



Gradu amaierako lana / Trabajo fin de grado  
Ingeniaritza Elektronikoko gradua / Grado en Ingeniería electrónica

## Sistema de Adquisición de datos de la onda Incidente y Reflejada en una Fuente de Iones de Resonancia Ciclotrónica

Egilea/ Autor/a:  
Jon Vivas Merino  
Zuzendariak/Directores:  
Inari Badillo Fernandez  
Joaquín Portilla Rubín

CC - BY

Leioa, 2023ko Ekainaren 20a / Leioa, 20 de Junio de 2023

# Índice

|   |           |
|---|-----------|
| <b>Lista de Símbolos</b>  | <b>1</b>  |
| <b>1. Introducción y Objetivos</b>  | <b>2</b>  |
| 1.1. Plasma ECR . . . . .   | 2         |
| 1.2. Mediciones del plasma ECR . . . . .  | 3         |
| 1.3. Objetivos del trabajo . . . . .  | 3         |
| <b>2. Técnicas de submuestreo</b>   | <b>5</b>  |
| 2.1. Reconstrucción de señales por encima de la frecuencia de Nyquist . . . . .       | 6         |
| 2.1.1. Reconstrucción de una señal sinusoidal . . . . .                               | 8         |
| 2.1.2. Reconstrucción de una señal con varios componentes sinusoidales . . . . .      | 9         |
| 2.1.3. Reconstrucción de espectros . . . . .  | 10        |
| 2.2. Reconstrucción de espectros mediante adquisiciones a diferentes clocks . . . . . | 10        |
| 2.2.1. Limitaciones en el ancho del espectro recuperado . . . . .                     | 12        |
| 2.2.2. Limitaciones por reconstrucciones no únicas . . . . .                          | 12        |
| 2.2.3. Reconstrucción de señales con más de un componente sinusoidal . . . . .        | 15        |
| <b>3. Sistema de adquisición de datos</b>   | <b>18</b> |
| 3.1. Muestreo directo de señales . . . . .  | 19        |
| 3.2. Muestreo mediante SHA ( <i>Sample-and-Hold Amplifier</i> ) . . . . .             | 21        |
| 3.2.1. Limitaciones de HMC1061LC5 y uso por debajo de especificaciones . . . . .      | 23        |
| 3.2.2. Sincronización entre los THA y el ADC mediante el módulo AT1212 . . . . .      | 25        |
| 3.3. Implementación de la reconstrucción de señales . . . . .                         | 29        |
| <b>4. Adquisición experimental de datos</b>   | <b>31</b> |
| <b>5. Trabajos futuros</b>  | <b>31</b> |
| <b>6. Conclusiones</b>  | <b>33</b> |

## Lista de Símbolos

|                          |  |
|--------------------------|--|
| $f_s$                    | Frecuencia de muestreo ( <i>Sampling Frequency</i> ) 7                             |
| $f_m$                    | Frecuencia de la señal muestreada 7  |
| $f'_m, f''_m, f'''_m$    | Diferentes alias de la señal muestreada 7  |
| $f_m^{(1)}$              | Alias de la señal muestreada situado entre 0 Hz y la Frecuencia de Nyquist 8, 9    |
| $f_o$                    | Frecuencia de la señal continua (Frecuencia Original) 8, 9, 26                     |
| $f_{s1}, f_{s2}, f_{s3}$ | Frecuencias de muestreo 11, 15   |
| $f_{o1}, f_{o2}, f_{o3}$ | Diferentes frecuencias de una misma señal continua (Frecuencias Originales) 13, 16 |
| $f_a$                    | Frecuencia de mínimo común múltiplo 13, 14   |
| $f_{alias}$              | Diferentes alias de la señal muestreada 16   |
| $P_{det}$                | Potencia detectada en la reconstrucción de la señal 26                             |
| $f_{s,NI-5734}$          | Frecuencia de reloj introducida al módulo NI-5734 27                               |
| $f_{s,SHA}$              | Frecuencia de reloj introducida al SHA 27  |

# 1. Introducción y Objetivos

Desde que el 8 de noviembre 1895 Wilhelm Röntgen observara el primer fenómeno de rayos X gracias al uso de aceleradores de partículas se ha buscado la forma de crear aceleradores más potentes y más compactos. Y es que apenas un año después del descubrimiento de los rayos X diferentes especialistas médicos empezaron a usar el descubrimiento para estudiar diferentes fenómenos fisiológicos [1], y estos mismos aceleradores fueron una de las piedras angulares en la creación (16 años después de la primera observación) del modelo atómico de Rutherford. A lo largo de los más de 125 años que han pasado desde esa primera observación generada por partículas aceleradas, se han desarrollado incontables mejoras y rediseños que han permitido aumentar la energía y la cantidad de las partículas emitidas y reducir el espacio que se necesita para ello. Esto ha traído de la mano descubrimientos que se han aprovechado de esta aceleración y han permitido avances en física fundamental, de partículas, nuclear, y estado sólido por mencionar algunas. De la misma forma, también ha surgido toda una rama en las ciencias de la salud centrada en el estudio de los posibles efectos de esta radiación sobre los humanos, así como el uso de estas radiaciones para tratar ciertas afecciones[2].

Para que las terapias que involucran la radiación de partículas puedan convertirse en prácticas habituales, existe un afán por diseñar y construir aceleradores compactos, fáciles de transportar y sin las altas energías que hoy en día no disponen de aplicaciones médicas. Esto difiere de sus variantes más científicas, que ponen el énfasis en los puntos opuestos. Como parte de este esfuerzo existe actualmente el proyecto *LINAC 7*, un acelerador compacto y de baja corriente diseñado y construido en la UPV-EHU.

Como parte del diseño del proyecto *LINAC 7*, una de las primeras etapas consiste en la generación del plasma ECR (*Electron Cyclotron Resonance*), que del que posteriormente se extraerán los iones (en el caso del *LINAC 7*, protones) para que finalmente estos sean focalizados, colimados, acelerados, convertidos en paquetes, y finalmente lanzados a un objetivo mediante etapas posteriores. En este trabajo, el estudio se centrará en la etapa del plasma ECR y en el desarrollo de las técnicas de conversión analógico a digital y de muestreo necesarias para medirlo.

## 1.1. Plasma ECR

Un plasma puede definirse como un conjunto de iones y electrones con una cantidad aproximadamente igual de ambos, lo que implica que debe ser eléctricamente neutro [3]. Para generar este estado de la materia, será necesario separar los electrones de los átomos y confinarlo para no permitir que los iones vuelvan a recombinarse con electrones.

Una posible forma de dar solución a estos dos retos es el uso de una cámara resonante que dispone de un campo magnético en su interior: el campo magnético confinará las partículas cargadas que se encuentren en su interior, y además las hará rotar con una frecuencia característica conocida como frecuencia ciclotrónica, donde la frecuencia angular será similar a la observada en el caso de disponer de un campo magnético constante  $\omega = \frac{qB}{m}$  (siendo  $q$  la carga de la partícula,  $B$  el campo magnético uniforme, y  $m$  la masa de la partícula). Además, si la cámara ha sido diseñada para que la frecuencia de

resonancia de esta coincida con la frecuencia ciclotrónica de los electrones que se hayan en su interior, se puede conseguir introducir una gran potencia a la cámara resonante, precisamente en su frecuencia de resonancia, y dado que esta frecuencia la comparte con la frecuencia ciclotrónica de los electrones, hacer que estos entren en resonancia y ganen muchísima energía. Estos electrones, ahora con una gran energía, podrán colisionar con otros átomos e ionizarlos, generando como resultado un ion y dos electrones, que volverán a sufrir el efecto de la resonancia e ionizarán otros dos iones. De este modo, si en el interior de la cámara se introduce un gas a muy baja presión y una onda electromagnética con la frecuencia de resonancia descrita arriba, se puede conseguir que gran parte de los átomos se ionicen, y, además, que se mantengan confinados. A este diseño de cámaras usadas para generar plasma se les conoce con las siglas ECR, por sus siglas en inglés *Electron Cyclotron Resonance*[3].

## 1.2. Mediciones del plasma ECR

Para poder garantizar que las etapas posteriores al plasma (como las de extracción, enfocado, o aceleración) parten de un plasma adecuado, es necesario poder saber el estado en el que se encuentra éste. Gran parte del estudio del plasma se suele realizar mediante sondas de Langmuir, que son introducidas al plasma y permiten su análisis directo. Estas sondas sin embargo, generan una perturbación enorme en los campos magnéticos de los plasmas basados en ECR (y especialmente en los encontrados en el proyecto *LINAC 7* dado que con objetivo de compactar esta etapa dispone de una cámara de 88.5 mm de largo y 60.3 mm de diámetro) y por lo tanto no son aplicables a nuestro caso.

Otra forma habitual de analizar el estado del plasma es mediante el análisis del haz generado en etapas posteriores, mediante dispositivos como los *Faraday cup* o los *pepperpot* con películas fotosensibles. Estas técnicas no son invasivas en los que al plasma se refiere, y permiten medir la intensidad y emitancia del haz generado, pero destruyen el haz en el proceso de medición. Por ello, estas medidas serán utilizadas en las etapas de diseño y análisis, pero no podrán ser utilizadas cuando se quiera utilizar el haz de iones para irradiar un objetivo, por ejemplo.

Por último, también se puede estudiar el estado de la onda electromagnética introducida a la cámara resonante y la características de la señal que vuelve de ella. Dado que la onda se introduce en la cámara mediante una antena, esa misma antena será capaz de detectar los posibles fenómenos que sucedan dentro de la cámara, y mediante el estudio de esta onda reflejada se espera poder realizar una caracterización del estado del plasma.

## 1.3. Objetivos del trabajo

En este trabajo se realizará el diseño, la puesta en marcha, y caracterización de un sistema de muestreo de alto rendimiento basado en el submuestreo con capacidad de realizar las mediciones necesarias para el estudio del plasma ECR mediante el estudio de la onda incidente y reflejada de la cámara resonante. Para ello, se ha considerado que el sistema de medición deberá contar, por lo menos, con las siguientes capacidades:

- Capacidad de medir señales con frecuencias de hasta 9 GHz al menos, dado que se

usará para medir la onda incidente de 3 GHz y los armónicos y fenómenos inhomogéneos generados en la onda reflejada.

- Disponer de un rango dinámico lo más elevado posible, dado que los fenómenos generados en el plasma pueden tener amplitudes que se diferencian en varios órdenes de magnitud (y además el sistema deberá estar protegido ante un posible fenómeno en el que toda la onda incidente es reflejada)
- Capacidad de medir señales con frecuencias en el orden y con precisión de kilohercio, dado que las variaciones generadas por fenómenos externos podrían generar desplazamientos de ese orden en las frecuencias de la onda reflejada.
- Capacidad de medir simultáneamente en varios puertos de entrada, puesto que la onda reflejada puede tener un componente a la misma frecuencia que la onda incidente, y en la relación de fase entre ambas podría haber información por descubrir.

Debido a que las medidas a realizar (y por ende las decisiones tomadas en la etapa de diseño) dependen de los fenómenos del plasma que se acaben observando en la onda reflejada, las capacidades mínimas que debe cumplir el sistema pueden no resultar suficientes. Por ello, en la medida de lo posible se debe priorizar el diseño de un sistema lo más modular posible, además de un sistema que permita el tratamiento de todos esos datos en tiempo real.

