



Instituto de Tecnología Nuclear

"DETERMINACIÓN DE CAUDAL EN EL SISTEMA DE ^{16}N DEL REACTOR RA-3 MEDIANTE ANALISIS DE CORRELACIÓN CRUZADA"

CARRERA: ESPECIALIZACIÓN EN REACTORES NUCLEARES Y SU CICLO DE COMBUSTIBLE

Alumno: Lic. Lucila Rogulich
Director: Lic. Pablo Bellino

Diciembre de 2019

Índice general

1. Introducción	1
1.1. El reactor RA-3	1
1.2. Sistema de medición de ^{16}N del RA-3	2
1.3. Objetivos	3
2. Consideraciones teóricas	5
2.1. Correlación y densidad espectral de potencia	5
2.1.1. Monitoreo de caudal mediante correlación cruzada	6
2.1.2. Método de correlación cruzada generalizada	9
2.1.3. Descripción de estimadores para GCC	9
2.1.4. Espectro de fase generalizado (GPS)	10
2.2. Cálculo de potencia del RA-3 mediante ^{16}N	10
3. Desarrollo experimental	13
3.1. Hardware	13
3.2. Software	14
3.3. Ensayos del sistema	16
3.3.1. Validación del software de adquisición	16
3.3.2. Medición de caudal y velocidad de referencia	20
3.3.3. Medición de tiempo de tránsito mediante correlación cruzada	21
4. Resultados	23
4.1. Análisis de los espectros por correlación cruzada generalizada	23
4.2. Análisis del espectro de fase generalizado	25
4.3. Comparación con el caudalímetro patrón	26
5. Conclusiones	29
Bibliografía	31

Agradecimientos

Aprovecho estas breves líneas para agradecer a todos aquellos que ayudaron a la realización de este trabajo.

En primer lugar a mi director Pablo, quien gracias a su dedicación y gran capacidad siempre logró guiarme y enseñarme los aspectos teóricos y prácticos que involucran este trabajo.

Al Instituto Dan Beninson por su paciencia infinita, y por su confianza absoluta en mí como profesional, alumna y docente.

A mis jefes y compañeros de trabajo, Jorge Quintana, Marcelo Otero, Ariel Bellino por alentarme en la realización de estas mediciones.

Al Lic. Luis Pecos por el continuo intercambio de información y por asistir en las mediciones.

A Ezequiel Castillo y Luis Vazquez, por prestarnos el caudalímetro de ultrasonido y asistir en las mediciones con el instrumento patrón.

A mi colega, y amigo, Victor Bettachini por las charlas e intercambios.

A Fede.

Resumen

En el trabajo que se presenta a continuación se describe la implementación de un método utilizado para la medición del tiempo de tránsito del fluido refrigerante que circula por el sistema de ^{16}N del reactor RA-3.

Este nucleído se produce como consecuencia de la reacción $^{16}\text{O}(n, p)^{16}\text{N}$ que se da entre el oxígeno del agua y neutrones rápidos cuando el fluido refrigerante atraviesa el núcleo. Debido al corto tiempo de vida media del nucleído y a que se generan grandes niveles de actividad en el núcleo, este proceso puede ser medido por cámaras de ionización. En este trabajo, con tal fin se emplearon las cámaras de ionización gamma pertenecientes al sistema de medición del reactor.

Las señales obtenidas fueron analizadas en el dominio de las frecuencias y en el dominio temporal. El tiempo de tránsito entre ambas se calculó por medio de la fase de la densidad espectral cruzada de potencia y mediante el método de correlación cruzada generalizada. Las estimaciones se realizaron para distintos caudales del circuito primario -modos de operación del reactor- y se compararon con las obtenidas por un caudalímetro de referencia. Los resultados obtenidos fueron coincidentes, dentro de su error, con las mediciones de referencia.

Capítulo 1

Introducción

Un método usualmente empleado para la medición del caudal del circuito primario en los reactores refrigerados con agua se basa en el análisis de las fluctuaciones en la actividad del ^{16}N [1] [2] . Estas fluctuaciones en las actividades que se miden tienen su origen tanto en las fluctuaciones del flujo neutrónico como en la mezcla de aguas que han pasado por diferentes zonas del núcleo con consecuentes diferencias de activación.

El método consiste en estimar el tiempo que tarda el fluido en recorrer la distancia entre dos detectores (cámaras de ionización gamma en este caso). Conociendo la distancia entre ambos sensores se calcula la velocidad, y con la sección del tubo se determina finalmente el caudal del fluido.

El interés de dicha medición se centra en que la estimación de la potencia requiere conocer una serie de factores de calibración que son función del caudal en el sistema de medición. Estos factores corrigen el valor de la potencia estimada cuando el caudal del refrigerante cambia respecto al utilizado en la calibración original.

Actualmente el método que se utiliza para la estimación de estos factores de corrección consiste en realizar una experiencia de SCRAM y medir el tiempo que tarda la caída de la señal en pasar por ambos detectores. La implementación del método de monitoreo de ^{16}N representa varias ventajas respecto al usualmente empleado. Entre ellas se puede mencionar que es un método no invasivo que permite realizar correcciones en tiempo real, que puede realizarse durante la operación normal del reactor sin requerimientos de instrumentación adicional y sin necesidad de programar experiencias adicionales.

1.1. El reactor RA-3

El reactor RA-3 se encuentra emplazado en el Centro Atómico Ezeiza (CAE), Provincia de Buenos Aires. Es un reactor de tipo tanque abierto, sus elementos combustibles son tipo MTR de uranio enriquecido al 20 % en el isótopo 235. Utiliza como moderador y refrigerante agua liviana, y su núcleo se encuentra reflejado por grafito. La potencia de trabajo máxima es de 10 MW térmicos.

El calor generado en el núcleo es transferido al agua, la cual circula por los espacios libres entre placas en forma descendente, atraviesa la boquilla de los elementos combustibles, la grilla, el cono de succión (clapeta), pasando por el tanque de decaimiento y finalmente ingresando al circuito de refrigeración conocido como Sistema de Refrigeración Primario (SRP).

Este circuito primario de refrigeración consta de tres bombas que hacen posible la circulación forzada descendente a través del núcleo, tres intercambiadores de calor que transfieren el calor al circuito de refrigeración secundario y dos tanques de decaimiento para disminuir la tasa de exposición en sala de bombas. Todos estos sistemas debidamente instrumentados actúan de manera de asegurar la operación en forma confiable. Dependiendo la configuración de bombas e intercambiadores de calor que se utilice, variará el caudal de refrigerante que circula por el SRP.

Los modos de operación habituales se muestran en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1: Modos de operación habituales del RA-3 [3].

Modo	Bombas primario (BP)	Intercambiadores de calor (HX)	Caudal promedio máximo (m ³ /h)
I	1	1	570
II	1	2	750
III	2	2	1000
IV	2	3	1050
V	3	3	1350
VI	-	-	Convección natural

El sistema consta de tres ramas. Cada rama tiene una bomba y un intercambiador de calor. Una conexión entre ramas aislables con válvulas permite diferentes combinaciones entre bombas e intercambiadores, otorgando al sistema la flexibilidad necesaria.

Cada uno de los modos presentados en la Tabla 1.1 contemplan un máximo caudal de circulación, y se seleccionan dependiendo la potencia a la cual se desea operar.

En general, para potencias nominales menores o iguales a 400 kW, si las condiciones de ΔP son adecuadas el reactor puede operarse utilizando solamente la convección natural (modo VI en la Tabla 1.1). Otra opción permitida para operar a potencias bajas, es mediante la activación de los modos I al III, la elección de estos dependerá nuevamente de las condiciones velocidad en la transferencia de calor.

En el caso de potencias de operación de hasta 5 MW se emplea habitualmente el modo IV, mientras que el modo V se acciona para potencias entre 9 a 10 MW.

En este trabajo, se emplearán todos los modos de operación descritos anteriormente, y se incluirán algunas combinaciones adicionales, las cuales serán detalladas más adelante.

1.2. Sistema de medición de ¹⁶N del RA-3

Para la medición la corriente generada debido a la activación del ¹⁶O es suficiente contar con un único detector acondicionado para tal fin, este es el caso por ejemplo del reactor RA-6. Sin embargo, en el reactor RA-3 se decidió instalar dos cámaras de ionización en serie con el objetivo de implementar el método de medición que se propone en este trabajo. Como antecedente de la primeras primeras mediciones realizadas en el RA-3 se puede mencionar el trabajo publicado por Matatagui [4] en el cual se presenta un primer ensayo para determinar el tiempo de tránsito de una fuente radioactiva instalada sobre un sistema rotatorio moviéndose en forma secuencial entre dos sensores. Se presentan una serie de ensayos de caracterización y validación del sistema de medición propuesto, y finalmente se muestran los resultados de la implementación de dicho sistema para la medición de las señales de ¹⁶N en el RA-3.

El sistema de medición de ¹⁶N del RA-3 consiste en una derivación del circuito primario ubicado antes de los tanques de decaimiento. Está conformado por dos cámaras de ionización (CIN1 y CIN2) cilíndricas introducidas en una serpentina en serie para aumentar su eficiencia en la detección (Figura 1.1), con un diámetro aproximado de 90 mm y una sensibilidad de $1 \times 10^{-9} \text{A}/(\text{R}/\text{h})$ [4]. Estos monitores detectan radiación gamma proveniente del decaimiento del ¹⁶N del agua refrigerante y la convierten en un valor de corriente eléctrica proporcional a la actividad generada en el agua.

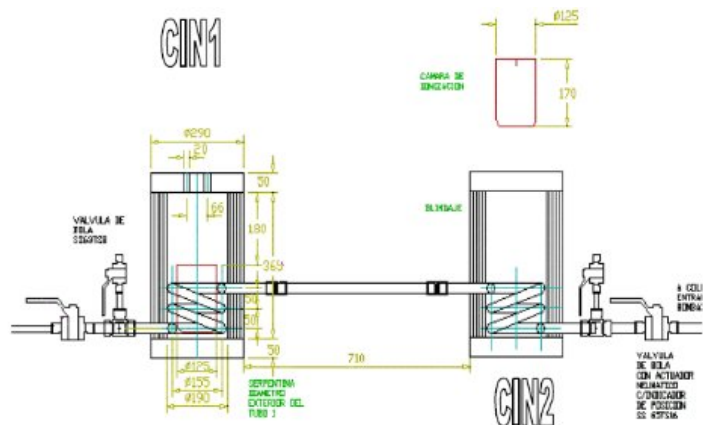


Figura 1.1: Esquema del sistema de medición de ^{16}N instalado en el RA-3. Figura extraída de [5]

Estas señales eléctricas pasan luego por los amplificadores de ^{16}N que son parte de la instrumentación del reactor. Las lecturas de dichas señales se visualizan en un display ubicado en consola, y además quedan registradas en función de la fecha y de la hora de adquisición en el sistema SEAD (Sistema Electrónico de Adquisición de Datos) del RA-3.

1.3. Objetivos

El objetivo del presente trabajo consiste en desarrollar y validar experimentalmente un método de medición del tiempo de tránsito utilizando instrumentación que es parte del reactor (sistema de cámaras de ^{16}N) como sensores. Aprovechando que la reacción de activación del ^{16}O con los neutrones que se producen en el núcleo del reactor produce fluctuaciones de actividad, se medirá el tiempo que tardan dichas fluctuaciones en pasar de una cámara de ionización a otra. Se estudiará también cómo influye el modo de operación en la determinación del tiempo de tránsito.

Para validar la adquisición y el procesamiento de datos, se utilizará un sistema sencillo que presente un retardo de tiempo conocido, y se ensayará la medición de dicho retardo utilizando el sistema de adquisición propuesto para tal fin.

Para obtener el tiempo de tránsito, se realizará el análisis de las señales tanto en el dominio de la frecuencia como en el dominio temporal. En el primer caso, se analizará la densidad espectral de potencia, y se empleará el ajuste lineal de la fase ponderando con diferentes factores de peso. Por otra parte también se utilizará la técnica de correlación cruzada generalizada para obtener el tiempo de tránsito entre las cámaras de ionización utilizadas. Mediante esta técnica se busca mejorar la resolución del pico característico que se obtiene con la correlación cruzada estándar.

