas en el cálculo del tiempo de disparo para los pulsos de menor tamaño debido a la mala calidad de la relación señal-ruido que poseen, y que los algoritmos *LEP* y *RS* no pueden atenuar. Se trata, por tanto, de una contribución al *jitter* del estimador, pero no de una dependencia del tiempo

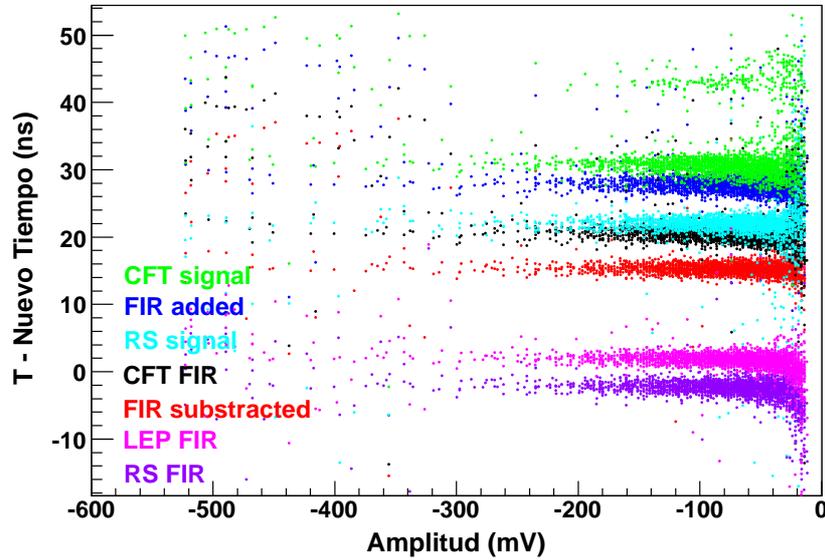


Figura 2.23: Correlaciones Tiempo-Amplitud para los tiempos de disparo más relevantes.

con el tamaño de la señal.

Es conveniente, además, hacer una comparación de las dependencias de los diferentes *tiempos de disparo* con el tamaño de la señal. Así pues, en la figura 2.23 se representa la diferencia “ $T - \text{Nuevo Tiempo}$ ” frente a la amplitud de los pulsos, donde T hace referencia a los *tiempos de disparo* más significativos. En ella se aprecia la desviación hacia tiempos menores de los pulsos de más baja amplitud para los estimadores *Tiempo LEP FIR* 1/5 y *Tiempo RS FIR*, aquellos de los que se deduce *Nuevo Tiempo*. Esta conducta, como era de esperar, es coincidente con la observada en la figura 2.22 y verifica que el aumento en la dispersión del estimador *Nuevo Tiempo* para los pulsos de más baja amplitud se deriva del *jitter* introducido por los estimadores de los que se induce.

Conclusión

Esta memoria ha sido *expresamente* realizada para ilustrar las distintas herramientas desarrolladas en el análisis de los pulsos producidos por las cámaras RPCs del *ToF-Wall* de R^3B en las futuras instalaciones de FAIR. Como estos detectores producen pulsos muy rápidos y se pretende obtener con ellos la máxima resolución temporal posible, es importante conseguir, durante el proceso de desarrollo de los prototipos, la máxima información posible acerca de la forma, tamaño y características temporales de los pulsos.

Para llevar a cabo el estudio comparativo, se utilizaron cuatro algoritmos de análisis: Leading Edge - en el que diferenciamos entre LET y LEP -, Ajuste Recta Subida, Constant Fraction Threshold y Finite Impulse Response - en el que diferenciamos entre FIR diferenciador, FIR implementado y FIR integrador -. Los tres primeros ya habían sido empleados con anterioridad para el análisis de pulsos producidos por RPCs, mientras que el último era probado por primera ocasión. Tanto el LET como el CFT presentan una fuerte dependencia con el *walk-time* y son muy sensibles a los rebotes electrónicos en el máximo de la señal, con la consiguiente deficiencia en la calidad de la resolución temporal. Resulta especialmente curioso el hecho de que el LEP, un algoritmo a priori más tosco que el CFT, alcance la resolución temporal más próxima al FIR diferenciador. Este hecho tiene una explicación simple: la forma de los pulsos tiene tal influencia en la valoración del tiempo de disparo que determina el resultado de los métodos empleados en la obtención de la resolución temporal. Así, el algoritmo CFT, que calcula el tiempo de disparo promediando el punto en el que el voltaje es una fracción constante de la amplitud del pulso, se ve afectado por las oscilaciones en el tiempo de subida de la señal, mientras que el LEP las evita en gran medida.