## 2. Técnicas de submuestreo

A la hora de realizar las mediciones que involucran una conversión analógica a digital, una de las primeras decisiones que deben tomarse es la elección de una frecuencia de muestreo. Si el muestreo es resulta demasiado lento y aquello que se está midiendo cambia drásticamente entre cada una de las muestras tomadas, las mediciones tomadas contarán una historia incompleta de lo medido; si el muestreo es mucho más rápido que la dinámica de aquello que se está midiendo, la medición será una imagen muy fiel a lo medido, y la interpolación de los datos discretos será muy cercana a la señal analógica original. Sin embargo, aumentar de forma arbitraria la frecuencia de muestreo trae consigo una serie de problemas, dado que la adquisición y tratamiento de esos datos se vuelve más compleja y requiere de una mayor inversión de los recursos humanos y económicos. Especialmente, cuando una frecuencia de muestreo elevada se junta con otros requisitos (como un rango dinámico elevado o la adquisición de varias señales simultáneas) la adquisición y tratamiento de datos se vuelve especialmente costosa.

Para poder analizar las limitaciones que la discretización de la señal original impone sobre la información adquirida, interesa analizar primero los efectos que tiene en el espectro esta discretización en el tiempo.

**Espectro Periódico** La transformada de Fourier de una señal discreta en el tiempo puede escribirse como

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\omega n} \quad (1)$$

donde  $x[n]$  son los datos discretos que se han medido en el tiempo (siendo  $n$  un número entero que diferencia a cada una de las muestras tomadas) y  $X(e^{j\omega})$  es la transformada de Fourier Discreta o *DTFT* (siguiendo la notación de Oppenheim [4]). En esta expresión se puede ver que el espectro será periódico en  $\omega$  con un periodo de  $2\pi$ , dado que  $e^{j(\omega+2\pi)n} = e^{j\omega n}e^{j2n\pi} = e^{j\omega n}$ . Si además relacionamos la señal continua original con los datos discretizados que se medirán,  $x[n] = T \cdot x(nT)$  donde  $T$  es el periodo del muestreo, y mediante las paréntesis cuadradas se quiere expresar explícitamente que la señal es discreta y mediante las paréntesis convencionales que se trata de la señal continua. Al incluir el periodo de muestreo en la ecuación (1) se consigue que

$$X_T(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\omega Tn} \quad (2)$$

En este caso, el periodo del espectro pasará a ser de  $2\pi/T$ , donde  $T$  será el periodo de muestreo.

**Espectro simétrico** Al limitar el análisis a una señal real, la DTFT será una función simétrica [5]

Observando ambas características, se puede recuperar el *teorema de muestreo de Nyquist-Shannon* para el caso de señales reales [6] y saber que la frecuencia máxima del espectro de la señal continua no debe superar la mitad de la frecuencia de muestreo (también llamada frecuencia de Nyquist). Esto se debe a que cualquier frecuencia superior en

el espectro de la señal continua podrá interferir con parte del espectro porque el espectro tendrá que ser periódico y simétrico.

Debido a las características que debe cumplir el sistema, realizar el análisis con la suficiente frecuencia de muestreo como para poder reconstruir todas las posibles señales generadas resultaría muy caro; para tratar de abaratar los costes y simplificar el sistema se han implementado técnicas de submuestreo: técnicas en las que los datos adquiridos no han sido tomados con la suficiente rapidez como para cumplir con el teorema de Nyquist-Shannon, pero permiten la recuperación de parte de la información.

## 2.1. Reconstrucción de señales por encima de la frecuencia de Nyquist

Para tratar de reconstruir la señal original, primero se deben reconocer los efectos que la discretización introduce en la señal. Observando los efectos que la discretización introduce sobre una señal sinusoidal (siguiendo la evolución de la Figura 1):

- Si se analiza una sola señal sinusoidal por debajo de la frecuencia de Nyquist (análogamente, si la señal se estudia mediante una frecuencia de discretización que se encuentra por encima del doble de la frecuencia original) la señal original puede ser reconstruida obviando los alias (artefactos generados en el espectro a consecuencia de la discretización) que se generen fuera del rango delimitado por la frecuencia de Nyquist. Observando esto en la Figura 1a, la señal original es discretizada, y en el espectro se observan dos alias entre 0 Hz y la frecuencia de muestreo. Concretamente, dado que sabemos que la señal original se encuentra por debajo de la frecuencia de Nyquist, sabemos que en el espectro encontraremos un pico a la frecuencia original entre 0 Hz y la frecuencia de Nyquist ( $f_m$ ). Además, sabiendo que el espectro debe ser par (porque la señal original es real), sabemos que el pico situado entre 0 Hz y la frecuencia de Nyquist aparecerá también entre menos la frecuencia de Nyquist y 0 Hz. Ahora, y dado que el espectro es también periódico, ambos picos que se acaban de describir alrededor de 0 Hz deberán aparecer también alrededor de la frecuencia de muestreo. Debido a ello, aparece un segundo pico en la Figura 1a en la frecuencia  $f'_m$ ; concretamente, y debido a los argumentos de simetría y periodicidad que se han esgrimido, se puede observar que la diferencia en frecuencias entre 0 Hz y la frecuencia original será la misma que la diferencia en frecuencias entre el alias representado en la Figura 1a y la frecuencia de muestreo. Alternativamente, también se puede representar que la condición que se acaba de describir diciendo que estos alias generados deben ser simétricos con respecto a la frecuencia de Nyquist.
- Si se analiza una sola señal sinusoidal cerca de la frecuencia de Nyquist (Figura 1b), puede repetirse todo el análisis realizado en el punto anterior y ver que los dos picos que se generarían están ahora ambos más cerca de la frecuencia de Nyquist (manteniéndose ambos a la misma distancia de la frecuencia de Nyquist).
- Si se analiza una sola señal sinusoidal que coincida con la frecuencia de Nyquist (Figuras 1c y 1d) ambos picos del espectro ( $f_m$  y  $f'_m$ ) coincidirán con la frecuencia de Nyquist. En este punto, no se podrá garantizar que la señal reconstruida vaya a ser idéntica a la señal original, porque ambos picos coincidirán en el mismo punto y no

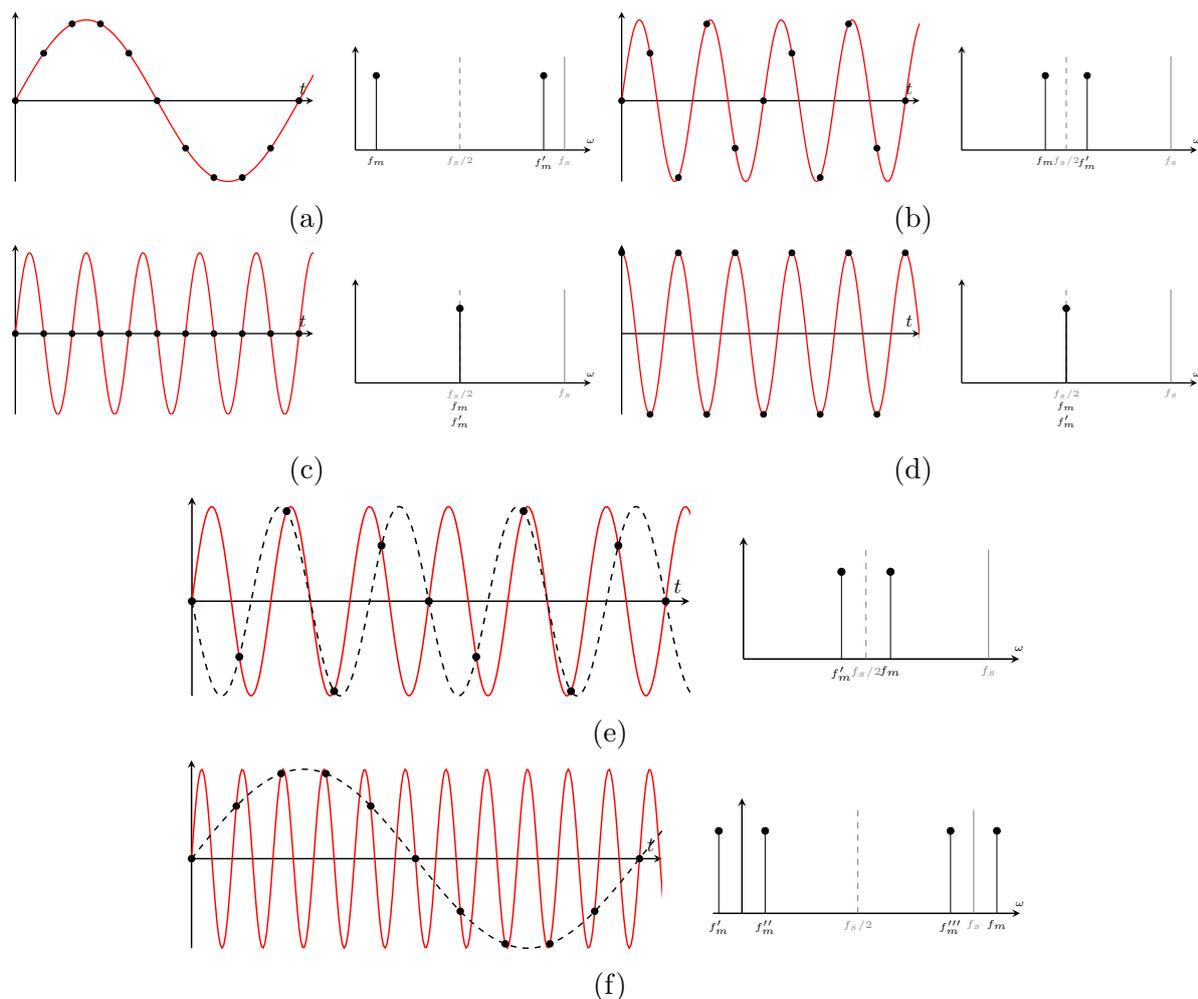


Figura 1: Discretización de señales de diferentes frecuencias, discretizadas periódicamente a frecuencia  $f_s$ . Junto a cada diagrama temporal se representa el espectro periódico correspondiente, donde la frecuencia de Nyquist está explícitamente representada como  $f_s/2$  y la frecuencia de la señal discretizada se representa como  $f_m$  (los aliasing consecuencia de la discretización se han representado mediante  $f'_m, f''_m, f'''_m$ )

se podrá diferenciar que aportaciones del espectro pertenecen al espectro original y cuáles al alias. Por este motivo, por ejemplo, en la Figura 1c la discretización podría ser realizada mediante una señal constante y de valor nulo.