Por último, se contrastarán los resultados de las mediciones de caudal realizadas mediante esta técnica, con la lectura proveniente de un caudalímetro patrón. Dicho instrumento se colocará en el paso hídrico que conecta ambas cámaras y se llevarán a cabo las mediciones de caudal y velocidad de referencia con el reactor apagado y bajo distintos modos de operación.

Capítulo 2

Consideraciones teóricas

En el siguiente capítulo se resumen las herramientas que se utilizan para el análisis de los espectros obtenidos. Se introducen las funciones que describen procesos aleatorios, tanto en el dominio espacial como en el dominio temporal.

2.1. Correlación y densidad espectral de potencia

Se consideran dos procesos aleatorios, estacionarios y ergódicos que serán llamados $\{x_1(t)\}$ y $\{x_2(t)\}$ [6]. Los mismos podrán ser representados por historias temporales individuales $x_1(t)$ y $x_2(t)$ respectivamente. Es posible definir la función correlación entre $x_1(t)$ y $x_2(t)$ como:

$$R_{x_1x_2}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_1(t)x_2(t-\tau)dt \quad (2.1)$$

La función correlación $R_{x_1x_2}(\tau)$ da una medida del grado de correlación que existe entre las historias $x_1(t)$ y $x_2(t)$ cuando están separadas temporalmente por un tiempo τ . Esta definición, será la herramienta clave en la cual se basará este método.

En el caso especial en que los procesos sean el mismo, es decir, $x_1(t) = x_2(t)$, la función anterior se denomina autocorrelación $R_{x_1x_1}(\tau)$.

Si se toma la transformada de Fourier (\mathfrak{F}) de la función correlación, es posible definir la densidad espectral de potencia cruzada (CPSD) -también comunmente llamada espectro cruzado-.

$$G_{x_1x_2}(f) = \{\mathfrak{F}(R_{x_1x_2})(\tau)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{x_1x_2}(\tau)e^{-j2\pi f\tau}d\tau \quad (2.2)$$

Para el análisis de las señales en este trabajo se consideró la densidad espectral de potencia cruzada normalizada (NCPSD) definida como:

$$\text{NCPSD}(f) = \frac{G_{x_1x_2}(f)}{\langle x_1 \rangle \langle x_2 \rangle} \quad (2.3)$$

De manera análoga, en el caso particular que $x_1(t) = x_2(t)$ se define la densidad espectral de energía (NPSD) normalizada se define según:

$$\text{NPSD}(f) = G_{x_1x_1}(f) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} R_{x_1x_1}(\tau)e^{-j2\pi f\tau}d\tau}{\langle x_1 \rangle^2} \quad (2.4)$$

En general, la CPSD será una magnitud compleja que podrá ser escrita como:

$$G_{x_1x_2}(f) = |G_{x_1x_2}(f)| e^{j\phi(f)} \quad (2.5)$$

donde se define a la fase de la CPSD como $\phi(f)$. Esta magnitud será de importancia en el presente trabajo, ya que de aquí se estimará el tiempo de tránsito.

El grado de correlación lineal que existe a una dada frecuencia entre dos procesos $x_1(t)$ y $x_2(t)$ se mide mediante una magnitud conocida como coherencia cuadrada (MSC):

$$\gamma_{12}^2(f) = \frac{|G_{x_1x_2}(f)|^2}{G_{x_1x_1}(f)G_{x_2x_2}(f)} \quad (2.6)$$

cuyo valor estará acotado en el rango:

$$0 \leq \gamma_{12}^2(f) \leq 1 \quad (2.7)$$

En este trabajo, dicha magnitud se utilizará para medir que qué componentes de frecuencias medidas de la señal en el primer detector es también medida por el segundo detector.

La correlación cruzada se calculará a partir de la CPSD, tomando la transformada inversa de Fourier para obtener:

$$R_{x_1x_2}(\tau) = \mathfrak{S}^{-1} \{G_{x_1x_2}(f)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} G_{x_1x_2}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (2.8)$$

2.1.1. Monitoreo de caudal mediante correlación cruzada

Una de las técnicas más simple para medir caudal es contar con un caudalímetro. Sin embargo hay situaciones donde esto no es posible y aparecen como alternativa las *técnicas de marcado* (tagging techniques en inglés) [7]. Para su implementación, se considera que una porción de la corriente del caudal es registrada en un punto fijo y la velocidad de circulación del caudal se determina a partir de mediciones de tiempo de tránsito. Las mediciones de caudal basadas en correlación cruzada son conceptualmente similares a las técnicas de marcado mencionadas previamente, porque al igual que las anteriores permiten determinar tiempo de tránsito.

Los procesos aleatorios presentan siempre una componente media y una componente de fluctuación, y si son medidos con un sensor adecuado desde un punto inicial a un punto final la componente fluctuante aparecerá en la señal de salida. Los sensores pueden ser de temperatura, de presión, de radiación u otros procesos variables que pueden ser de utilidad para determinar la velocidad del fluido. Si se pueden medir estas señales, pueden ser utilizadas como una caudalímetro por correlación cruzada.

Las consideraciones que subyacen a esta técnica son sencillas: se requiere dos posiciones de medición fijas (A y B en la Figura 2.1) en las cuales se ubicará el sensor que medirá la señal. Es condición necesaria que el patrón de ruido persista a lo largo del trayecto que separa ambos detectores.

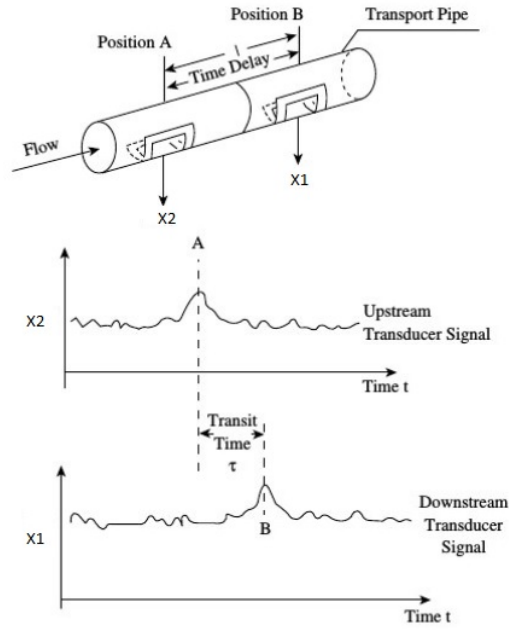


Figura 2.1: Monitoreo de caudal mediante correlación cruzada. Figura extraída de [7].

Las señales detectadas en sendas posiciones A y B son dos procesos aleatorios $x_1(t)$ y $x_2(t)$, uno de los cuales posee un tiempo de retardo τ (tiempo requerido por un proceso para viajar entre dos sensores) respecto del otro. Además, se supone que puede existir la presencia de ruido no correlacionado $n_1(t)$ y $n_2(t)$ acoplado a cada uno de los procesos anteriores. Matemáticamente se expresa como:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s(t) + n_1(t) \\ x_2(t) &= s(t - \tau) + n_2(t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

donde $s(t)$ es la fluctuación que se propaga a través del agua de refrigeración.

En el caso del análisis en el dominio de la frecuencia de las señales, al aplicar la transformada de Fourier de la Ecuación 2.9 se obtiene:

$$\begin{aligned} X_1(f) &= S(f) + N_1(f) \\ X_2(f) &= S(f)e^{-j2\pi f\tau} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Suponiendo que los ruidos no están correlacionados entre sí ni con $S(t)$ se puede calcular el espectro cruzado según:

$$G_{x_1x_2}(f) = G_{ss}(f)e^{-j2\pi f\tau} \quad (2.11)$$

Una de las ventajas que ofrece trabajar con el espectro cruzado es que los ruidos desaparecen por no estar correlacionados entre sí.

El tiempo de tránsito puede ser obtenido a través de la fase entre las dos señales (Ecuación 2.11) como función de la frecuencia como sigue:

$$\begin{aligned} 2\pi f\tau &= \phi \\ \tau &= \frac{\phi}{2\pi f} \end{aligned} \quad (2.12)$$

donde τ es el tiempo de tránsito medido en segundos, ϕ es la fase de la $G_{x_1x_2}(f)$ y f es la frecuencia.

Por último, a partir de estas medidas se puede obtener la velocidad de circulación del caudal dividiendo la distancia que separa a ambos detectores por el tiempo de tránsito.

En el dominio temporal, la correlación de las señales de salida de los sensores consiste en multiplicar una por la otra. Luego, una de las señales es desplazada en pequeños intervalos con respecto a la

primera señal. Este procedimiento se repite hasta que la primera señal queda superpuesta con la segunda señal. El producto medio de las dos señales puede ser graficado como función del tiempo de corrimiento. En este gráfico se obtiene un pico al tiempo coincidente con el tiempo de tránsito.

La forma de este pico dependerá de cómo es la auto correlación de las fluctuaciones de actividad. Cuanto mayor sea el ancho de banda de las componentes de frecuencia de $G_{x_1x_2}(f)$, más angosto será el pico de $R_{x_1x_2}(\tau)$. Por el contrario, cuando el ancho de banda disminuya, la correlación cruzada se ensanchará dificultando su resolución.

La función de correlación $R_{x_1x_2}$ tendrá en general valores entre -1 y 1, dado que las variables x representan la media de la señal dividida por su desviación estandar. Los valores cercanos a 1 indican una buena correlación mientras que valores cercanos a -1 representan una buena correlación inversa. Cuando $R_{x_1x_2}$ tiende a cero, en cambio, significa que no existe correlación entre las señales de interés.

Ambos abordajes serán implementados en este trabajo, y la utilización de uno u otro se basará en emplear aquel que ofrezca una mayor interpretación física del fenómeno estudiado.

Un sistema para medición de tiempo de tránsito por caudal (MTTQ) deberá contar con los siguientes módulos (o aquellos que reemplacen cada función adecuadamente).

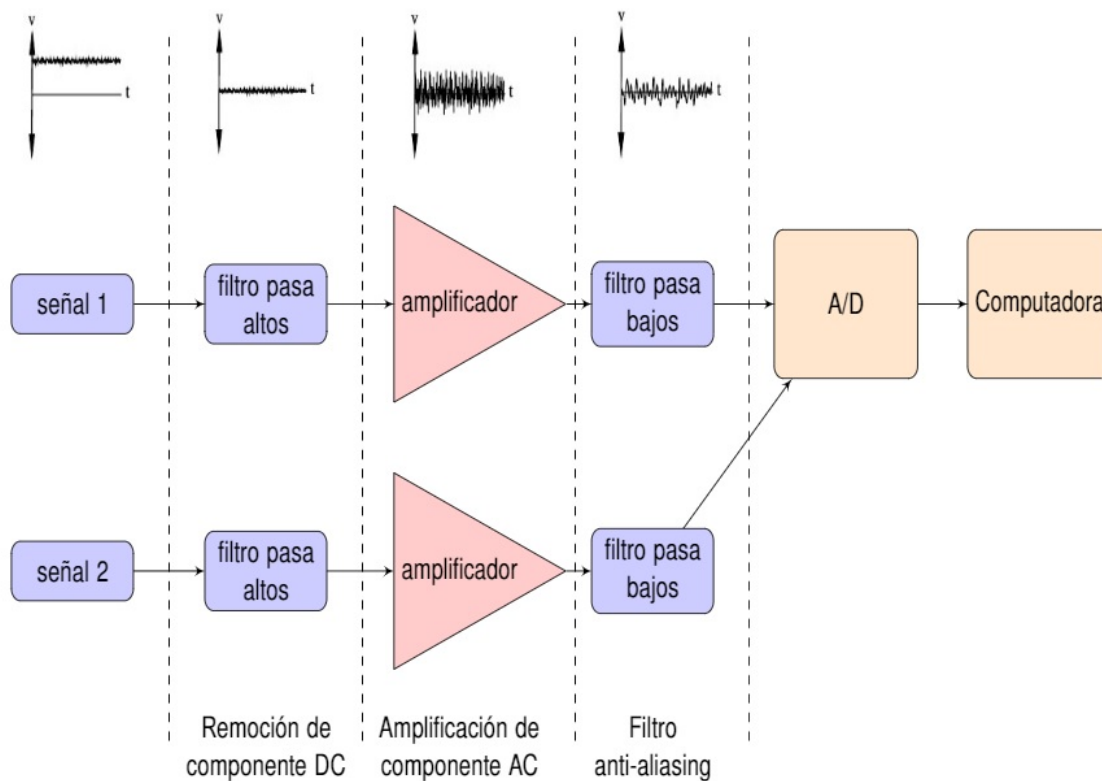


Figura 2.2: Sistema para medición de tiempo de tránsito por caudal (MTTQ)

En la Figura 2.2 se esquematiza una etapa para el acondicionamiento de la señal, la cual consta de un módulo para extraer la componente de corriente alterna (AC) que contiene la correlación cruzada. La señal cruda generalmente contiene la señal continua (DC) que está superpuesta con la señal de corriente alterna.