Tras aplicar por primera vez el algoritmo FIR a los pulsos producidos por RPCs y llevar a cabo el estudio comparativo con los criterios de análisis ya existentes, es posible llegar a la conclusión de que el método FIR no sólo es satisfactorio como herramienta de análisis de los pulsos de RPCs, sino que proporciona la mejor valoración de las prestaciones de los módulos. Así, la eficiencia se ve notablemente incrementada gracias a un innovador modo de

discriminación de los pulsos basado en el observable *tiempo de disparo*, en contraposición a los algoritmos antiguos, que se apoyaban en el parámetro *Amplitud*. De este modo, la evaluación de la eficiencia no sólo es independiente del efecto de *walk-time*, sino también del ruido electrónico asociado al pulso. Igualmente, ofrece una visión más detallada de los observables relacionados con la forma y el tamaño de los pulsos, gracias a los *estimadores* definidos en base a las variantes del algoritmo FIR, que permiten una gran flexibilidad de uso y ofrecen la mayor adaptabilidad a las necesidades demandadas. Sin embargo, el gran triunfo del algoritmo FIR reside en la obtención de la resolución temporal. Se trata de un método capaz de eludir los principales obstáculos presentes en el resto de criterios: el *walk-time* y todas las componentes asociadas al ruido electrónico, ya sea ruido blanco, radiofrecuencia inducida o rebotes en el mínimo de la señal. Todas estas propiedades convierten al FIR en la herramienta de mayor interés para el análisis de los pulsos de RPCs.

No obstante, los procedimientos de análisis expuestos en este trabajo no son suficientes para calcular una resolución temporal debida únicamente a los prototipos, ya que existe una contribución geométrica debida a la configuración particular que la estación de detección de rayos cósmicos tuvo durante la toma de datos.

Con el fin de estimar la resolución temporal intrínseca de los módulos, se propone incluir un nuevo estimador del *tiempo de disparo*, **Nuevo Tiempo**, que se obtiene a partir de la correlación lineal en la que *Tiempo LEP FIR 1/5* y *Tiempo RS FIR* evalúan el observable *tiempo de disparo* por dos procedimientos independientes. Por tanto, *Nuevo Tiempo* queda exento de la contribución geométrica, con una resolución temporal en torno a los 250 ps. Considerando que esta resolución es la suma cuadrática de las contribuciones de la RPC, el osciloscopio (100 ps), los *triggers* (~ 70 ps) y el propio estimador, podemos atribuir a nuestros prototipos una cota superior de 80 ps para la resolución temporal.

Bibliografía

- [1] http://www.gsi.de/fair/index_e.html.
- [2] <http://www.gsi.de>.
- [3] <http://www-land.gsi.de/r3b>.
- [4] W. B. Christie et al. *Nucl. Instr. and Meth. A*, 255:466, 1987.
- [5] H. Alvarez-Pol et al. *Nucl. Instr. and Meth. B*, 158:186, 2006.
- [6] D. Pérez Loureiro. *Conceptual Design of a Large Area Time-of-Flight Wall for the R³B experiment at FAIR*. Tesina, Universidad de Santiago de Compostela, 2005.
- [7] A.N. Akindinov et al. *Nucl. Instr. and Meth. A*, 533:74, 2004.
- [8] A. Schüttauf. *Nucl. Instr. and Meth. A*, 533:65, 2004.
- [9] Wang Yi et al. *Nucl. Instr. and Meth. A*, 538:425, 2005.
- [10] X-Ray Instrumentation Associates. *User's Manual Digital Gamma Finder (DGF) DGF-4C*. Version 3.04, 2004.
- [11] E. Berdermann et al. *Diamond Relat. Mater.*, 10:1770, 2001.
- [12] G. F. Knoll. *Radiation Detector and measurement*. John Wiley & sons, New York, second edition, 1989.
- [13] W. R. Leo. *Techniques for Nuclear and Particle Physics experiments*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1987.
- [14] R. Cardarelli, R. Santonico, A. di Biagio, and A. Lucci. *Nucl. Instr. and Meth. A*, 263:20, 1988.
- [15] D. Pérez Loureiro. *Construcción y test de los prototipos de RPCs para el ToF-Wall para el experimento R³B en FAIR*. DEA, Universidad de Santiago de Compostela, 2006.

- [16] C. Bacci. *Nucl. Instr. and Meth. A*, 456:121, 2000.
- [17] D. González-Díaz. *Research and Development on Timing RPCs. Applications to the ESTRELA detector of the HADES experiment at GSI*. Tesis Doctoral, Universidad de Santiago de Compostela, 2006.
- [18] <http://www.ni.com/labview>.
- [19] EG&G ORTEC. T. J. Paulus. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 32:3, 1985.
- [20] <http://en.wikipedia.org/wiki/Correlation>.