- Si se analiza una sola señal sinusoidal por encima de la frecuencia de Nyquist (Figura 1e), se observa que el alias superior y la señal original intercambian orden en el espectro (la argumentación realizada en el primer caso sigue siendo válida). En este caso, si supusiéramos que la frecuencia original sigue situada entre 0 Hz y la frecuencia de Nyquist y usásemos el espectro para llevar a cabo la reconstrucción de la señal original, conseguiríamos la línea negra discontinua representada en la Figura 1e; se reconstruye una señal que coincide en todos los puntos en los que se ha llevado a cabo una medida, pero dado que se ha reconstruido un alias la reconstrucción resulta equivocada.
- Si se analiza una sola señal sinusoidal muy por encima de la frecuencia de Nyquist (Figura 1f), no bastará con estudiar lo que les sucede a la señal original y al alias

que se ha estado estudiando hasta ahora  $f'_m$ , sino que habrá que tener en cuenta una mayor cantidad de alias. Para ello, y sirviéndonos de las relaciones existentes entre las frecuencias a las que aparecen los alias descritas en el primer punto, podríamos prever en que puntos se generaran esos alias. Concretamente, si supusiéramos que la frecuencia original fuera inferior a la frecuencia de Nyquist, el alias a utilizar para esa reconstrucción debería estar en la frecuencia  $f''_m$  de la Figura 1f. este alias sería generado sabiendo que el espectro es periódico y repitiendo el pico perteneciente a la señal original ( $f_m$ ) en el rango que será reconstruido. Evidentemente, dado que se ha usado un alias para la reconstrucción, esta no concuerda con la señal original.

Generalizando los resultados presentados en este apartado, si se discretiza una señal sinusoidal, el alias que se generará en el rango de 0 Hz a la frecuencia de Nyquist tendrá la frecuencia correspondiente a una repetición periódica de la frecuencia original o una repetición periódica de la frecuencia simétrica a la original. Resumiendo esto en una expresión cerrada:

$$f_m^{(1)} = \begin{cases} f_o \text{ mód } f_s & : 0 \leq (f_o \text{ mód } f_s) \leq \frac{f_s}{2} \\ f_s - (f_o \text{ mód } f_s) & : \frac{f_s}{2} < (f_o \text{ mód } f_s) < f_s \end{cases} \quad (3)$$

donde  $f_m^{(1)}$  es el alias en el rango 0 Hz a la frecuencia de Nyquist,  $f_o$  es la frecuencia original,  $f_s$  es la frecuencia de adquisición, y mediante (mód) se representa la operación módulo (o el residuo de la división entre ambos números).

### 2.1.1. Reconstrucción de una señal sinusoidal

Si se quiere reconstruir una señal sinusoidal que ha sido discretizada, primero se deberá conseguir el espectro de esa señal discretizada. Mediante el uso de las técnicas numéricas más habituales, habitualmente solamente se reconstruye el espectro comprendido entre 0 Hz y la frecuencia de Nyquist; esto es debido a que el resto del espectro no dispondrá de nueva información dado que se estará estudiando el espectro de una señal real discretizada y por consiguiente cumplirá con los requisitos de simetría y periodicidad descritos en el apartado 2.

Si se sabe que la señal original tiene una frecuencia inferior a la de Nyquist, la reconstrucción de la señal puede realizarse directamente siguiendo el espectro conseguido entre 0 Hz y la frecuencia de Nyquist, dado que la información que acaba en ese rango pertenecerá a la señal original y no aparecerá el efecto de ningún alias. Habitualmente esta condición y forma de medir es la más habitual, dado que mediante el filtrado analógico de la señal de entrada se puede garantizar que la señal que se está discretizando cumple con esa condición de tener una frecuencia inferior a la de Nyquist, y se podrá garantizar que la reconstrucción es idéntica a la señal original (al menos dentro del rango de precisión de la máquina utilizada).

Si la señal original tiene una frecuencia superior a la de Nyquist, la reconstrucción de la señal usando el espectro situado entre 0 Hz y la frecuencia de Nyquist no resultará en la señal original (como se ha visto en el apartado 2 y en la Figura 1f). Para reconstruir la señal una señal sinusoidal de estas características, se deberá deshacer el proceso que ha

culminado en la expresión de la ecuación (3), y , sabiendo la frecuencia del alias situado en el rango  $[0 \text{ Hz}, f_s/2]$ , recuperar la frecuencia original. Esta expresión puede escribirse como

$$f_o = \begin{cases} \left\lfloor \frac{f_o}{f_s} \right\rfloor f_s + f_m^{(1)} & : 0 \leq (f_o \text{ mód } f_s) \leq \frac{f_s}{2} \\ \left( \left\lfloor \frac{f_o}{f_s} \right\rfloor + 1 \right) f_s - f_m^{(1)} & : \frac{f_s}{2} < (f_o \text{ mód } f_s) < f_s \end{cases} \quad (4)$$

donde  $f_m^{(1)}$  es el alias en el rango 0 Hz a la frecuencia de Nyquist,  $f_o$  es la frecuencia original,  $f_s$  es la frecuencia de adquisición, y mediante  $\lfloor \cdot \rfloor$  se representa la función suelo. Observando las ecuaciones (3) y (4) se observa que si bien una señal determina inequívocamente el alias que se generará en la primera ventana, saber la frecuencia de ese primer alias medido no resulta suficiente como para poder reconstruir la señal original; es decir, en el proceso se habrá perdido información siempre que la señal original tuviera una frecuencia superior a la de Nyquist, como cabía esperar. Sin embargo, se podría reconstruir la señal original siempre que se conociera el valor de  $\left\lfloor \frac{f_o}{f_s} \right\rfloor$  y se supiera si se cumple la condición  $f_o \text{ mód } f_s \leq \frac{f_s}{2}$ ; tanto para la primera condición como para la segunda, no hace falta establecer con exactitud el valor de la frecuencia original, y esto permite reconstruir la señal original conociendo únicamente con exactitud el alias  $f_m^{(1)}$  y sabiendo en que rango debería situarse la frecuencia original.

Por ejemplo, si se midiera una señal con una frecuencia original de 11 Hz con una frecuencia de muestreo de 10 Hz, el alias observado en el rango de 0 Hz a 5 Hz (la frecuencia de Nyquist) sería de 1 Hz (situación plasmada en la Figura 1f). De forma análoga, si se midiera un alias de 1 Hz y se supiera que la señal original tiene una frecuencia en el rango de 10 Hz a 15 Hz, se puede reconstruir la señal original de 11 Hz.

### 2.1.2. Reconstrucción de una señal con varios componentes sinusoidales

Si la señal original estuviera compuesta de más de un componente sinusoidal, cada uno de ellos sufriría la transformación de la ecuación (3), y por consiguiente para poder tratar de recuperar la señal original, hará falta conocer la frecuencia original de cada uno de los componentes y aplicar a cada uno de los alias medidos la transformación de la ecuación (4).

Sin embargo, la transformación a la frecuencia original puede resultar más complicada que en el caso limitado a una sola frecuencia (e incluso imposible), dado que los alias que se han medido pueden no tener ninguna diferencia entre si y resultar imposible saber a que frecuencia original aplicarle la reconstrucción de la ecuación (4), e incluso varios alias pueden coincidir en una misma frecuencia, haciendo imposible saber cual es la amplitud de cada una de las señales. Por estos motivos, si se está midiendo una señal con armónicos, se debe elegir una frecuencia de muestreo que garantice que varios alias pertenecientes a diferentes armónicos no coincidirán en la misma frecuencia.

### 2.1.3. Reconstrucción de espectros

Si la señal original no es un seno puro sino que tiene un ancho de banda, cada elemento diferencial de la frecuencia puede ser tratado como una señal sinusoidal, y reconstruirse de la forma descrita en el apartado 2.1.1. Si bien esta técnica puede resultar útil, si no se garantiza que cada una de esas aportaciones diferenciales no generará un alias que coincida con un alias de cualquier otra parte del espectro, parte de este se solapará y se perderá información. Es por ello que los espectros a analizar deberán ser estrechos (con un ancho máximo igual a la frecuencia de Nyquist) y la elección de una frecuencia de muestreo adecuada será fundamental para poder garantizar que ninguna parte del espectro se solapa.

## 2.2. Reconstrucción de espectros mediante adquisiciones a diferentes clocks

Como se ha mencionado anteriormente, la adquisición mediante submuestreo de una señal sinusoidal permite únicamente la reconstrucción del aliasing que se encuentre entre 0 Hz y la frecuencia de Nyquist. Esta medición puede resultar suficiente en ciertos casos en los que la frecuencia original no es de interés y se quiere estudiar la relación existente entre la señal portadora y su espectro contiguo (por ejemplo en el análisis del factor de calidad o en modulaciones con desviaciones muy inferiores a la frecuencia de muestreo); sin embargo, en los casos en los que la pérdida de la información sobre la frecuencia inicial resulta inaceptable, las técnicas de submuestreo descritas hasta ahora resultan insuficientes y deben ser complementadas con más mediciones.

La solución más directa al problema descrito anteriormente pasa por caracterizar la señal mediante instrumentación propia de RF, y posteriormente aplicar las correcciones necesarias en el submuestreo. Llevándolo a la práctica, esto podría suponer la utilización de un analizador de espectros de banda ancha que se utilizará en conjunción al sistema de submuestreo. El primero se ocupará de conseguir un espectro aproximado, sin necesidad de una precisión superior a la mitad de la frecuencia de muestreo, que se utilizará para reconstruir el espectro generado por el sistema de submuestreo y situar el aliasing de la señal sinusoidal medida en la frecuencia real correspondiente. Esta medida añadida puede resultar suficiente en la gran mayoría de situaciones siempre y cuando se disponga de un analizador de espectros que sea capaz de realizar las mediciones oportunas. Sin embargo, en aquellos casos en los que bien por tratarse del análisis de una señal especialmente tenue o por tratarse de una dinámica excesivamente rápida, la incorporación de un analizador de espectros que sea capaz de medir la señal en cuestión puede dejar como redundantes las medidas realizadas mediante submuestreo y dejar de lado las ventajas que aportaba la medición mediante submuestreo.