Esta corriente DC es removida por un filtro pasa altos. La componente remanente (AC) es luego amplificada y enviada a través de un filtro pasa bajos para remover ruido y promover anti-aliasing. Luego, la señal pasa por un convertidor analógico digital (A/D) que muestrea las señales para su posterior análisis y correlación cruzada.

Teniendo en cuenta la complejidad en cuanto a electrónica que pueden generar las etapas de filtrado de altas frecuencias y amplificación se decidió plantear un sistema de adquisición más sencillo prescindiendo de dichos componentes. Cabe mencionar, por ejemplo, que se eligió el rango de la tarjeta

de acuerdo a la amplitud de la señal que se desea medir.

2.1.2. Método de correlación cruzada generalizada

El abordaje de correlación cruzada generalizada (GCC) fue propuesto por primera vez en 1973 por Carter [8]. El objetivo de este método se centra en acentuar el pico de la correlación cruzada. Este enfoque se puede aplicar tanto en el dominio de las frecuencias como en el dominio temporal.

La idea consiste en aplicar funciones de peso Ψ que serán asociadas a cada uno de los estimadores del tiempo de retardo.

En el dominio de frecuencias, el método de la GCC consiste en construir una función de peso $\Psi(f)$ que dé más importancia a ciertas frecuencias en el momento de calcular la correlación cruzada [9]. Entonces, se puede escribir la correlación cruzada generalizada $R_{x_1x_2}^g(\tau)$ entre dos señales $x_1(t)$ y $x_2(t)$ como:

$$R_{x_1x_2}^g(\tau) = \mathfrak{F}^{-1} \{ \Psi_g(f) G_{x_1x_2}(f) \} = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_g(f) G_{x_1x_2}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (2.13)$$

En el dominio temporal, aplicar la GCC es equivalente a pre-filtrar las dos señales $x_1(t)$ y $x_2(t)$ por sendos filtros $H_1(f)$ y $H_2(f)$ respectivamente, y luego retardar una señal un tiempo τ y efectuar la integración. La relación entre estos filtros con la función de peso resulta ser $\Psi_g(f) = H_1(f) * H_2(f)$.

Para el análisis de las señales de ^{16}N del RA-3 se tendrán en cuenta ambos enfoques. Se analizarán las bondades de cada estimador y se seleccionará aquel que ofrezca mejorar la resolución del pico de correlación cruzada, a fin de comparar los resultados obtenidos mediante el método propuesto con el instrumento de referencia.

2.1.3. Descripción de estimadores para GCC

- Correlación cruzada básica (BCC): Este estimador ofrece una función de peso trivial

$$\Psi_{\text{BCC}}(f) = 1 \quad (2.14)$$

- Transformada de la fase (PHAT): La función de peso en este caso es:

$$\Psi_{\text{PHAT}}(f) = \frac{1}{|G_{x_1x_2}(f)|} \quad (2.15)$$

Al ser reemplazado en la ecuación 2.13 se obtiene:

$$R_{x_1x_2}^{\text{PHAT}}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G_{x_1x_2}(f)}{|G_{x_1x_2}(f)|} e^{j2\pi f\tau} df = \delta(t - \tau) \quad (2.16)$$

Para este estimador se pueden mencionar al menos dos desventajas. En el caso particular que $G_{x_1x_2}(f)$ sea igual a 0, este estimador se anula en alguna banda de frecuencias, entonces la fase queda indefinida en dicha banda y el estimador de la fase se vuelve errático.

Además, este estimador no tiene en cuenta el ruido espurio que pueden tener las señales medidas, asignándole el mismo peso a las frecuencias muy contaminadas con ruido que al resto.

- Máxima semejanza (ML)

En este caso, la función de peso se escribe como:

$$\Psi_{\text{ML}}(f) = \frac{1}{|G_{x_1x_2}(f)|} \frac{\gamma_{12}^2}{|1 - \gamma_{12}^2|} \quad (2.17)$$

La idea que subyace a este estimador es la de obtener el tiempo de tránsito que maximice la probabilidad de obtener un retardo τ teniendo en consideración dos series de mediciones en función del tiempo [10].

Su definición, incluye un término similar al estimador PHAT, pero además está multiplicado por un segundo factor, que corresponde a la inversa de la varianza del estimador de la coherencia [11].

La varianza de la coherencia es una función decreciente con la coherencia: donde la coherencia sea alta, la varianza será baja.

- Coherente (COH)

La estructura de este estimador contiene la definición del estimador PHAT multiplicada por la coherencia cuadrada:

$$\Psi_{\text{COH}}(f) = \frac{\gamma_{12}^2(f)}{|G_{x_1x_2}(f)|} \quad (2.18)$$

Al aplicar este estimador se busca darle mayor importancia a aquellas frecuencias que poseen una coherencia alta, en cuyo caso se obtendrá un alto grado de correlación entre las señales medidas. Adicionalmente, la coherencia tiene en cuenta al ruido espurio, tomando un valor pequeño en aquellas frecuencias donde el ruido sea alto.

2.1.4. Espectro de fase generalizado (GPS)

Tal como se mencionó en la sección § 2.1.1 es posible estimar el tiempo de tránsito entre dos procesos mediante el cálculo de la pendiente de la fase (CPSD).

En esta sección, se introducirá el concepto de *espectro de fase generalizado* el cual involucra la aplicación de los factores de peso presentados en § 2.1.3 en la estimación del tiempo de retardo τ .

Es posible demostrar [6] que el tiempo de tránsito determinado a partir de la correlación cruzada generalizada (GCC) es equivalente a su cálculo según:

$$\tau = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{f=0}^{f_m} W_g(f) \phi(f) f}{\sum_{f=0}^{f_m} W_g(f) f^2} \quad (2.19)$$

La Ecuación 2.19 implica un ajuste lineal por cuadrados mínimos de la fase [12], ponderado la misma con los factores de peso $\Psi_{(f)}$ como sigue:

$$W_g(f) = \Psi_{(f)} |G_{x_1x_2}(f)| \quad (2.20)$$

Mediante estos factores será posible estimar el tiempo de tránsito priorizando a qué parte del espectro se le dará mayor importancia.

Si los factores descriptos anteriormente se aplican a la Ecuación 2.20 se obtienen las nuevas funciones de peso para el método GPS.

En la Tabla 2.1 se resumen las funciones de peso resultantes para ambos métodos.

Tabla 2.1: Factores de peso para los métodos GCC y GPS

	BCC	PHAT	COH	ML
$\Psi_g(f)$	1	$\frac{1}{ G_{x_1x_2}(f) }$	$\frac{\gamma_{12}^2(f)}{ G_{x_1x_2}(f) }$	$\frac{1}{ G_{x_1x_2}(f) } \frac{\gamma_{12}^2}{ 1-\gamma_{12}^2 }$
$W_g(f)$	$ G_{x_1x_2}(f) $	1	γ_{12}^2	$\frac{\gamma_{12}^2}{1-\gamma_{12}^2}$

2.2. Cálculo de potencia del RA-3 mediante ^{16}N

La estimación de la potencia del reactor se realiza utilizando las corrientes de las cámaras de ^{16}N o mediante la corriente de la cámara CIP (cámara de ionización compensada) que se encuentra ubicada en columna térmica. Se verifica que las corrientes de ^{16}N presentan una clara dependencia con el caudal del núcleo.

A su vez, la potencia del reactor estimada a través de ^{16}N debe ser corregida por una serie de factores que tienen en cuenta, por un lado, el tiempo de tránsito del fluido refrigerante a través del núcleo (factor fn), y en otro caso, el tiempo de tránsito del fluido en el paso hídrico donde están ubicadas las

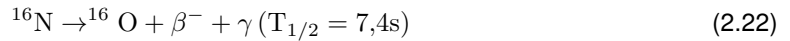
cámaras de ionización para medición de ^{16}N (factor FQ). En esta sección se derivarán las expresiones matemáticas que vinculan este último factor con el tiempo de tránsito que se desea determinar.

El sistema de medición de ^{16}N - SMN16 de aquí en más - toma el refrigerante del sistema primario de refrigeración a la salida del núcleo antes de entrar a uno de los tanques de decaimiento y lo devuelve antes de la entrada a las bombas. El caudal que circula por este sistema es proporcional al caudal del núcleo y presenta dependencias con la diferencia de presión a través del sistema de medición de ^{16}N , con caudal total y con modo de operación que se esté utilizando en el sistema primario.

El ^{16}N se produce por la reacción nuclear entre los neutrones producidos en la fisión con $E > 9$ MeV ($\simeq 1\%$) y el ^{16}O del agua del sistema primario:



A su vez el ^{16}N decae mediante mecanismo beta según:



La concentración del nucleído en el núcleo del reactor funcionando a una potencia constante (P) depende del tiempo de permanencia del refrigerante Δt_N en el mismo [5] :

$$C_{N16}^N \propto P(1 - e^{-\lambda_{N16}\Delta t_N}) \quad (2.23)$$

Esta concentración se reduce por decaimiento radiactivo durante el tiempo de tránsito Δt_n del refrigerante desde el núcleo hasta la posición de la primera cámara de corriente de nitrógeno (CIN1). Por lo tanto, la concentración de ^{16}N a la entrada de la serpentina que rodea a dicho instrumento será:

$$C_{N16}^{CIN1} = C_{N16}^N e^{-\lambda_{N16}t_n} \quad (2.24)$$

El valor de t_n se compone de dos intervalos de tiempo, $t_n = t^{(N-E)} + t^{(E-CIN1)}$, donde el primer término es el tiempo de tránsito del refrigerante desde el núcleo hasta la entrada del sistema de medición de ^{16}N , mientras que el segundo término es el tiempo de tránsito del refrigerante desde la entrada del sistema de medición de ^{16}N hasta la primera cámara de ionización.

Así, las corrientes de ^{16}N se pueden calcular según:

$$I_{N1} = T_{e1} S_{CIN1} \quad (2.25)$$

$$I_{N2} = T_{e2} S_{CIN2} \quad (2.26)$$

Donde T_e representa la tasa de exposición de cada cámara y S_{CIN} es la sensibilidad de cada una de ellas.

Por otra parte, las concentraciones de ^{16}N en ambas cámaras están relacionadas entre sí por la ley de decaimiento radiactivo según:

$$C_{N16}^{CIN2} = C_{N16}^{CIN1} e^{-\lambda_{N16} \Delta t_{1-2}} \quad (2.27)$$

donde t_{1-2} es el tiempo de tránsito del refrigerante desde la entrada a la serpentina correspondiente a CIN1 hasta la entrada a la serpentina correspondiente a CIN2, y es sabido que t_{1-2} es inversamente proporcional a Q_{N16} , con lo cual

$$Q_{N16} \propto \frac{1}{\Delta t_{1-2}} \propto FQ \quad (2.28)$$

Queda demostrado explícitamente en la Ecuación 2.28 la dependencia del factor de corrección de la potencia FQ con el tiempo de tránsito del fluido refrigerante en el sistema de ^{16}N , y por lo tanto la importancia de estimar este tiempo (y por extensión el caudal) con precisión.

Capítulo 3

Desarrollo experimental

El sistema para la estimación del tiempo de tránsito involucra tanto al hardware como al software. Su instrumentación se diseñó sobre la base de medir electrónicamente señales provenientes de sensores tipo cámara de ionización, y controlar la adquisición y el envío de datos a una PC. En la PC se efectuó el procesamiento matemático de estas señales y la salida de los resultados en pantalla. La electrónica empleada se seleccionó poniendo especial énfasis en lograr una medición de las fluctuaciones de las señales con buena respuesta temporal.

3.1. Hardware

El hardware está conformado por los siguientes equipos:

- Dos cámaras de ionización (CI) cilíndricas, las cuales se polarizan positivamente con fuentes de alta tensión a baterías de 288 V [4] . Poseen un diámetro de 90 mm y una longitud de 30 cm. Están presurizadas con 10 atm de argón. El contenedor externo es de acero inoxidable con un espesor de pared de unos 2 mm. La sensibilidad de las mismas es de $1 \times 10^{-9} \text{A}/(\text{R/h})$. Las CI detectan la radiación gamma del ^{16}N y la convierten en un valor de corriente eléctrica proporcional a la actividad del agua.
- Como interface entre los circuitos de acondicionamiento de la señal y la PC se empleó una tarjeta de adquisición National Instruments modelo NI DAQ USB 6353. Esta tarjeta cuenta con 16 entradas analógicas, 24 líneas digitales de E/S, dos contadores/temporizadores, una precisión en la lectura de 16 bits y una velocidad de muestreo de hasta 1,25 MS/s. Para controlar este driver, se utilizó el software LabVIEW (ver § 3.2).

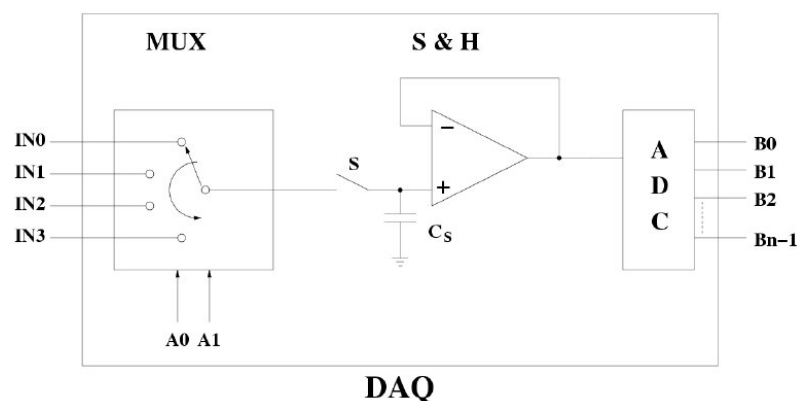


Figura 3.1: Diagrama representativo de una tarjeta DAQ para la adquisición de datos [13].

La Figura 3.1 esquematiza las componentes que conforman este tipo de tarjetas de adquisición.

La misma está conformada por un multiplexor (MUX) mediante el cual se toma la señal analógica en las entradas INi y selecciona entre las cuatro entradas con las dos patas A0 y A1 según la combinación: IN1: A0=0V A1=0V, IN2: A0=0V A1=5V, IN3: A0=5V A1=0V, IN4: A0=5V A1=5V

Cuando la pata S se conecta entre MUX y S&H la señal ingresa en el buffer y al desconectarse S queda retenida en este circuito. El operacional posee tanto a la entrada como a la salida la misma señal (en este caso corrientes) y el único acondicionamiento que proporciona es un filtrado de altas frecuencias a través de la capacitancia Cs. La señal de salida del buffer pasa a la placa ADC donde es digitalizada para ser leída en una PC.

3.2. Software

LabVIEW (acrónimo de Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) es una plataforma y entorno de desarrollo para diseñar sistemas, con un lenguaje de programación visual gráfico. El lenguaje que usa se llama lenguaje G, donde la G simboliza que es lenguaje Gráfico.

Los programas desarrollados con LabVIEW se llaman Instrumentos Virtuales, o VIs, y su origen proviene del control de instrumentos, aunque hoy en día se ha expandido ampliamente no sólo al control de todo tipo de electrónica.

Para realizar la adquisición de las señales se implementó un VI (Figura 3.2) que adquiere la señal de voltaje proveniente de las CIN y las almacena en formato binario.

El VI implementado está conformado por un bloque o sección de adquisición (en rojo) en la cual se crean dos canales de entrada en voltaje analógico, se fija la tasa de muestreo con un reloj de adquisición (que en nuestro caso es continuo) y se da comienzo a la adquisición.

La lectura de las muestras de los N canales de la placa de adquisición se realiza mediante la función "DAQmx Base Analog 2D DBLNChanNSamp" que lee las muestras desde un arreglo 2D. Esta herramienta proporciona un método confiable para adquirir muestras de múltiples canales porque el tiempo de lectura queda acotado a la capacidad de respuesta del hardware y además ofrece la posibilidad de correlacionar lecturas entre múltiples canales.

Se incluye también un contador para registrar el número de historias medidas, y un tiempo de espera entre mediciones (timeout) que se programó para esperar indefinidamente la llegada de una medición.

Las mediciones se agrupan en una matriz de datos. Utilizando la función "index array" se separa la información contenida en las filas del arreglo (que contienen la información de las dos señales que se están adquiriendo) en dos archivos binarios diferentes.

Los archivos binarios adquiridos pasan al bloque de almacenamiento (en amarillo) donde se crea un archivo vacío, se copian los datos y se guardan bajo la extensión ".dat".

Si bien el control de errores es opcional, en este caso se utiliza la herramienta de gestión de errores ("error handling") en todos los pasos del VI. Dicha función está representada por líneas amarillas que se extienden a lo largo de todos los pasos del programa de adquisición y reporta tanto errores de escritura como errores de adquisición. Cualquier error que se haya generado en algún paso del VI se informa en el bloque de errores, en la imagen delimitado en azul.

Los archivos binarios resultantes de la adquisición de datos fueron analizados empleando el software Matlab.

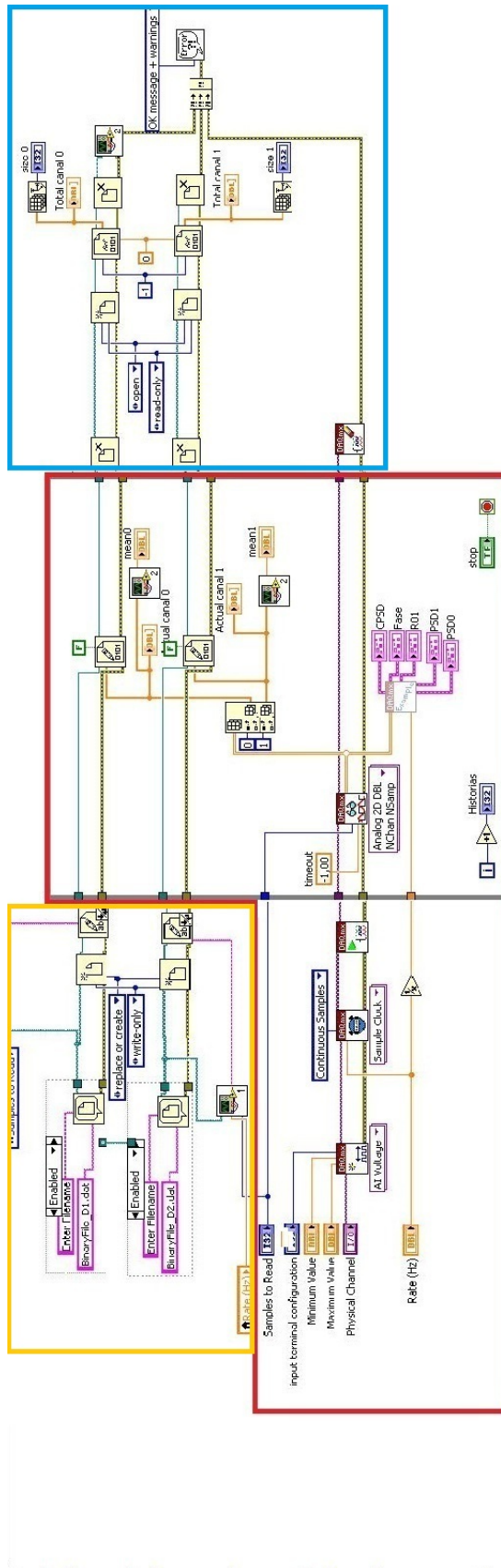


Figura 3.2: VI implementado para la adquisición de las señales de ^{16}N . En rojo se agrupan las tareas relacionadas con la medición, en celeste el chequeo de errores y en amarillo la generación de archivos de salida.

3.3. Ensayos del sistema

3.3.1. Validación del software de adquisición

Antes de utilizar el software controlador de la placa de adquisición se decidió validar el mismo a partir de la medición de la correlación entre dos señales conocidas. En la Figura 3.3 se muestra un esquema ilustrativo del circuito empleado, el cual incluyó un generador de señales donde se simularon dos señales tipo senoidales ($x_1(t)$, $x_2(t)$). Sobre una de estas dos señales ($x_2(t)$) se aplicó filtro pasa-bajos (FPB) cuyo objetivo fue generar un retraso en una de las dos señales.

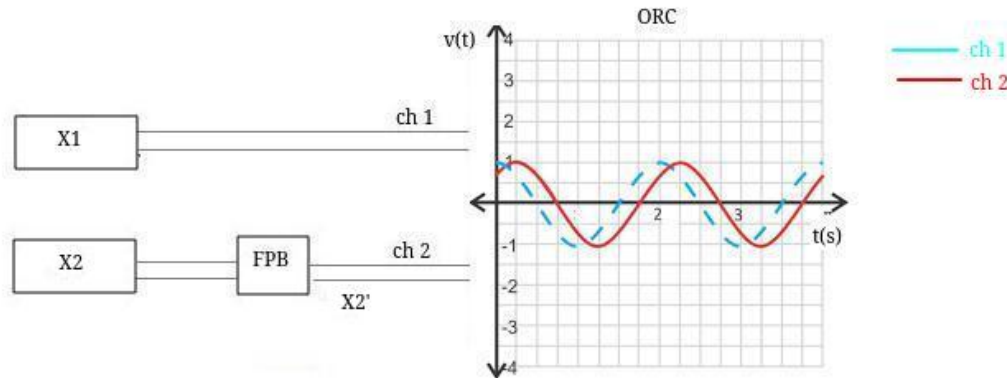


Figura 3.3: Esquema ilustrativo del circuito utilizado para validar el software de adquisición

Analíticamente la señal sin desfasar esta dada por:

$$x_1(t) = \sin(2\pi\omega t + \phi) \quad (3.1)$$

Mientras que la señal retrasada se puede expresar según:

$$x_2(t) = \sin(2\pi\omega(t + \tau) + \phi) \quad (3.2)$$

Siendo ϕ la fase de la función:

$$\phi = \text{atan}(\omega RC) \quad (3.3)$$

Cuando ω es suficientemente pequeño, la fase ϕ se puede aproximar por serie de Taylor quedando:

$$\phi = \text{atan}(\omega RC) \simeq \omega RC \quad (3.4)$$

Por lo tanto de las Ecuaciones 3.1, 3.2 y 3.3 el tiempo de retardo τ será:

$$\tau = RC \quad (3.5)$$

Para medir el tiempo de retardo entre las dos señales se montó un arreglo conformado por la tarjeta de adquisición NI 6353 mencionada previamente, un generador de señales, un osciloscopio y un circuito pasa-bajos montado sobre una placa protoboard. Los valores de resistencia y capacidad utilizados en el circuito RC fueron 9.7 k Ω y 0.375 μF respectivamente, obteniéndose así una frecuencia de corte del filtro igual a:

$$\frac{1}{2\pi RC} = 43,75\text{Hz} \quad (3.6)$$

En el canal 1 del osciloscopio se introdujo una señal sinusoidal de entrada con una frecuencia de 10 Hz. Para que la señal se asemeje lo mejor posible con la señal que se espera medir, se muestreó una ventana de frecuencias usando el modo sweep del osciloscopio. En el canal 2 se inyectó un desfasaje a la señal del canal 1 aplicando el filtro antes mencionado.

Empleando el VI implementado en LabVIEW para la adquisición de las señales se tomaron 512 muestras con una frecuencia de muestreo de 500 Hz. La Figura 3.4 muestra el espectro de las señales adquiridas, mientras que en la Figura 3.5 se presenta el espectro de correlación cruzada medido.