Por ello, el desarrollo de una técnica de reconstrucción de espectros que no requiera de instrumentación adicional puede resultar atractiva, especialmente en aquellos casos en los que no se pueda disponer de analizadores de espectros con los anchos de banda o características deseadas. Con ese objetivo en mente, se ha elaborado una técnica que se vale de la adquisición de una misma señal a diferentes frecuencias y multiplica los espectros generados para buscar los alias comunes y reconstruir (con ciertas limitaciones) el espectro original. La motivación para tratar de desarrollar esta técnica se puede observar

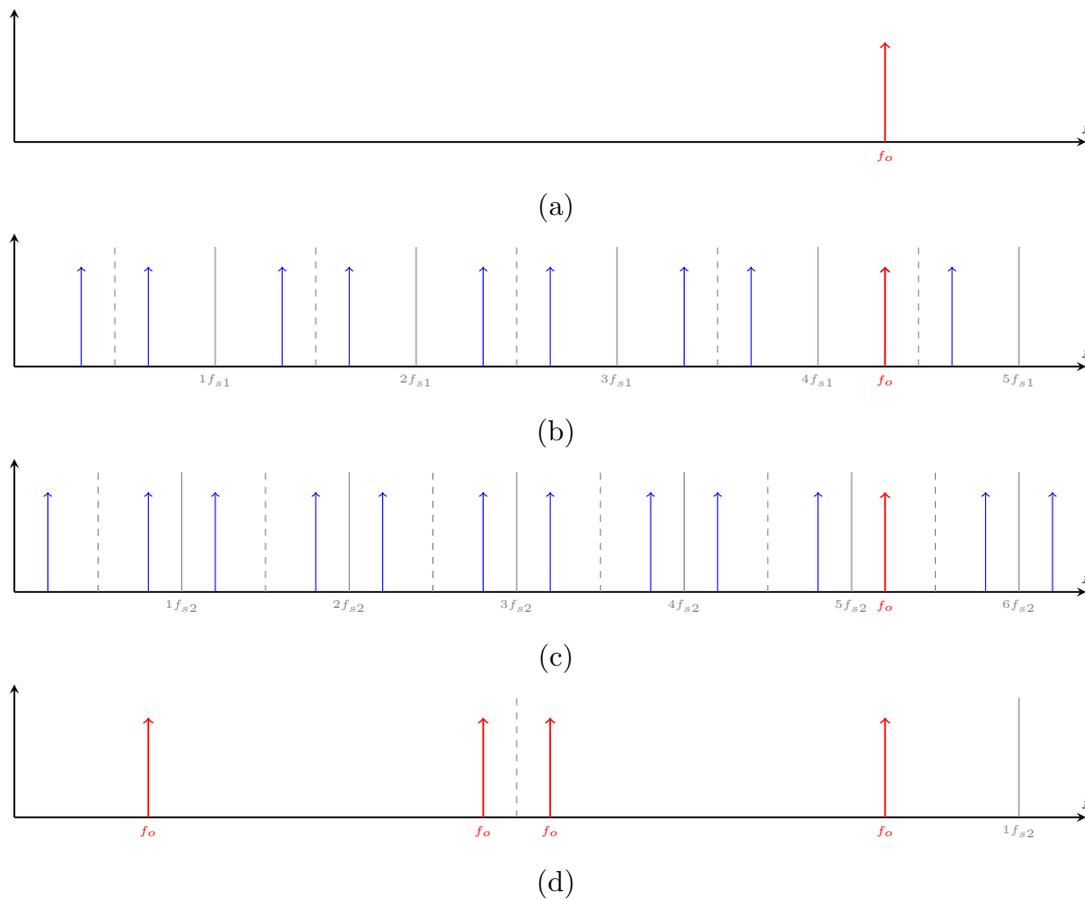


Figura 2: Análisis espectral de: a) una señal sinusoidal y continua, b) discretización de la señal continua a frecuencia  $f_{s1}$ , c) discretización de la señal continua a frecuencia  $f_{s2}$ , d) alias comunes entre ambas discretizaciones .

con mayor claridad en el análisis de una señal puramente sinusoidal digitalizada mediante dos frecuencias inferiores a la suya; como puede verse en la Figura 2, la digitalización generará los alias en los espectros correspondientes y analizando estos se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- La frecuencia original (la frecuencia previa a cualquier digitalización), tendrá un alias en cualquiera de los espectros, indistintamente de la frecuencia usada para el muestreo [5].
- En caso de que una a una frecuencia concreta no se tenga un alias en ambos espectros medidos, se puede asegurar que originalmente no había una señal a esa frecuencia, dado que en caso de haberla habrían aparecido alias en ambos espectros.
- Que dos alias hayan coincidido en una frecuencia no garantiza que originalmente hubiera una señal a esa frecuencia.

El procedimiento indicado hasta ahora resulta prometedor, dado que elimina ciertos alias de la lista de posibles señales originales. Sin embargo, la existencia de frecuencias en las que los efectos de aliasing persisten requiere de un análisis más profundo que se realizará a continuación.

### 2.2.1. Limitaciones en el ancho del espectro recuperado

Dado que los espectros correspondientes a una discretización son periódicos (con un periodo igual a la frecuencia de muestreo) y simétricos con respecto al origen, a continuación se demostrará que parte de estas características tienen un impacto directo en la reconstrucción del espectro. Primero, se supondrá que se han utilizado dos señales de reloj a frecuencias  $f_1$  y  $f_2$  entre las que existe un múltiplo común mínimo (m.c.m.). Durante el trabajo actual la definición del múltiplo común mínimo se extenderá a los números reales, asumiendo que un múltiplo común mínimo es aquel que cumple la condición:

$$\text{m.c.m}(f_1, f_2) = f_a \iff n_1 f_1 = n_2 f_2 = f_a : n_1, n_2 \in \mathbb{N} \quad (5)$$

siendo  $f_a$  la frecuencia mínima que puede cumplir el requisito descrito. De esta forma, el espectro generado mediante la discretización con frecuencia  $f_1$  será periódica también con periodo  $n_1 f_1$  (dado que esta frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia de muestreo), y de igual forma el espectro perteneciente al muestreo con frecuencia  $f_2$  será periódica también con periodo  $n_2 f_2$ . Bajo esta condición, el espectro reconstruido deberá ser periódico con un periodo de  $f_a$ , dado que la reconstrucción se realiza punto por punto en las frecuencias y tanto el primer como el segundo espectro medido tienen una periodicidad compartida, la reconstrucción deberá ser también periódica. Además, ambos espectros medidos serán simétricos respecto al origen, así que la reconstrucción deberá ser también simétrica.

La combinación de ambas condiciones implica que la reconstrucción tendrá, como mínimo, un alias en el rango de frecuencias entre 0 Hz y  $f_a/2$ ; es decir, en el mejor de los casos el espectro reconstruido será análogo a haber muestreado la señal original a la frecuencia  $f_a$ .

Si en vez de dos frecuencias se usaran  $m$  número de frecuencias para la reconstrucción, la frecuencia  $f_a$  se puede definir como

$$\text{m.c.m}(f_1, f_2, \dots, f_m) = f_a \implies n_1 f_1 = n_2 f_2 = \dots = n_m f_m = f_a : n_1, n_2, \dots, n_m \in \mathbb{N} \quad (6)$$

y usando el mismo argumento que en el caso de dos frecuencias saber que la reconstrucción es periódica y simétrica

### 2.2.2. Limitaciones por reconstrucciones no únicas

En el apartado anterior se ha demostrado que la reconstrucción realizada será periódica en  $f_a$  y simétrica, y que por consiguiente debe tener al menos un alias en el rango de 0 Hz a  $f_a/2$ . A continuación se estudiará bajo que condiciones se puede garantizar que una señal sinusoidal pura tenga un único alias reconstruido en el rango de 0 Hz a  $f_a/2$ .

Para ayudar en el análisis y posterior justificación se introducirá el uso de un diagrama propuesto en la Figura 3, en el que se relaciona la frecuencia original de una señal y la posición de los alias generados en el espectro a consecuencia de la discretización. En este diagrama la frecuencia original se representa como una línea horizontal, y la posición horizontal de los puntos de corte entre la frecuencia original y las rectas diagonales representan los alias que se generarán tras la discretización. En el diagrama presentado en la

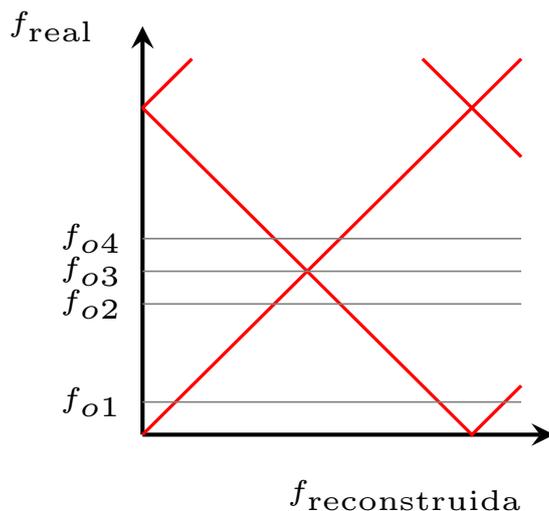


Figura 3: Relación entre la frecuencia real de una señal y los alias generados. Las líneas horizontales representan las diferentes frecuencias utilizadas en la Figura 1 ( $f_{o1}$ ,  $f_{o2}$ ,  $f_{o3}$ , y  $f_{o4}$  equivalen a los estados de las Figuras 1a, 1b, 1c, y 1e respectivamente)

Figura 3 se han representado únicamente las señales originales y los alias generados en el rango de 0 Hz a ligeramente por encima de la frecuencia de muestreo, pero este diagrama podría ser expandido indefinidamente.

Si mediante estos diagramas se quisiera analizar la situación de la Figura 2, deberían construirse dos diagramas, uno para cada frecuencia de muestreo, y expandirlos para analizar todos los alias de interés. Concretamente, dado que anteriormente se ha demostrado que la reconstrucción será periódica, bastará con ampliar los diagramas hasta cubrir un periodo de la reconstrucción. De esa forma, se pueden construir los diagramas de las Figuras 4a y 4b. La ventaja de los diagramas propuestos es que permiten superponerlos y generar así un único diagrama en el que se puede analizar la reconstrucción (mostrado en la Figura 4c). En este último diagrama se puede observar que para que coincidan los alias generados por una misma señal discretizada a dos frecuencias diferentes, la recta horizontal de la frecuencia original deberá cruzarse en un mismo punto con una recta de cada diagrama correspondiente a diferentes frecuencias de muestreo. En el caso de la Figura 4c, la línea horizontal pasa por cuatro puntos en los que una línea roja y una azul coinciden; es decir, hay cuatro frecuencias en las que los alias del primer muestreo coinciden con los alias del segundo muestreo.

En el gráfico 4 se puede observar que, dado que ambos muestreos tienen un mínimo común múltiplo, los diagramas contruidos para cada muestreo comparten las diagonales mayores (las rectas diagonales que pasan por el origen o por cualquier múltiplo de  $m.c.m(f_{s1}, f_{s2}) = f_a$ ), y por consiguiente para cada frecuencia original existirán siempre al menos dos alias compartidos en el rango de  $-f_a/2$  a  $f_a/2$  situados simétricamente respecto al origen, como se esperaba por el análisis realizado en el punto anterior. Sin embargo, y dado que con dos muestreos los diagramas intersecan en muchos puntos fuera de las diagonales mayores, no se podrá garantizar que el espectro reconstruido sea único.