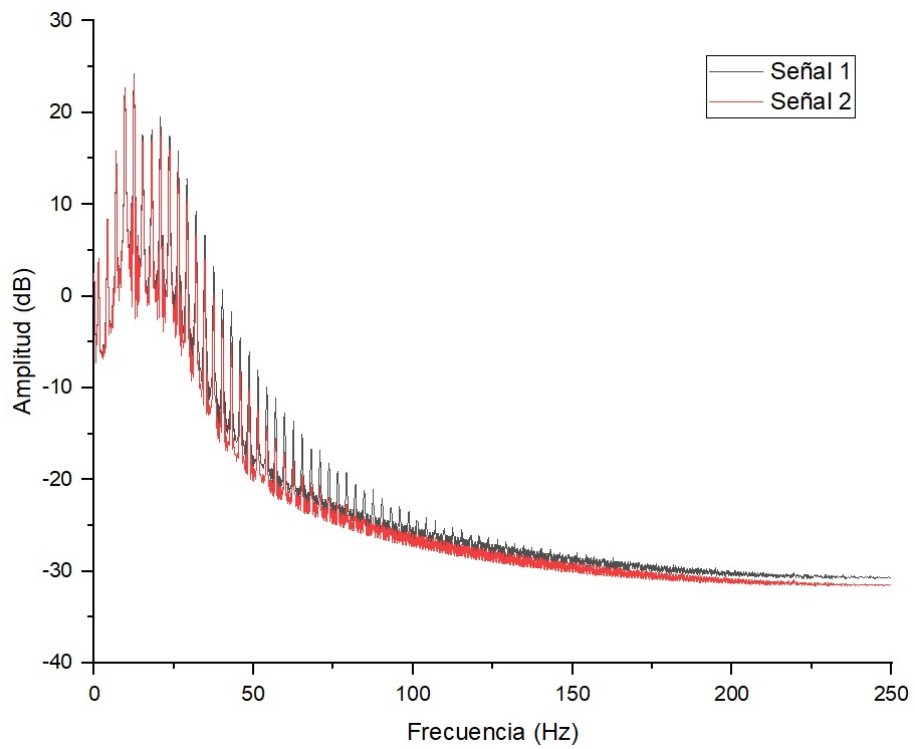


Figura 3.4: Espectro de las señales senoidales

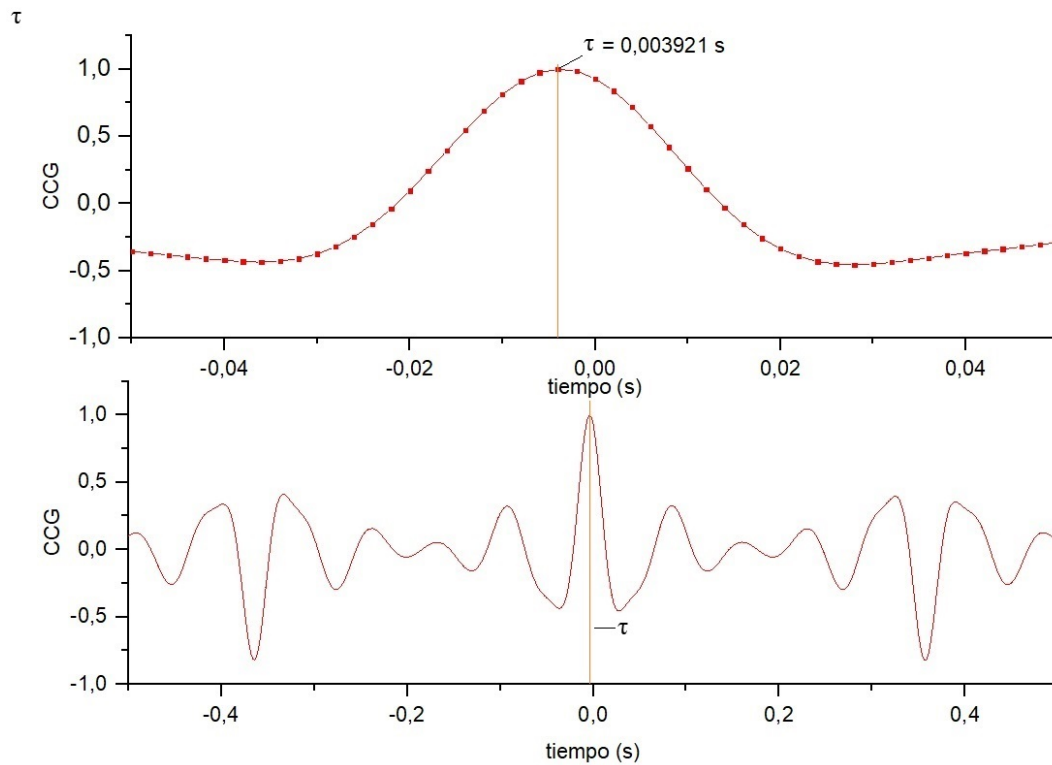


Figura 3.5: Arriba: Detalle del máximo de correlación. Abajo: Correlación cruzada de las señales senoidales.

Mediante el análisis de la correlación cruzada de ambas señales se determinó el tiempo de tránsito entre ambas. Por otra parte, con los datos adquiridos se calculó la fase y la coherencia de las señales en estudio.

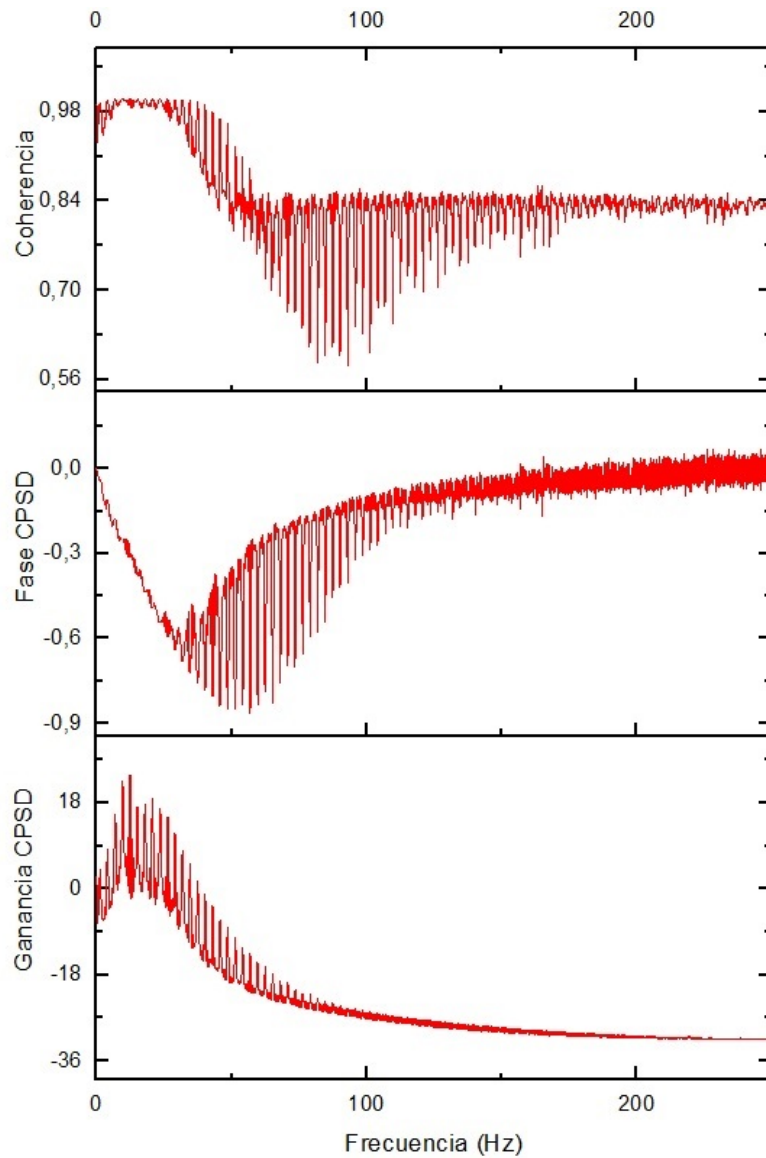


Figura 3.6: Fase, coherencia y ganancia de la CPD

Se observa que en el intervalo de frecuencias 0-30 Hz está comprendida la frecuencia de las señales medidas. La coherencia en dicho intervalo es prácticamente igual a 1 lo cual indica que las señales están muy correlacionadas.

A partir el ajuste lineal de la fase comprendida entre 0 y 30 Hz y mediante la Ecuación 2.12 fue posible obtener el tiempo de tránsito entre ambas señales [14].

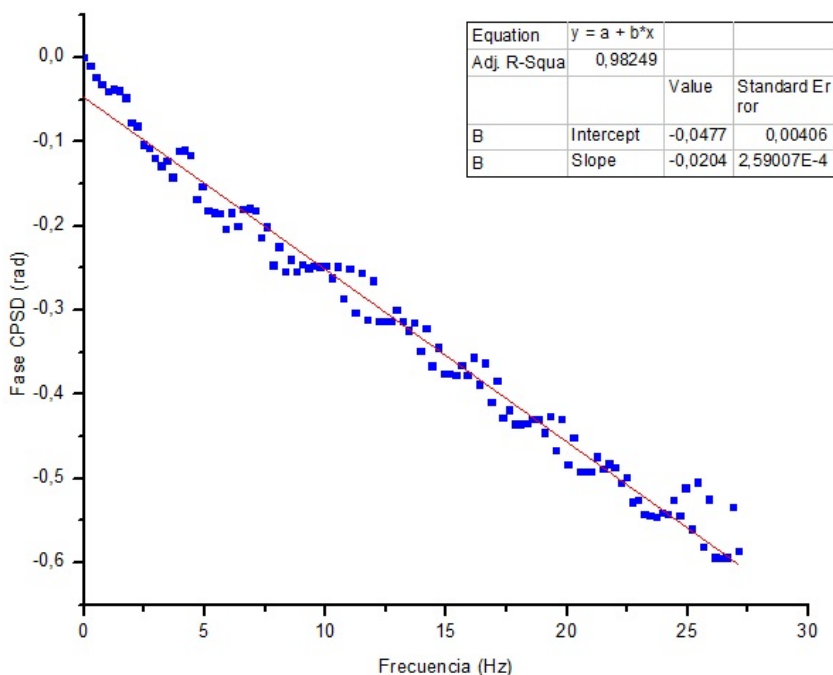


Figura 3.7: Ajuste lineal de la fase de la función transferencia

La Tabla 3.1 resume los resultados obtenidos mediante los tres enfoques ensayados.

Tabla 3.1: Estimación de tiempos de tránsito para validación del método de medición

Método	Tiempo de tránsito (s)
τ_{teorico}	0.0036 ± 0.0004
τ_{CCG}	0.004 ± 0.001
$\tau_{\phi(f)}$	0.00325 ± 0.00004

El análisis de las señales en ambos dominios arrojó tiempos de tránsito cuyos valores se encuentran dentro del error y en el orden del tiempo de tránsito determinado teóricamente. Cabe destacar que en el caso de la determinación del tiempo de tránsito mediante el método de CCG, el valor obtenido posee mayor incerteza que en los otros casos debido a que se determina mediante observación del máximo del gráfico, y su incerteza viene asociada a la mínima división que se puede representar.

Estos resultados validan el funcionamiento del VI implementado en LABView para controlar la placa de adquisición y realizar las mediciones de las fluctuaciones de ^{16}N en el reactor, así como del script implementado para el análisis posterior de las señales.

3.3.2. Medición de caudal y velocidad de referencia

La primera experiencia ensayada en el RA-3 consistió en la medición de los valores de caudal y velocidad de referencia que se emplearon para contrastar los resultados obtenidos por el método propuesto.

Para esto, se instaló un caudalímetro de ultrasonido ¹ en el SMN16 ubicado en la sala de bombas del reactor. El caudalímetro de ultrasonido fue empleado como instrumento patrón y fue ubicado en el paso hídrico que une las dos serpentinatas que rodean ambas cámaras de ionización.