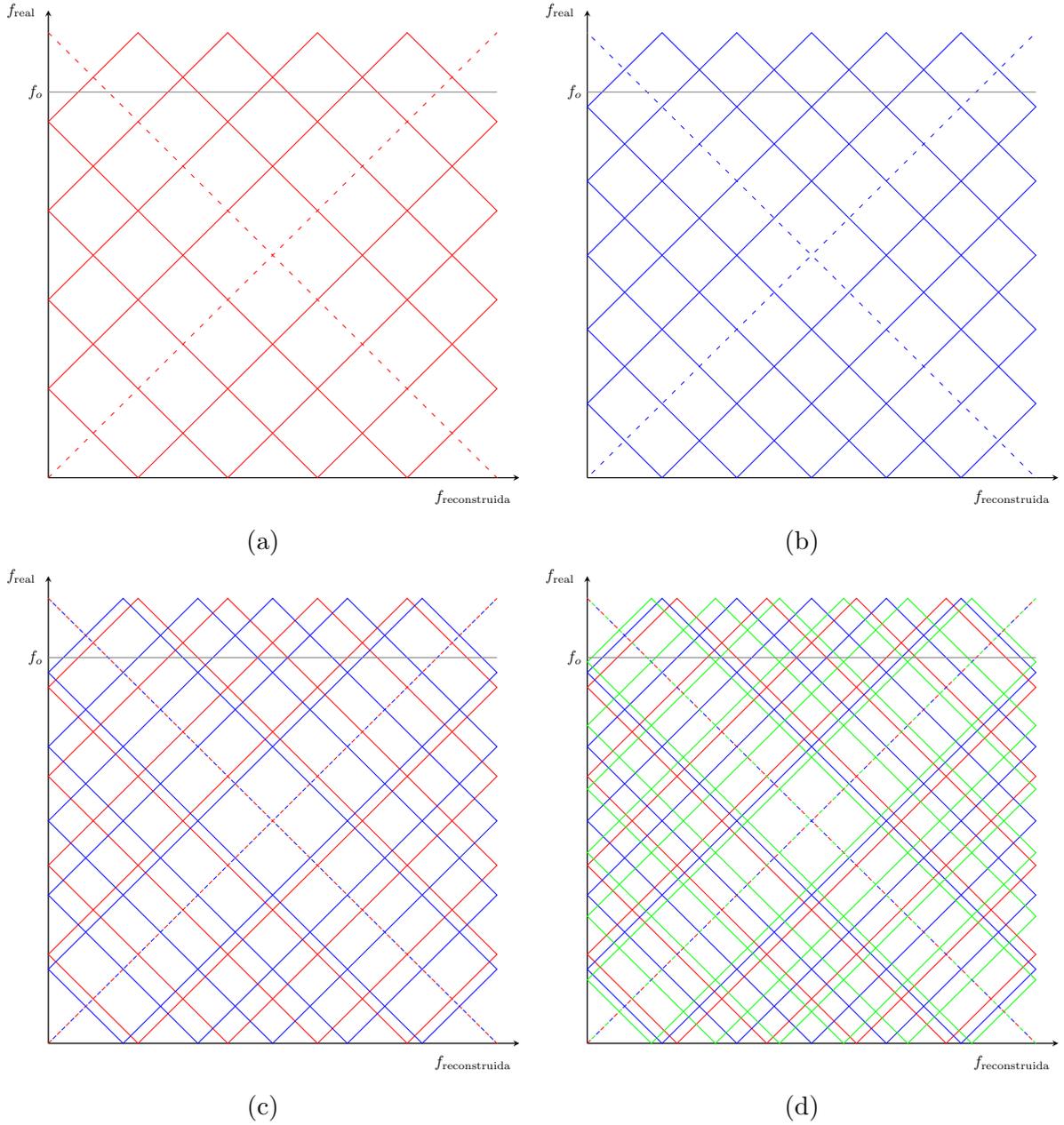


Figura 4: Diagramas de relación entre la frecuencia original y los alias generados: a) señal original muestreada a frecuencia  $f_{s1}$ , b) señal original muestreada a frecuencia  $f_{s2}$ , c) superposición de los gráficos a y b, d) superposición de los gráficos a y b y un tercer muestreo a frecuencia  $f_{s3}$ . Los diagramas han sido construidos siguiendo la situación descrita en la Figura 2. Las líneas discontinuas se utilizan para designar las diagonales mayores del diagrama

Sin embargo, si se introduce un tercer muestreo y se cumplen las condiciones

$$\begin{cases} \text{m.c.m}(f_{s1}, f_{s2}) = f_a \\ \text{m.c.m}(f_{s1}, f_{s3}) = f_a \\ \text{m.c.m}(f_{s2}, f_{s3}) = f_a \end{cases} \quad (7)$$

donde  $f_{s1}$ ,  $f_{s2}$  y  $f_{s3}$  son tres frecuencias diferentes, la superposición de los tres diagramas tendrá la forma representada en la Figura 4d. En este caso, se buscará que los tres espectros

medidos coincidan, y por consiguiente se requiere que en algún punto, los tres diagramas coincidan. Debido a la condición impuesta en (7), los tres diagramas compartirán las diagonales mayores pero no podrán cruzarse los tres en un solo punto fuera de ellas. Esto es debido a que los diagramas están compuestos por rectas que pueden tener únicamente dos direcciones, así que cualquier intersección triple requerirá que, al menos, dos de ellas tengan la misma dirección. Si dos de esas rectas comparten dirección y pasan por un mismo punto, acabarán cruzando el eje horizontal en el mismo punto y por definición deberán estar cruzando el eje en un múltiplo de  $f_a$ , lo cual significa que forman parte de una diagonal mayor. Es decir, que si los tres diagramas coinciden, deben estar situados en una diagonal mayor. Este resultado puede verse también si se añade un tercer muestreo a los resultados de la Figura 2, como se indica en la Figura 5.

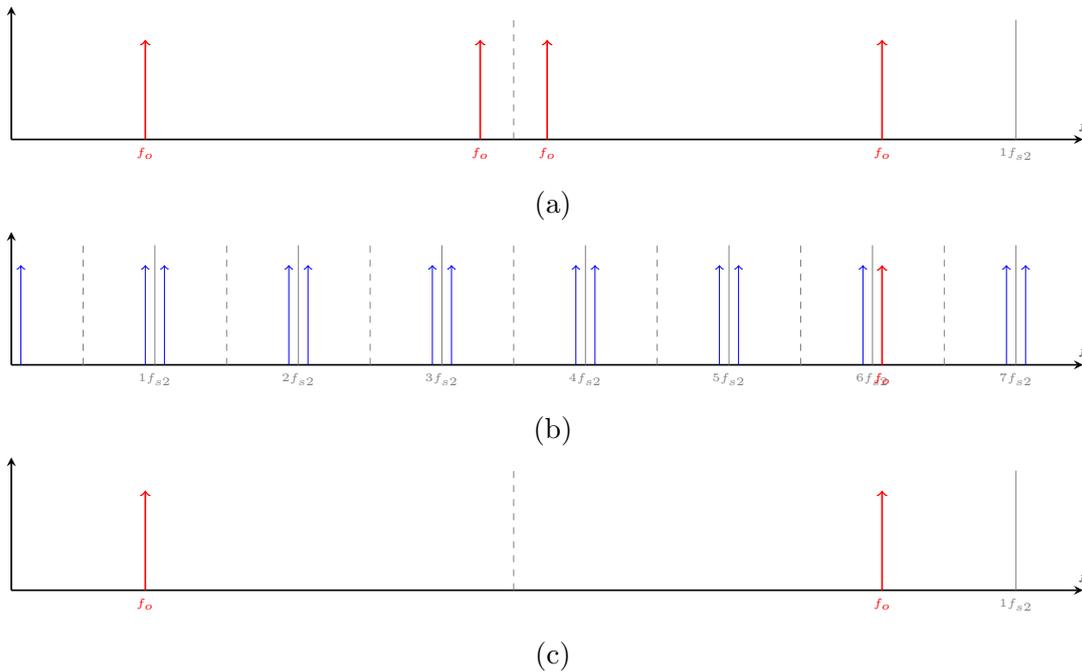


Figura 5: Análisis espectral de: a) alias comunes de la Figura 2, b) discretización de la señal continua a frecuencia  $f_{s3}$ , c) alias comunes entre las tres discretizaciones

El resultado descrito en el párrafo anterior implica que: si se muestrea una señal sinusoidal a tres frecuencias diferentes entre las que se cumple la condición descrita en (7), la reconstrucción será equivalente a haber muestreado la señal original a una frecuencia  $f_a$ .

### 2.2.3. Reconstrucción de señales con más de un componente sinusoidal

El procedimiento descrito hasta ahora ha estado limitado a la reconstrucción de una sola señal sinusoidal, y en el caso de que la señal a reconstruir estuviera compuesta por más de una señal sinusoidal, este procedimiento resultaría insuficiente para poder garantizar la reconstrucción de la señal original. El desarrollo realizado en la sección 2.2.1 es independiente a las características del espectro original, así que los resultados ahí descritos (la periodicidad y simetría del espectro reconstruido) seguirán siendo válidos. Sin embargo, en el resto de los apartados se ha considerado que la señal original estaba compuesta por

una única señal sinusoidal, así que no se podrá garantizar que el uso de tres muestreos diferentes vayan a ser suficientes. Como se puede observar en la Figura 6, el uso de tres

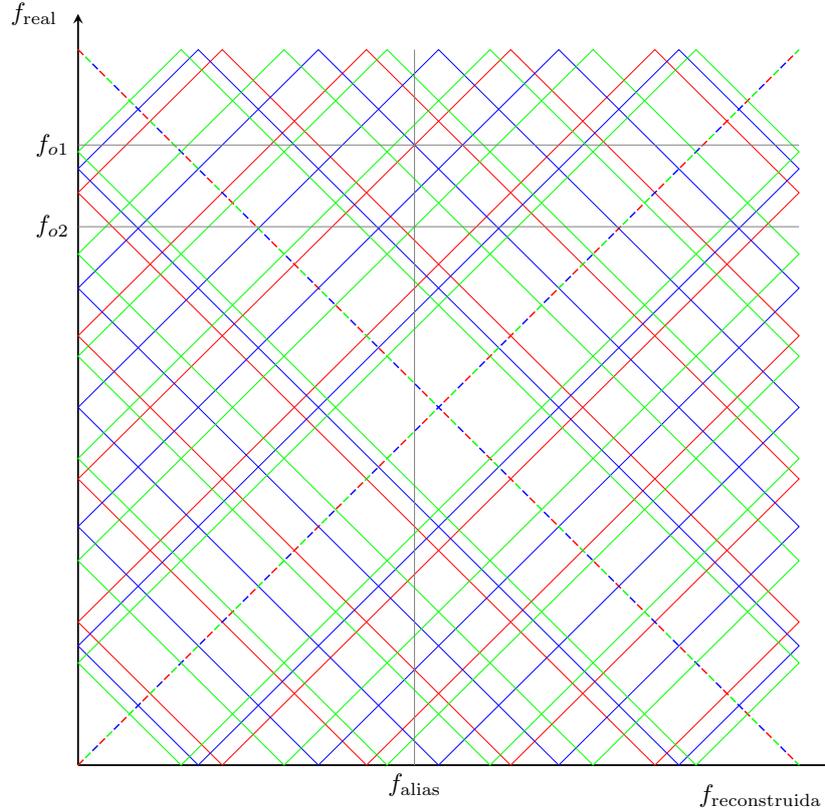


Figura 6: Diagramas de relación entre la frecuencia original y los alias generados en el análisis de dos señales sinusoidales ( $f_{o1}$ ,  $f_{o2}$ ), y un posible punto en el que tres alias procedentes de tres muestreos diferentes coinciden

frecuencias de muestreo diferentes (siguiendo las condiciones de la ecuación 7) resulta insuficiente para reconstruir el espectro original con exactitud. Esto es debido a que, por ejemplo, en la frecuencia  $f_{\text{alias}}$  dos alias generados por la primera frecuencia original ( $f_{o1}$ ) coincidirán con un alias generado por la segunda señal original. Si se realizara un cuarto muestreo de las señales originales (garantizando que  $\text{m.c.m}(f_{s4}, f_{si}) = f_a$  se cumplirá para  $i = 1, 2, 3$ ) todavía podría existir una frecuencia en la que dos alias de la primera señal y dos alias de la segunda señal coincidieran; y como se ha argumentado anteriormente, dos alias provenientes de una misma señal original no garantizan que la frecuencia en la que coinciden sea una diagonal mayor. Sin embargo, si se introduce un quinto muestreo (donde  $\text{m.c.m}(f_{s5}, f_{si}) = f_a$  se cumplirá para  $i = 1, 2, 3, 4$ ) y se dispone de dos señales originales únicamente, se puede garantizar que tres alias (por lo menos) pertenecerán a la misma señal original, así que estarán situados en el mismo punto del diagrama que relaciona la frecuencia real con los alias generados. Llegados a este punto, se puede aplicar la misma justificación aplicada en el apartado 2.2.2 y garantizar que cualquier frecuencia en la que coincidan los cinco alias será una intersección entre las rectas horizontales (frecuencias originales) y las diagonales mayores en el diagrama. Es decir, esas frecuencias en las que coinciden cinco alias equivaldrán a haber muestreado la señal a la frecuencia  $f_a$ .