¹ Esta medición fue realizada bajo el préstamo del instrumento y la asistencia del personal del Departamento de Termohidráulica (GRyCN- CAC)

Una vez instalado el equipo, se midieron 12 modos de operación distintos con el reactor apagado, tal como se muestra en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2: Modos de operación para la medición en el SMN16 con el caudalímetro patrón.

Modo	Configuración	Caudal de referencia (m ³ /h)	Desmineralizador
I	BP2, HX2	0.565 ±0.007	No
II	BP2, HX1 + HX2	0.715 ±0.007	No
III	BP1 + BP2, HX1 + HX2	1.01 ±0.01	No
IV	BP1 + BP2, HX1 + HX2 + HX3	1.16±0.01	No
V	BP1 + BP2 + BP3, HX1 + HX2 + HX3	1.295±0.007	No - Si
VI	BP2 + BP3, HX1 + HX2 + HX3	1.175± 0.007	Si
VII	BP2 + BP3, HX1 + HX2	1.02±0.01	Si
VIII	BP3, HX1 + HX2	0.765±0.007	Si
IX	BP3, HX1	0.595±0.007	Si
X	BP1, HX1	0.595±0.007	Si
XI	BP1, HX1 + HX2	0.775±0.007	Si
XII	BP1 + BP3, HX1 + HX2	1.015±0.007	Si

En los primeros 5 modos el sistema continuo de desmineralización se mantuvo apagado. En el modo 5 se repitió la medición con este sistema prendido y no se encontraron cambios significativos. Luego se lo dejó prendido para el resto de los modos. Durante toda la experiencia las tres bombas del circuito secundario permanecieron apagadas.

Se registraron los valores de velocidad (V) y de caudal (Q) entregados por el caudalímetro. Para la determinación de Q el instrumento requiere que se ingrese el diámetro del tubo por donde circula el fluido. Se consideró un tubo de diámetro externo de 1" y con un espesor supuesto (no fue posible medirlo) de 2.25 mm.

Simultáneamente, se registraron los valores del caudal total del primario medidos por la instrumentación de consola.

3.3.3. Medición de tiempo de tránsito mediante correlación cruzada

Para la determinación del tiempo de tránsito mediante el método de correlación cruzada se seleccionaron -basándose en la frecuencia de utilización de los mismos por el personal de operación- algunos de los modos de operación propuestos en la primera experiencia (Tabla 3.3).

Tabla 3.3: Modos de operación para la medición del tiempo de tránsito

Modo	Configuración	Potencia [MW]
X	BP1, HX1	0.96 ± 0.01
IX	BP3, HX1	2.91 ± 0.01
III	BP1 + BP2, HX1 + HX2	2.89 ± 0.01
IV	BP1 + BP2, HX1 + HX2 + HX3	2.90 ± 0.01
VA	BP1 + BP2 + BP3, HX1 + HX2 + HX3	7.19 ± 0.01
VB	BP1 + BP2 + BP3, HX1 + HX2 + HX3	2.89 ± 0.01

Las tres bombas del circuito secundario permanecieron encendidas durante toda la experiencia, lo mismo que el sistema de desmineralización.

Se tomaron las dos señales de las cámaras de ionización gamma del SMN16 a través de los amplificadores ubicados en consola extrayendo directamente la señal de la bornera. Adicionalmente, se registró como referencia la señal de CIP, pasando la misma por un filtro de cuatro canales y luego a la bornera.

Con el sistema de adquisición descrito anteriormente y eligiendo las conexiones de tierras que minimizaran el ruido en las señales se registraron los voltajes con los siguientes parámetros y consideraciones:

- Frecuencia de muestreo (f_s) 100 Hz
- Promedio de 50 puntos
- Frecuencia efectiva de muestreo 2 Hz
- 512 datos por canal

En el caso de la frecuencia efectiva de muestreo por cada 50 puntos adquiridos se realizó el promedio para obtener un único punto, es decir, su valor medio y su desviación estándar. Por otra parte, los espectros se calcularon mediante el método de Welch ² tomando bloques de adquisición de 256 puntos con un solapamiento del 50 % y ventana cuadrada. La duración aproximada de cada medición fue de 30 minutos, por lo tanto según el método de Welch se tomaron promedios de aproximadamente 29 espectros calculados mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT).

Las señales fueron analizadas tanto en el dominio de las frecuencias como en el dominio temporal.

²Para más detalles consultar Apéndice A

Capítulo 4

Resultados

En este capítulo del trabajo se aplicarán distintos estimadores para calcular el tiempo de tránsito. El objetivo será encontrar aquel que permita mejorar la resolución del pico de la correlación cruzada. Además, se analizarán las señales en el dominio de la frecuencia, obteniendo el tiempo de tránsito a partir de la fase del espectro generalizado. Por último, se contrastarán las mediciones efectuadas en el circuito de ensayo respecto de las obtenidas con un caudalímetro patrón.

4.1. Análisis de los espectros por correlación cruzada generalizada

En la Figura 4.1 se muestran los espectros de cada señal de las CIN para dos modos de operación distintos.

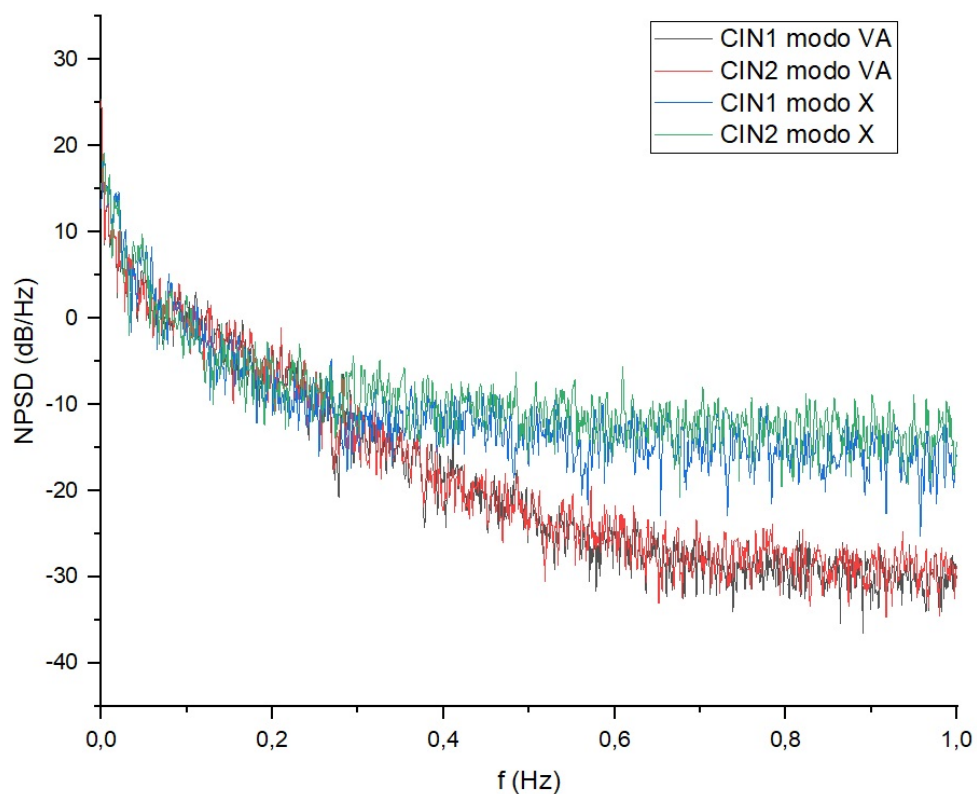


Figura 4.1: Densidad espectral de potencia normalizada para ambos detectores durante los modos de operación X y V.A.

A modo de ejemplo, se compararon los resultados obtenidos entre los modos de operación X, que corresponde a la configuración de una bomba y un intercambiador de calor con el modo V.A el cual involucra las tres bombas y los tres intercambiadores de calor. En el modo V.A, cuyo caudal es mayor que en el caso del modo X, es posible apreciar componentes de mayor frecuencia. Se observa también que ambas señales poseen aproximadamente las mismas componentes en el intervalo de frecuencias (0 a 0.3) Hz mientras que a partir de los 0.3 Hz las señales medidas bajo el modo V.A sufren una mayor atenuación respecto a las señales adquiridas en el modo X.

Para el análisis de las señales en el dominio temporal se emplearon los estimadores caracterizados por su función de peso (ver Tabla 3.1), los cuales ponderan el espectro de la CPSD de una forma particular en cada situación.

Si bien se analizaron todos los modos de operación medidos (Tabla 3.3) a modo de ejemplo se muestran los resultados obtenidos para el modo VA.

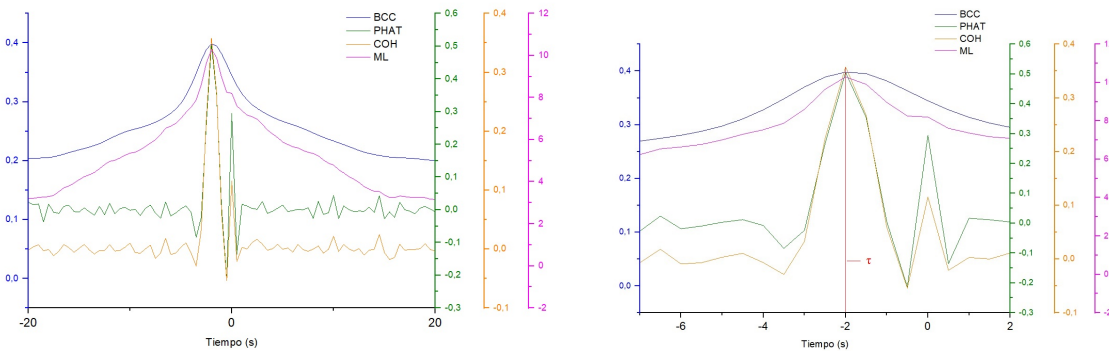


Figura 4.2: Izq: Correlación cruzada generaliza ponderada para todos los estimadores analizados. Der: Ampliación del gráfico presentado a la izquierda de la Figura.

En la Figura 4.2 se muestra el resultado de aplicar la correlación cruzada generalizada pesada por los factores elegidos. Esta serie corresponde a la medición realizada bajo el modo V.A, con el reactor operando a ~ 7 MW y la combinación de 3 bombas del primario y tres intercambiadores de calor. Cada escala vertical representa la correlación cruzada y posee el mismo color de la curva que representa.

Para el análisis del pico, dado que no se tiene evidencia que indique que estamos ante un proceso no estocástico, se asumió como válido realizar el ajuste gaussiano de las curvas y la estimación de su resolución a partir del ancho a mitad de altura (FWHM).

$$R = \frac{\tau}{FWHM} \quad (4.1)$$

Así, aplicando la Ecuación 4.1 se obtuvieron los valores de resolución para cada estimador. El estimador que peor resolución ofrece es la correlación cruzada estándar (BCC) con un valor de $R = 0.11$.

En el caso de los estimadores PHAT y COH, se observa por un lado la mejora en el ancho del pico en el tiempo de tránsito. Esto trae como ventaja que con estos estimadores sea posible distinguir entre el pico correspondiente al tiempo de tránsito y el pico que se observa para $t=0$, el cual podría deberse a ruido eléctrico común a ambos canales. Por otra parte se ve que en ambos métodos se produce una mejora en la relación entre la línea de base y el máximo del pico de correlación, respecto al método BCC.

Sin embargo, la curva que mejor resolución proporciona desde el análisis del FWHM es la correspondiente al estimador ML, con un valor de $R = 1.29$.

Otro parámetro útil para decidir cuál es el estimador más adecuado para el análisis de estas señales es la varianza de cada uno de ellos. Se utilizó en este caso la fórmula deducida por [9] que es la que suele utilizarse para calcular la varianza de las GCC. La fórmula mencionada se escribe como:

$$\sigma^2 = \frac{f_1}{f_m} \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{f=0}^{f_1} f^2 |\psi_g(f)|^2 |G_{xx}(f)G_{yy}(f)| |1 - \gamma_{xy}^2(f)|}{\left[\sum_{f=0}^{f_1} f^2 \psi_g(f) |G_{xy}(f)| \right]^2} \quad (4.2)$$

donde la sumatoria se realiza sobre toda la zona en donde la coherencia es alta y por lo tanto la fase puede ser aproximada por una recta. Llamaremos f_1 a la frecuencia a partir de la cual la coherencia se anula, y f_m la frecuencia de muestreo (100 Hz).