Para poder generalizar esta técnica a cualquier número de señales originales, basta con observar que si se garantiza que tres alias de una misma señal original coinciden

en la misma frecuencia, esta será parte del espectro que se conseguiría muestreando a la frecuencia  $f_a$ . Por lo tanto, y dado que cada nueva frecuencia original incluirá hasta un máximo de dos alias fuera de las diagonales mayores, harán falta tres frecuencias de muestreo por la primera señal original y dos frecuencias de muestreo más por cada frecuencia original añadida. Reescribiendo, harán falta  $2n + 1$  frecuencias de muestreo diferentes, cumpliendo entre todas ellas la condición

$$\text{m.c.m.}(f_i, f_j) = f_a \quad : \quad \forall i, j \in \mathbb{N} \quad (8)$$

### 3. Sistema de adquisición de datos

Para poder llevar a cabo la adquisición de los datos provenientes de la onda incidente y reflejada de la cámara resonante, hará falta diseñar un sistema con las cualidades descritas en el apartado 1.3; para poder cumplir con todas esas características se usará un sistema de adquisición mucho más lento que los 6 GHz propuestos (pero con la precisión y la cantidad de puertos necesaria), y se implementarán las técnicas de submuestreo para lidiar con la falta de velocidad.

Para llevar a cabo esta toma de datos se ha elegido la tarjeta de adquisición de datos NI-5734 [7]. Para poder usar esta tarjeta se ha decidido usar el ecosistema de National Instruments, donde se han incluido (además de la tarjeta), una FPGA (*Field Programmable Gate Array*) PXIe-7962R, un controlador PXI-8840, y un chasis PXIe-1082. Para tener la posibilidad de cambiar la frecuencia de muestreo y no estar limitados al uso del reloj interno de 120 MHz del que dispone la tarjeta de adquisición, se han incluido una FPGA PXIe-7961R y una tarjeta de generación de señales AT-1212 (ambas incorporaciones siguen siendo parte del ecosistema de National Instruments). El plano conceptual de cómo combinan todas estas piezas se ha indicado en la Figura 7.

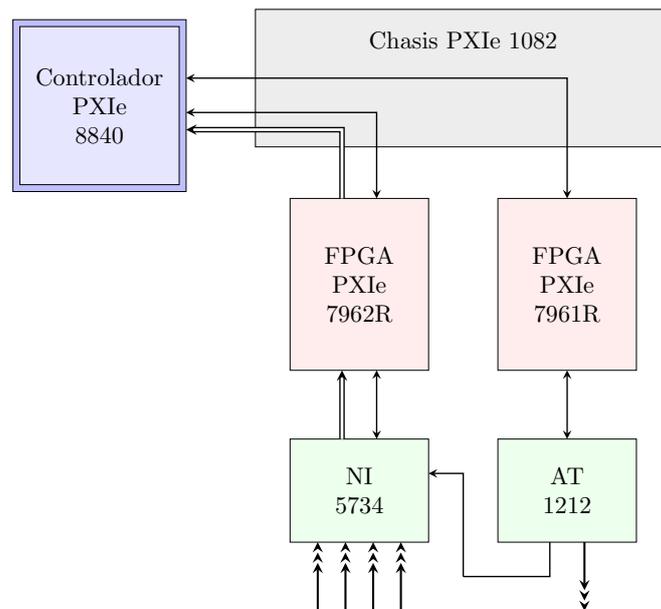


Figura 7: Plano del montaje realizado usando un controlador, un chasis, y dos dispositivos FlexRio. La flecha de una cabeza (→) se ha usado para identificar la señal de reloj, las flechas simples de dos cabezas (↔) se han usado para identificar una comunicación usada para configurar los FPGA y los módulos, las flechas dobles (⇒) se han usado para identificar la comunicación de datos recibidos (antes y después de ser tratados mediante la FPGA), y mediante las flechas con tres cabezas (→→→) se han identificado la salida libre del módulo AT-1212 y las cuatro entradas analógicas del módulo NI-5734

Cada uno de los elementos que se ha incluido cumple la siguiente función:

**Tarjeta de adquisición de datos (NI-5734 [8])** Se trata de un *módulo adaptador FlexRIO* y es la entrada de datos analógicos que medirá el sistema. Cuenta con cuatro entradas diferentes con un conversor analógico digital de precisión de 16 bits en

cada una y una velocidad de muestreo de entre los 50 MHz y los 120 MHz. Los datos digitalizados que se generen en el módulo serán comunicados en tiempo real a la FPGA (también referido como *módulo FPGA FlexRIO*), junto a la que formará un *Dispositivo FlexRIO*. El módulo dispone también de la opción de modificar la ganancia de entrada, elegir entre tres diferentes filtros de entrada, y elegir entre un acoplamiento DC o AC; las características serán elegidas desde el controlador y se le comunicarán al módulo mediante la conexión con la FPGA.

**FPGA (PXIe-7962R [9])** Cumple dos funciones distintas: por un lado comunica al módulo NI-5734 los comandos que el controlador le haya lanzado al módulo, y por otro lado recoge los datos que genera el módulo y los trata en tiempo real (es decir, asegurándose que todos los datos son tratados según llegan a la FPGA). Debido a que en el tratamiento a realizar es indispensable que todos los datos sean leídos y no se puede permitir ninguna demora, el uso de un programa que funcionase mediante software podría resultar insuficiente o con falta de garantías de que se fuera a cumplir ese tratamiento a tiempo; por ello el uso de FPGA (que implementa esos tratamientos a nivel de hardware) resulta necesario.

**Tarjeta de generación de señales (AT-1212 [10])** Se trata de un *módulo adaptador FlexRIO* (esta vez de la empresa Active Technologies) y se encarga de generar las muestras de una señal a una frecuencia de 1.25 GHz. Estas muestras se usarán para generar las señales de reloj que usarán más adelante el módulo NI-5734 y los *track-and-Hold Amplifiers* (en la sección 3.2). Dispone de dos salidas SMA diferenciales, lo que nos permitirá conectar hasta dos dispositivos y que cada uno de ellos tenga acceso a una señal de reloj única con frecuencia y fase diferentes entre ambas. Toda la generación se basa en los datos que esté recibiendo la tarjeta desde el *módulo FPGA FlexRIO* al que se encuentra conectado.

**FPGA (PXIe-7961R [11])** Cumple la función de comunicar a al módulo AT-1212 el valor de las muestras que debe generar en cada momento. Como en el caso del módulo FPGA anetrior, la generación de estos datos es indispensable que se realice sin retrasos, y por ello es necesario el uso de una FPGA

**Controlador (PXI-8840 [12])** Es en esencia un ordenador que se ocupa de recibir y enviar los datos a los diferentes dispositivos que se encuentren conectados al chasis. Es el equipo responsable de realizar todo el tratamiento que se realiza mediante software, y por lo tanto no garantiza los mismos niveles de exactitud, pero permite una mayor flexibilidad, además de disponer de un sistema operativo con entorno visual (en nuestro caso Windows 10).

**Chasis (PXIe-1082 [13])** Sirve para conectar los *dispositivos FlexRIO* con el controlador mediante una placa que dispone de todos los conectores necesarios, así como de encapsular todos los dispositivos para añadir cierta robustez al sistema y garantizar un nivel de protección electromagnética.

### 3.1. Muestreo directo de señales

Para poner en prueba el sistema de adquisición de datos, se han medido señales sinusoidales generadas por un generador externo (generador Agilent/HP 83623B) y se han

tratado de reconstruir mediante el sistema descrito en el apartado anterior. Para generar la frecuencia de muestreo se ha usado el reloj interno de 120 MHz del módulo NI-5734 (no se ha conectado el módulo AT-1212) y la señal se ha introducido directamente desde el generador hasta uno de los puertos del módulo NI-5734.

Los datos medidos por el módulo NI-5734 son directamente pasados al módulo FPGA PXIe-7962R; los datos que llegan a la FPGA son introducidos a una pila " *First In, First Out* (FIFO)" que está implementada en las memorias de la FPGA y el controlador. Si la memoria asignada para ese uso se llenara (porque el módulo es capaz de generar más datos de los que el controlador puede analizar) la FPGA ha sido programada para desechar los datos sobrantes. El uso habitual de este dispositivo ha consistido en usar una FIFO que contuviera alrededor de 16000 datos de cada canal de entrada analógico, y el controlador leyera todos los datos disponibles en la FIFO y los analizara (debido al análisis realizado la FIFO acaba siempre llena en cada iteración del análisis). Además se ha implementado un decimado en paralelo a la toma de datos, para poder analizar tanto los datos tomados a la frecuencia de muestreo como los medidos a velocidades inferiores (Para esta toma se ha implementado una segunda pila de memoria FIFO).

Usando el montaje propuesto e implementando las técnicas de submuestreo presentadas en el apartado 2.1, se ha conseguido reconstruir la frecuencia de una señal de 2.1 GHz con una potencia de  $-20$  dBm. Para la reconstrucción se ha utilizado el conocimiento previo de la frecuencia aproximada que se ha generado, y los resultados concuerdan en las primeras cuatro cifras significativas con los datos del generador de señal. A partir de la frecuencia de 2.1 GHz los resultados han perdido precisión y la reconstrucción ha empezado a fallar debido a que el módulo NI-5734 no está diseñado para implementar técnicas de submuestreo a frecuencias tan elevadas. Los tres motivos principales que se cree han generado estos errores son:

- La circuitería en la entrada de señales se ha comportado como un filtro de primer orden (cuando se ha seleccionado explícitamente que no se aplicara ningún filtro en el módulo). Bajo el uso esperado de este módulo, con señales de una frecuencia máxima de 60 MHz, la presencia de este filtro sería prácticamente despreciable, pero al usarse tan por encima de sus capacidades han resaltado las limitaciones.
- El reloj interno del módulo sufría un *jitter* (una desviación estocástica en la fase del reloj que implica irregularidades en el periodo del reloj) que hacía tomar cada una de las mediciones en instantes ligeramente antes o ligeramente después. Este fenómeno (que de ser cierto debería estar presente en todas las mediciones) afectaría especialmente a los resultados en los que medir en un instante ligeramente equivocado resultaría en una medición equivocada; en caso de estar tratando con una señal de frecuencia baja, una desviación temporal resultará en una muestra muy similar a la que se habría conseguido si no hubiera desviación, porque el cambio que la señal habría sufrido en ese espacio de tiempo entre la medición ideal y la real habría sido despreciable. Si embargo, una señal con frecuencia elevada sufrirá un cambio mucho más notorio en ese mismo tramo de tiempo, y por ello no es de extrañar que el reloj interno que se haya implementado en el módulo tenga un jitter aceptable en el rango de frecuencias de hasta 60 MHz pero acabe mostrando sus limitaciones en frecuencias superiores.
- Los conversores analógico a digital de los que dispone el módulo NI-5734 no son

capaces de realizar la conversión lo suficientemente rápido y en el tiempo que toman para realizar la conversión la señal que están midiendo se ha modificado, causando un posible error en la medición. Como en el caso del jitter del reloj interno, esta velocidad de medición resulta adecuada para señales de hasta 60 MHz, pero mostraría sus limitaciones ante señales con cambios más rápidos.