Aplicando la Ecuación 4.2 a los cuatro estimadores, se obtiene que el estimador con menor varianza es el de máxima semejanza. Esto no es de extrañar, ya que una de las propiedades que posee dicho estimador es precisamente la de minimizar la varianza.

En la Tabla 4.1 se informan los valores obtenidos para la medición analizada, mientras que en la Tabla 4.2 se informan los valores de tiempo de tránsito obtenidos para todos los modos de operación ensayados.

Tabla 4.1: Tiempo de tránsito, varianza y resolución para la medición VA.

	GCC				GPS			
	BCC	PHAT	ML	COH	BCC	PHAT	ML	COH
τ (s)	2.0	2.0	2.01	2.1	2.01	1.99	2.060	1.95
σ^2 (s ²)	0.1	0.2	0.07	0.09	0.09	0.09	0.008	0.06
R (s)	0.11	0.48	1.29	0.30	-	-	-	-

Tabla 4.2: Tiempo de tránsito para todos los modos de operación ensayados.

Modo		GCC				GPS			
		BCC	PHAT	ML	COH	BCC	PHAT	ML	COH
X	τ (s)	3.5	4.5	4.5	4.5	5.3	5.5	5	5.9
XI	τ (s)	3.0	3	3.1	3.1	3.2	3.1	3.8	2.8
III	τ (s)	2.5	2.5	2.5	2.5	2.57	2.5	2.7	2.5
IV	τ (s)	2.1	2.1	2.1	2.1	3.3	2.9	2.3	2.4
VA	τ (s)	ver tabla 4.1							
VB	τ (s)	2.0	2.1	2.1	2.1	1.96	1.95	2.04	1.90

4.2. Análisis del espectro de fase generalizado

En el siguiente apartado, se comentan los resultados de utilizar el método descrito en § 2.1.3 el cual resulta equivalente al estudiado en § 2.1.4. Este abordaje propone realizar un ajuste lineal sobre la fase de CPSD y ponderar con una función de peso $\Psi_g(f)$. De esta manera, se obtiene la relación: $W_g(f) = |G_{xy}(f)\psi_g(f)|$.

Se analizaron los mismos cuatro estimadores que en el punto anterior, y se evaluaron según a qué porción del espectro de fase se le dio mayor importancia al realizar el ajuste de cuadrados mínimos. El tiempo de tránsito se calculó mediante el estimador propuesto en la Ecuación 2.19.

En la Tabla 4.2 se resumen los resultados obtenidos al aplicar los estimadores seleccionados para el análisis. La segunda serie de datos, notada bajo la columna GPS, indica los valores que se obtuvieron al realizar el ajuste lineal ponderado de la fase y a partir de la pendiente aplicar la Ecuación 2.19.

A diferencia de los demás, el estimador PHAT realiza el ajuste asignándole el mismo peso a todas las frecuencias. Por este motivo, los resultados obtenidos mediante este estimador no fueron considerados. Por el contrario, los otros tres estimadores asignan mayor importancia a las frecuencias menores, y prácticamente nula a frecuencias mayores.

Dado que las fluctuaciones que llevan información sobre el tiempo de retardo son las que deben pasar de una CI a la siguiente las mediciones deberán poseer una coherencia alta. Se justifica entonces la elección del estimador ML, cuya función de peso es precisamente la coherencia entre las señales.

El estimador COH también sería un buen candidato pues posee una función de peso que se basa en la inversa de la varianza de la coherencia. A su vez, la varianza disminuye cuando la coherencia es grande.

Las comparaciones con el instrumento de referencia, se harán entonces teniendo en cuenta los tiempos de retardo obtenidos mediante el estimador de máxima semejanza (ML).

4.3. Comparación con el caudalímetro patrón

El tiempo de tránsito entre las señales fue estimado por medio de un ajuste lineal por cuadrados mínimos de la fase $\phi(f)$ del espectro G_{x1x2} empleando el estimador de máxima semejanza, tal como muestra la Figura 4.3 .

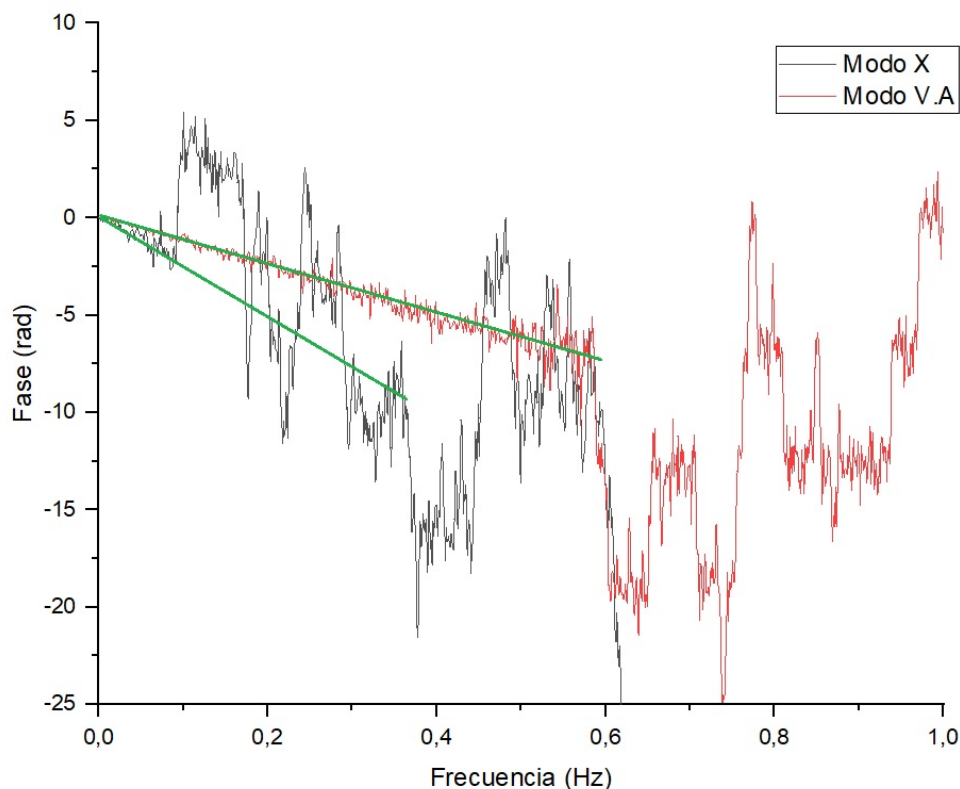


Figura 4.3: Ajuste por cuadrados mínimos de la fase de la NCPD para los modos X y V.A.

En la Figura 4.3 se muestran las NPSD de cada señal en ambos modos. Al circular con menor velocidad, como ocurre durante el modo X, el rango de coherencia es menor respecto al modo V.A. Esto trae como consecuencia la pérdida de resolución del método debido a la disminución del ancho de banda que posee la información del tiempo de tránsito.

Se manifiesta en un aumento de las fluctuaciones del espectro de fases en el modo X, dando lugar a un incremento en el error del ajuste (ver Figura 4.4).

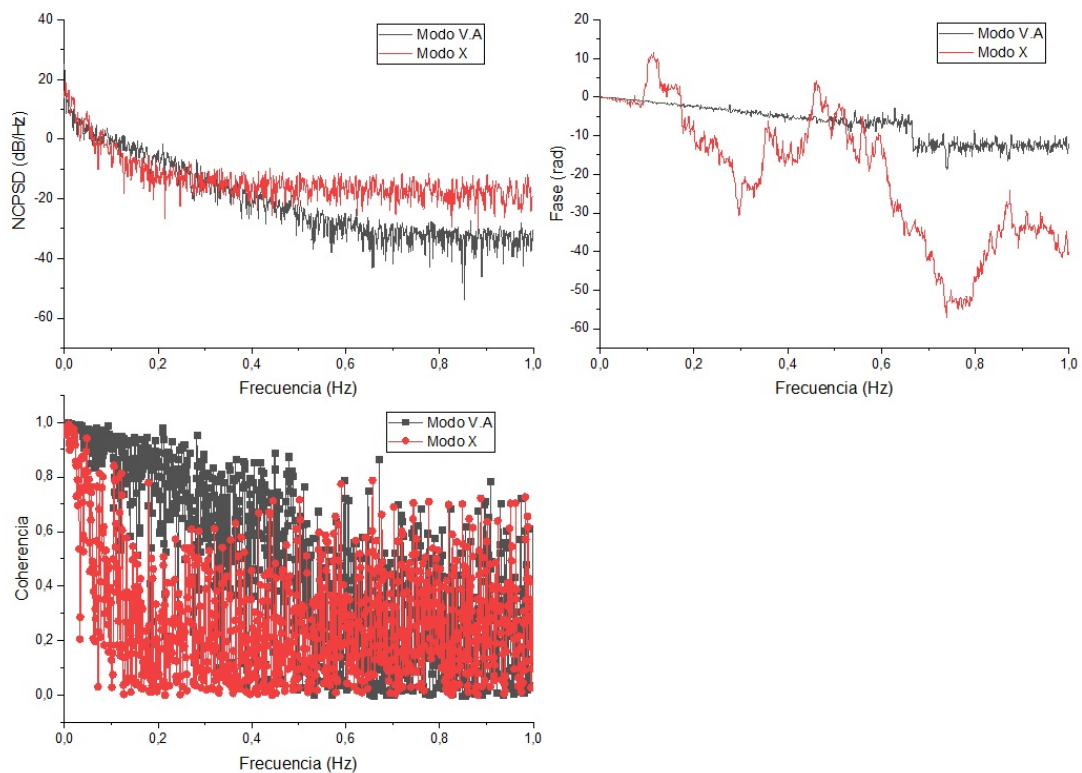


Figura 4.4: NCPD, fase y coherencia en función de la frecuencia para los modos X y V.A.

Durante la primera experiencia el sistema de refrigeración secundario estuvo apagado, mientras que durante la segunda experiencia debió permanecer encendido. Se pudo comprobar que para un mismo modo de operación el caudal total del primario sufrió variaciones entre ambas experiencias. En casi todos los modos el valor del caudal del primario aumentó (excepto en el modo X donde se observó una disminución del 1 % del caudal), registrándose incrementos cercanos a $\sim 4,5\%$ en el caso de los modos III y IV y $\sim 5\%$ para los modos V y VI.

Por este motivo fue necesario hacer una corrección de los valores de caudal de referencia. Se asumió que el cambio de caudal entre el SMN16 y el circuito primario era proporcional, y considerando esa relación de proporcionalidad a partir de los valores de caudal del circuito primario obtenidos durante la segunda experiencia se corrigieron los valores de caudal y velocidad de referencia medidos en el circuito de ^{16}N . Estos resultados se muestran en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Comparación entre las estimaciones y los valores de referencia.

Modo de operación	Valores de referencia		Estimaciones		
	Q sin corregir (m^3/h)	V(m/s) sin corregir	V(m/s) corregido	Velocidad (m/s)	Tiempo de tránsito (s)
X	0.595 ± 0.001	0.485 ± 0.001	0.479 ± 0.005	0.43 ± 0.08	5 ± 1
XI	0.775 ± 0.001	0.625 ± 0.001	0.632 ± 0.005	0.60 ± 0.05	3.8 ± 0.3
III	1.01 ± 0.01	0.815 ± 0.005	0.853 ± 0.005	0.84 ± 0.03	2.7 ± 0.1
IV	1.16 ± 0.01	0.94 ± 0.01	0.98 ± 0.01	0.99 ± 0.04	2.3 ± 0.1
V.A	1.295 ± 0.001	1.045 ± 0.001	1.10 ± 0.01	1.11 ± 0.05	2.06 ± 0.09
V.B	1.295 ± 0.001	1.045 ± 0.001	1.10 ± 0.01	1.12 ± 0.05	2.04 ± 0.09

Por otra parte, uno de los inconvenientes que presenta la configuración geométrica de este sistema de medición es que las cámaras de ionización están rodeadas por una serpentina, esto hace que sea prácticamente imposible estimar la distancia que existen entre ambas cámaras (y por lo tanto la

distancia que recorre el fluido durante su paso por estas) con mediciones directas.