La combinación de estos fenómenos han empezado a afectar a la señal a partir de 1 GHz aproximadamente, y han reducido al nivel del ruido cualquier señal con una frecuencia superior a 2.1 GHz a  $-20$  dBm.

### 3.2. Muestreo mediante SHA (*Sample-and-Hold Amplifier*)

Para poder medir por encima de las limitaciones del módulo NI-5734, se han introducido cuatro SHA (*Sample-and-Hold Amplifiers*) en el sistema, uno en cada entrada analógica del NI-5734. Estos dispositivos analógicos tomarán una muestra de la señal y la mantendrán constante en la salida del dispositivo, permitiendo que las etapas posteriores dispongan de una señal constante que muestrear (como se muestra en la Figura 8). En

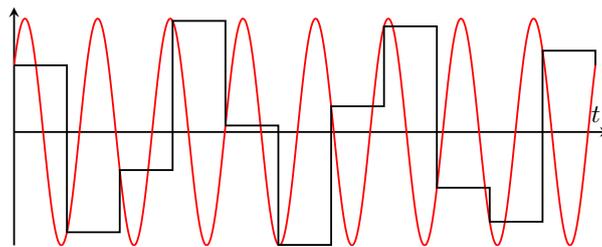


Figura 8: Efecto de un SHA sobre una señal sinusoidal; en rojo se describe la señal original y en negro la salida de un SHA que usa un periodo de muestreo constante.

nuestro caso, y para poder garantizar que los SHA mantienen la señal constante el tiempo necesario, los SHA han sido controlados mediante una señal de reloj proveniente de la tarjeta AT-1212; dado que se está usando un módulo con dos salidas, se han podido usar dos frecuencias diferentes para el módulo de adquisición y para los SHA, además de poder controlar la fase relativa entre ambas señales de reloj. El diagrama del sistema que incluye los SHA se ha incluido en la Figura 9.

Los SHA que se han utilizado son el modelo HMC1061LC5 que pertenecen a la empresa Analog Devices e implementan el diseño de dos THA en cascada. Un THA (*Track-and-Hold Amplifier*) es un dispositivo analógico que cuando se encuentre en uso puede repetir la señal que se le está introduciendo (a este comportamiento se refiere con *Track*) o puede mantener en la salida la última señal que tuviera en la entrada el momento en el que se haya activado este modo (a este comportamiento se refiere con *Hold*).

La elección del modo de funcionamiento estará controlada por una segunda señal externa; en nuestro caso será una señal de reloj externa la que variará el modo en el que se encuentra el THA dependiendo de si la señal de reloj es positiva o negativa comparada con una señal de referencia. En la disposición usada en este trabajo se han usado dos THA consecutivamente (véase Figura 10), usando para un dispositivo la señal de reloj y para el segundo la señal de reloj invertida. El funcionamiento interno de un dispositivo

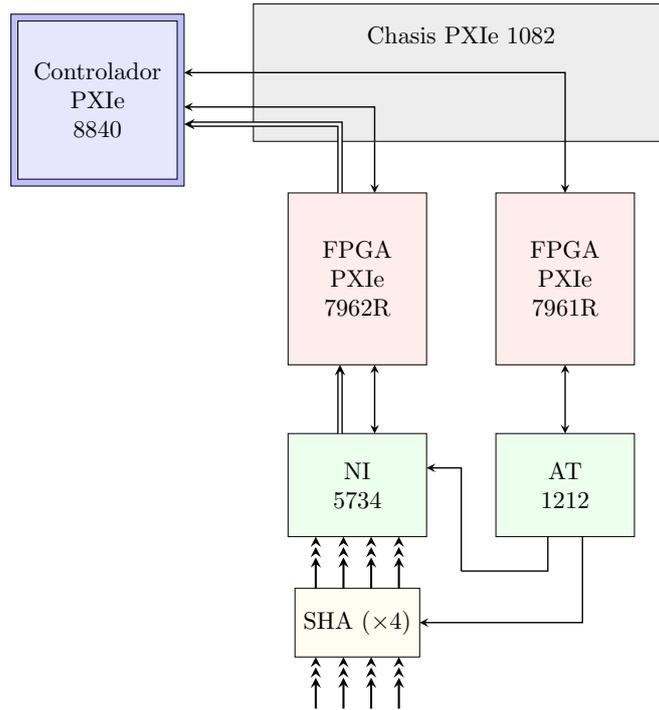


Figura 9: Plano del montaje realizado usando un controlador, un chasis, dos dispositivos FlexRio, y cuatro SHA. Las flechas de una cabeza ( $\rightarrow$ ) se han usado para identificar las señales de reloj, las flechas simples de dos cabezas ( $\leftrightarrow$ ) se han usado para identificar una comunicación usada para configurar los FPGA y los módulos, las flechas dobles ( $\Rightarrow$ ) se han usado para identificar la comunicación de datos recibidos (antes y después de ser tratados mediante la FPGA), y mediante las flechas con tres cabezas ( $\Rightarrow\Rightarrow\Rightarrow$ ) se han identificado las cuatro entradas analógicas a los cuatro SHA y las señales analógicas que llegan al módulo NI-5734.

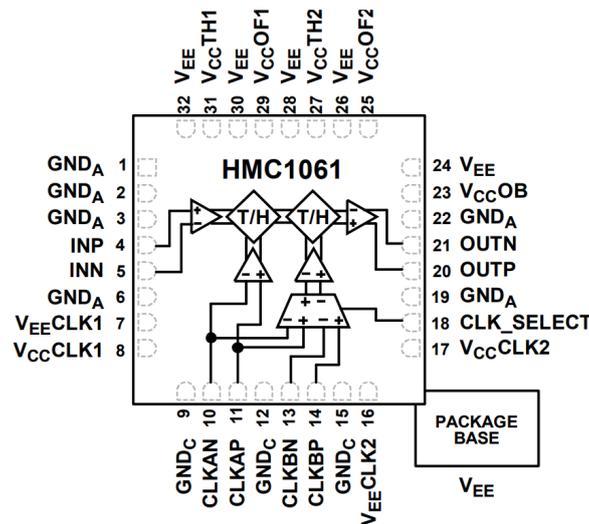


Figura 10: Esquema del chip HMC1061, compuesto por dos THA consecutivos [14]

similar al usado se encuentra en el trabajo de [15], y en los resultados de las simulaciones realizadas en ese trabajo (resumidas en la Figura 11) vemos como cuando la señal de reloj se encuentra en la mitad positiva uno de los THA se encuentra en el estado *Track* y el

otro en *Hold*, mientras que cuando la señal de reloj se encuentra en la mitad negativa los estados de ambos THA se invierten. De esta forma, se consigue el funcionamiento de un SHA que realiza una medida cuando la señal de reloj pasa de negativa a positiva.

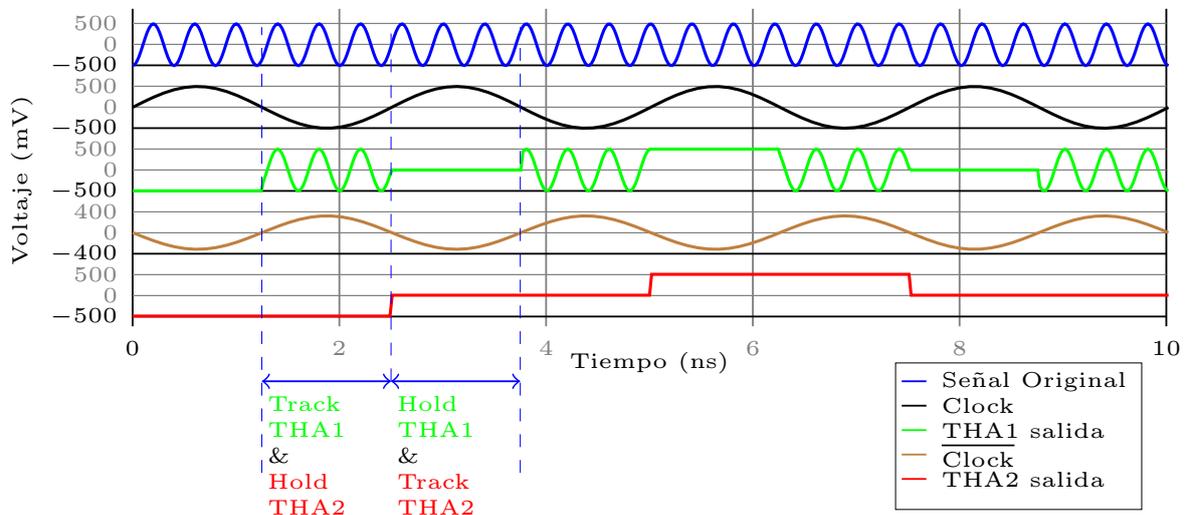


Figura 11: Señales internas de un SHA compuesto por dos THA consecutivos controlados mediante una única señal de reloj externa (resultados procedentes de [15])

Mediante la introducción de estos SHA, se espera que los problemas observados al medir una señal directamente conectada al módulo NI-5734 (apartado 3.1) sean mitigados, dado que el módulo de adquisición podrá realizar la medida de una señal constante y restará importancia al jitter del reloj interno y permitirá al convertor analógico a digital realizar mediciones sin que varíe su entrada.