Para poder estimar esta medida, se empleó la velocidad de referencia corregida del fluido y el tiempo de tránsito estimado previamente. Así, se halló una distancia de separación entre ambas cámaras de 2.281 ± 0.002 m obtenida como un promedio ponderado de las distancias calculadas en todos los modos.

Esta distancia se puede tomar como referencia para futuras estimaciones ya que se considera que las características del sistema se mantienen constantes. Cálculos estimados previamente indican que esta distancia es de $\cong 2$ m [7].

Con la distancia estimada entre ambas cámaras se estimó la velocidad utilizando el tiempo de tránsito medido. Fue posible, entonces, trazar una curva de comparación entre el método propuesto y los resultados obtenidos con el instrumento patrón (Figura 4.5). Es importante destacar que la curva obtenida no sirve como validación del método pues requiere conocer previamente el valor de distancia que en este caso se obtuvo con datos del instrumento patrón.

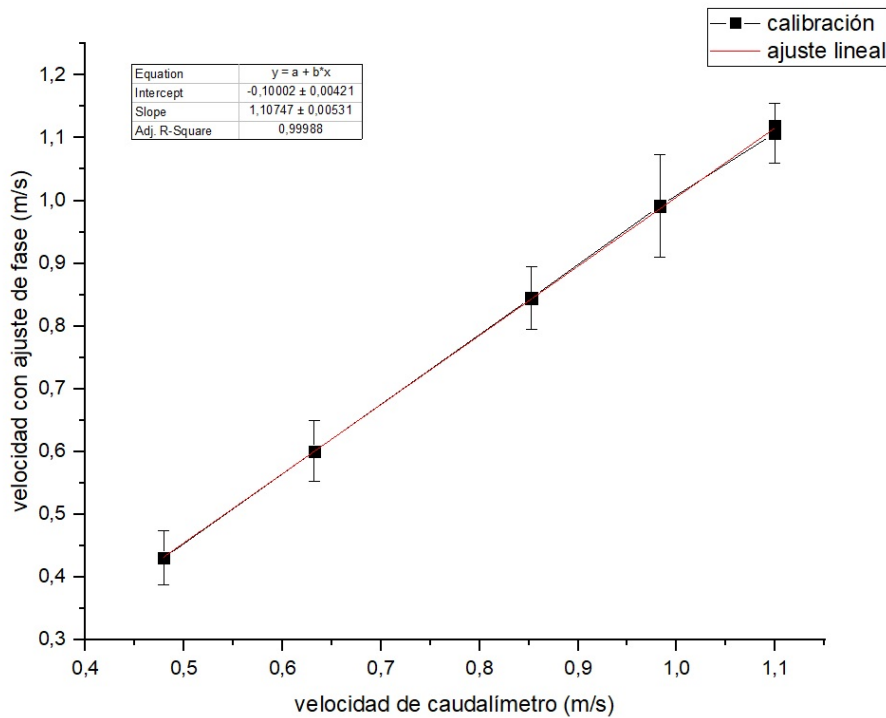


Figura 4.5: Comparación entre la velocidad estimada y la velocidad de referencia en el sistema de ^{16}N .

Capítulo 5

Conclusiones

En el presente trabajo se propuso un sistema de medición de caudal basado en la correlación cruzada de las fluctuaciones de actividad de ^{16}N que se producen en el seno del agua refrigerante del núcleo del reactor RA-3. La técnica ensayada constituye una herramienta ventajosa por sobre los métodos convencionales para medición de caudales que se implementan en el reactor pues al tomarse localmente las señales en el paso hídrico donde se encuentran ubicados los detectores, permite minimizar los numerosos factores que producen variaciones sobre el caudal total del primario. Por otra parte, tal como se explicó en el capítulo § 2.2, estas mediciones ofrecen una alternativa directa para obtener el factor de corrección por caudal cuando se estima la potencia por la técnica de ^{16}N .

Utilizando las técnicas de ruido aleatorio, fue posible analizar las señales utilizando la instrumentación propia del SMN16 del reactor y estimar de esta manera el tiempo de tránsito del fluido. Se utilizaron así las cámaras de ionización que componen el SMN16 del RA-3, las cuales se ubican en serie y fueron diseñadas con la idea de optimizar la respuesta temporal del sistema.

Para realizar estas mediciones se trabajó aprovechando además la toma de estas señales mediante la instrumentación de consola del reactor. Se acopló así a dicha instrumentación una placa de adquisición con un programa de adquisición diseñado y validado para estas experiencias.

Con el fin de mejorar la resolución del tiempo de retardo, se estudiaron las técnicas de correlación cruzada generalizada y su equivalente, el espectro de fase generalizado. Se encontró que el estimador BCC no aportaba mejoras sustanciales en la resolución del pico, con lo cual se descartó del análisis desde el principio. Tanto los estimadores PHAT como COH presentaban mejoras en la resolución en comparación con BCC, sin embargo, el estimador de máxima semejanza (ML) fue el que proporcionó una mejora significativa en la resolución del pico de correlación cruzada.

Por esto, el resto de los análisis de calibración fueron realizados con el estimador ML. También fueron investigados los estimadores asociados al espectro de fases, y se obtuvieron resultados concordantes con los primeros.

Las mediciones de calibración fueron realizadas en el SMN16, variando el modo de operación (y por lo tanto el caudal circulante) utilizando para ello un caudalímetro de ultrasonido como instrumento patrón, y se contrastaron los cálculos de velocidades con las velocidades que se deducían del instrumento de referencia. Dentro del error experimental las correlaciones medidas estimaban el mismo tiempo de tránsito.

Uno de los inconvenientes que se encontraron es que la configuración geométrica del sistema, en el cual las cámaras de ionización están rodeadas por un par de serpentinas que retrasan el paso del fluido alrededor de las cámaras para maximizar la eficiencia, hace que sea prácticamente imposible estimar la distancia que existen entre ambas cámaras (y por lo tanto la distancia que recorre el fluido durante su paso por estas) con mediciones directas. Dado que esta distancia se determinó entonces a partir de la medición de velocidad de referencia, la curva de comparación entre el método propuesto y el instrumento patrón no constituye un método de validación.

Si bien el sistema de medición propuesto fue adecuado para adquirir sin dificultades las corrientes ^{16}N a partir de la instrumentación de consola se podría pensar para mediciones futuras una mejora en dicho sistema de adquisición, por ejemplo, incluyendo filtros y amplificadores que ofrezcan algún acondicionamiento adicional a las señales adquiridas.

Como trabajo a futuro queda pendiente la repetición de estas mediciones empleando el caudalímetro

que se instaló en el SMN16 este año, con la idea de usar este método para la calibración de dicho instrumento.

Bibliografía

- [1] Joshi S.S and Arora K.K., “*Noise analysis applications made at Rajasthan Atomic Power Station, including primary coolant flow rate measurements using ^{16}N signal and the cepstrum technique of analysis*”. Progress in Nuclear Energy. Vol. 9, 65-73. 1982
- [2] Bouchet J.M, et al., “*PWR primary flow measurements by correlation analysis of nitrogen 16 fluctuations*”*Progress in Nuclear Energy* , Progress in Nuclear Energy. Vol. 9, 51-64. 1982.
- [3] Informe de seguridad del Reactor RA-3. Capítulo 4: El reactor.
- [4] Matatagui E., et al., “*Medición del caudal refrigerante por correlación de la actividad del ^{16}N .*”, AATN 2016.
- [5] Gómez A., “*Medición de la potencia del reactor RA-3, mediante la técnica de ruido neutrónico y nitrógeno 16*”, AATN 2002.
- [6] Bellino P.A, ‘*Medición de caudal utilizando la correlación cruzada de las fluctuaciones de temperatura*’, Tesis de Licenciatura en Ciencias Físicas. FCEyN, UBA. 2009.
- [7] Liptak B.G and Hashemian H.M., “*Cross-Correlation Flow Metering*”, 1982.
- [8] Carter G.C, Knapp C.H and Cable P.G, ‘*The smoothed coherence transform*’, Proceedings of the IEEE, 61:1497–1498, 1973.
- [9] Knapp C. H. y Carter G. C., ‘*The generalized correlation method for estimation of time delay*’, IEEE Transaction on acoustics, speech and signal processing, ASSP-24(4):320–327, August 1976.
- [10] Kay S.M, ‘*Fundamental of statistical signal processing: estimation theory.*’, Kay S. M. Prentice Hall, 1993.
- [11] Bendat J. S. y Piersol A. G., ‘*Random data: analysis and measurement procedures*’, . John Wiley and Sons, 2 edición, 1986.
- [12] Bevington P.R. y Robinson D. K., ‘*Data Reduction and error analysis for the physical science.*’, Mc Graw Hill, 3 edición, 2003.
- [13] , ‘*Labview. Data Acquisition Basics Manual.*’, Nationals Instruments. Enero 1998.
- [14] Liptak B.G, ‘*Process, Measurement and analysis.*’, Instrument Engineers Handbook. Cuarta Edición. CRC PRESS.
- [15] Oppenheim A. V. y Schafer R. W., ‘*Discrete-Time Signal Processing.*’. Prentice Hall, 1989.

Apéndice A: Método de Welch

El método de Welch propone modificaciones sobre el cálculo del periodograma como estimador de la densidad espectral de potencia (PSD) con el objetivo de modificar algunos de los problemas que estos generan. Uno de los defectos principales del periodograma es que, a pesar de aumentar el muestreo, no se logra reducir la varianza y así mejorar la calidad de la estimación.

Uno de los objetivos de este método se centra en reducir la varianza del periodograma. La propuesta consiste en aplicar una ventana temporal a los periodogramas, para luego promediar el conjunto de periodogramas ventaneados.

Vale aclarar, que para realizar el promedio el proceso físico que se trate debe ser ergódico, es decir, los promedios conjuntos son iguales a los promedios de tiempo (entendiéndose promedio conjunto como la media o la esperanza de una variable aleatoria $x(t_k)$ en un tiempo fijo t_k basado en el conjunto de valores posibles que pueda tomar dicha variable aleatoria). Esta es una de las hipótesis que se tuvieron en cuenta en análisis de las señales de este trabajo.

Suponiendo que se han tomado N puntos en una medición, el método de Welch los divide en S segmentos de M puntos, y además permite que estos segmentos se superpongan en $M - K$ puntos. Matemáticamente esto es:

$$y_j(t) = y((j - 1)k + t) \text{ con } t = 1, \dots, M \quad j = 1, \dots, S \quad (5.1)$$

donde el subíndice j numera a los bloques y t es la variable temporal discreta que corre sobre todos los puntos de cada bloque. El punto $(j - 1)K$ es el punto inicial del bloque j .

Cuando $K = M$ los bloques no se solapan. En este trabajo, se utilizó $K = M/2$, que corresponde con un solapamiento del 50 % entre bloques adyacentes. Se puede demostrar que la cantidad de bloques está determinado mediante la relación:

$$\frac{N + M - K}{K} \quad (5.2)$$

De esta manera, se calcula la FFT de cada bloque, según:

$$\hat{S}_j(\omega) = \frac{1}{MU} \left| \sum_{t=1}^M W(t)y_j e^{-i\omega t} \right|^2 \quad (5.3)$$

donde $\hat{S}_j(\omega)$ es el periodograma, $\omega = \frac{2\pi k}{N}$ ($k = 0, \dots, N - 1$) es la frecuencia discretizada, $W(t)$ es la ventana temporal (que para este trabajo se consideró rectangular) y U es el factor de normalización de la ventana dado por:

$$U = \frac{1}{M} |W(t)|^2 \quad (5.4)$$

Por último, se calcula el promedio de todos los periodogramas, según:

$$\hat{S}_{y_1 y_1} = \frac{1}{S} \sum_{j=1}^S \hat{S}_j(\omega) \quad (5.5)$$

El solapamiento del 50 % produce una disminución significativa en la varianza [15] (alrededor del 50 % respecto al método de Bartlett en el cual se considera que $K=M$). Así, la varianza para el método de Welch queda expresada como sigue:

$$\text{var} \left\{ \hat{S}_j(\omega) \right\} = \frac{9}{16} \frac{M}{N} S_j^2(\omega) \quad (5.6)$$