### 3.2.1. Limitaciones de HMC1061LC5 y uso por debajo de especificaciones

A la hora de usar los SHA en conjunto con el módulo NI-5734, es necesario que ambos elementos estén sincronizados para poder garantizar que la medición realizada por el ADC se realiza mientras los SHA están generando una señal constante. Para ello, será necesario que la señal de reloj usada en el módulo y en los SHA sea la misma o que la señal introducida a los SHA tenga el doble, triple, cuádruple... de frecuencia. En el caso del módulo NI-5734 la señal de reloj más rápida que puede ser usada es de 120 MHz y la señal de reloj más lenta que puede ser introducida a los SHA es de 250 MHz, de forma que no se debería usar la misma frecuencia de muestreo en ambos elementos. Para lidiar con ello, se han generado dos señales en el módulo AT-1212 que cumplieran con los requisitos de frecuencia máxima y mínima y donde la señal entregada a los SHA tuviera el triple, cuádruple... de frecuencia. Además las señales que pueden ser generadas por el módulo AT-1212 están limitadas a divisiones de número entero de 1.25 GHz debido a la arquitectura interna que usa (el la tabla 2 se han marcado las diferentes frecuencias que puede generar y que pueden ser aceptadas sin compromiso por los elementos). Además, se ha estudiado también la posibilidad de usar los SHA por debajo de sus especificaciones, usando un reloj más lento; suponiendo que la limitación del reloj más lento que puede usarse proviene del tiempo máximo que cada THA puede garantizar poder mantener la señal constante (en

nuestro caso de 2 ns[14]), podemos prever que en el funcionamiento del SHA cada THA mantiene la entrada constante durante el tiempo descrito por el fabricante, tras lo cual la salida del THA perderá precisión. Si suponemos que el sistema está compuesto por dos THA, cada uno podrá mantener constante la señal que lo corresponde, dando lugar a la gráfica 12.

| $n$ | $\frac{1.25 \text{ GHz}}{n}$ | $n$ | $\frac{1.25 \text{ GHz}}{n}$ |
|-----|------------------------------|-----|------------------------------|
| 2   | 625 MHz                      | 14  | 89.285 MHz                   |
| 3   | 416.66 MHz                   | 15  | 83.333 MHz                   |
| 4   | 312.5 MHz                    | 16  | 78.125 MHz                   |
| 5   | 250 MHz                      | 17  | 73.529 MHz                   |
| 6   | 208.33 MHz                   | 18  | 69.444 MHz                   |
| 7   | 178.57 MHz                   | 19  | 65.789 MHz                   |
| 8   | 156.25 MHz                   | 20  | 62.5 MHz                     |
| 9   | 138.88 MHz                   | 21  | 59.524 MHz                   |
| 10  | 125 MHz                      | 22  | 56.818 MHz                   |
| 11  | 113.63 MHz                   | 23  | 54.348 MHz                   |
| 12  | 104.16 MHz                   | 24  | 52.083 MHz                   |
| 13  | 96.153 MHz                   | 25  | 50 MHz                       |

Cuadro 2: Primeras 24 frecuencias generables por el módulo AT-1212. En rojo se han marcado las frecuencias admitidas por el módulo NI-5734, en blanco las admitidas sin compromiso por los SHA y en amarillo las admitidas por los SHA por debajo de sus especificaciones.

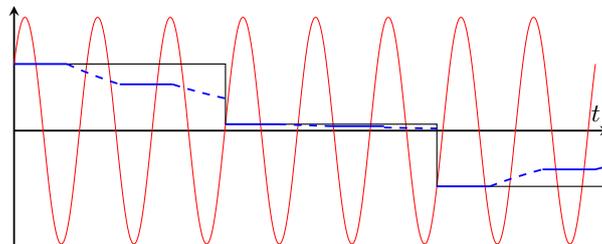


Figura 12: Efecto de un SHA sobre una señal sinusoidal; en rojo se describe la señal original y en negro la salida de un SHA que usa un periodo de muestreo constante.

De esa forma, y dado que la salida del SHA equivale a la salida del segundo THA, se puede usar una señal de reloj con un *duty cycle* tal que se mantenga el primer THA en el estado hold el tiempo máximo garantizado por el fabricante, y el segundo THA mantenga la señal en cuanto el primer THA cambie al estado *Track*. En el presente trabajo, se han utilizado señales de reloj con la misma frecuencia para el módulo NI-5734 y para los SHA (por debajo de la frecuencia mínima recomendada por el fabricante de estos) y con un *duty cycle* cercano al 50% y señales de reloj en las que la frecuencia de los SHA es tres veces superior a la del módulo NI-5734; los resultados han sido iguales en ambos casos, lo que invita a pensar que el tiempo que los THA pueden mantenerse en el estado *Hold* ha sido subestimado por el fabricante (o hemos tenido suerte con los chips disponibles). Aún así, y dado que no son públicas las tolerancias de esos tiempos de Hold, el análisis

realizado será necesario realizarlo siempre que se quiera usar los SHA por debajo de la frecuencia mínima

### 3.2.2. Sincronización entre los THA y el ADC mediante el módulo AT1212

También se ha estudiado el efecto que la fase relativa entre la señal de reloj enviada al módulo NI-5734 y los SHA tiene sobre los datos recibidos. Idealmente, la toma de datos (que como se ha mencionado en el apartado 3.1, no es instantánea y requiere de cierto tiempo) está sincronizada con la toma de muestras de los SHA, como se representa en la Figura 13.

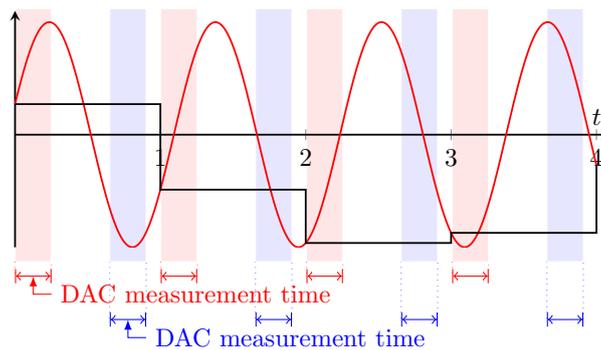


Figura 13: Sincronización entre los SHA (cuya salida se representa mediante una línea negra) y el módulo de adquisición NI-5734. Se han representado dos posibles sincronizaciones, en rojo y en azul, donde las zonas de cada color indican el periodo de adquisición del convertor analógico a digital. En ambos casos la toma de la muestra será adecuada.

Sin embargo, si la sincronización no es adecuada, puede suceder que la muestra tomada por el convertor analógico digital coincida con el cambio de señal dada por un SHA (véase imágenes 14a y 14b). Este fenómeno será especialmente común cuanto más cercano sea el periodo del SHA al tiempo que necesita el ADC para realizar la medida.

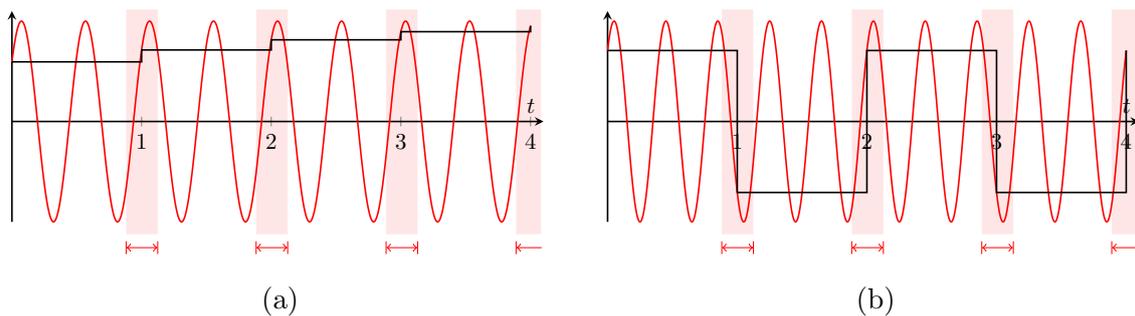


Figura 14: Sincronización entre un SHA (línea negra) y el convertor analógico a digital (zonas rojas) cuando la toma de la muestra del convertor coincide con el cambio de medida del SHA.

En el caso particular del módulo NI-5734, cuando la señal de entrada cambia mientras se esté midiendo, el ADC parece devolver un valor intermedio (posiblemente sensible a fenómenos de jitter). Cuando las medidas generadas por el SHA se encuentran muy cerca entre sí (como en la Figura 14a) los resultados generados por el ADC serán similares a los

reales, dado que cualquier valor intermedio entre ambas medidas se asemeja mucho a los valores de las medidas del SHA. Por ello, la reconstrucción de una señal que cumple con esta condición de cercanía en las medidas del SHA podrá ser adecuada, aunque las variaciones estocásticas generarán un mayor nivel de ruido comparando con medidas tomadas con una sincronización adecuada. Por otro lado, si las medidas generadas por el SHA se encuentran muy alejadas entre si las mediciones que realice el ADC serán completamente estocásticas (véase Figura 14b) y la reconstrucción será imposible.

Esta diferencia en la respuesta ha sido estudiada introduciendo al sistema señales a diferentes frecuencias. Para ello, se ha usado el desfase necesario entre ambas señales de reloj como para superponer la medición del DAC con el cambio de salida des SHA, y se han realizado barridos de frecuencia (desde los 10 MHz a los 1996 MHz) a una potencia de  $-20$  dBm. Algunos barridos se muestran en la Figura 15.

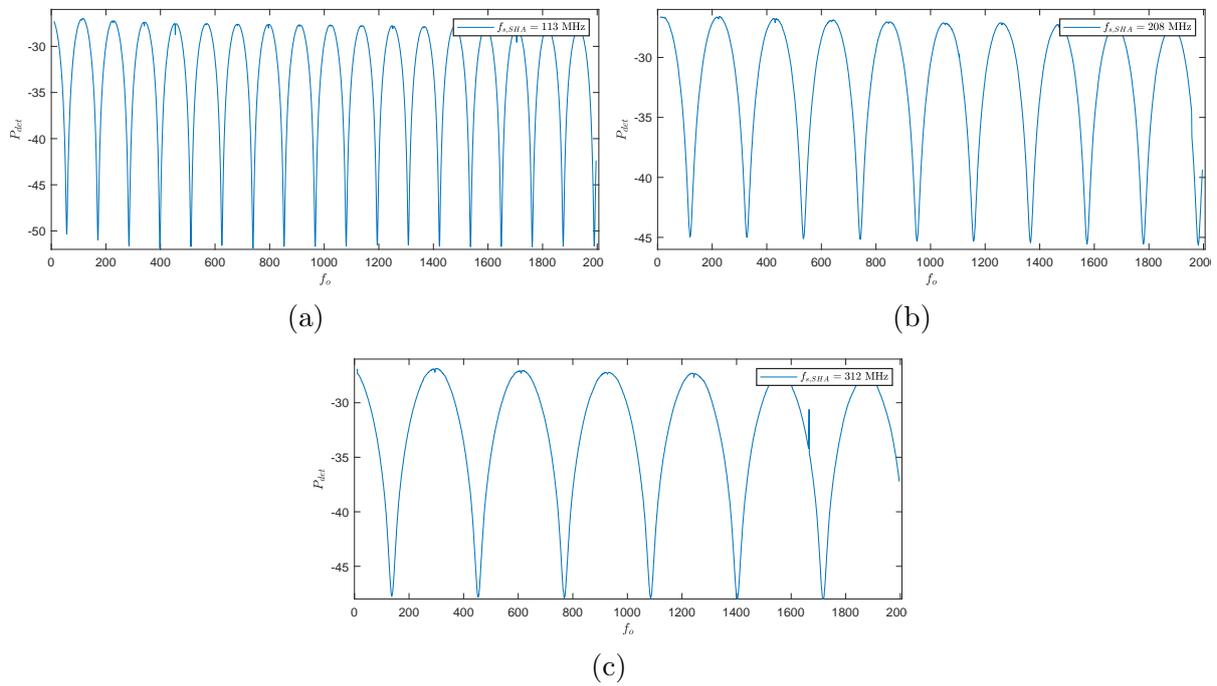


Figura 15: Barridos de la frecuencia a medir  $f_o$  (en MHz) y la potencia detectada  $P_{det}$

Estos barridos han sido repetidos con diferentes combinaciones de frecuencias de reloj, tanto para el DAC como para el SHA, aunque garantizando siempre que una de las frecuencias fuera múltiplo de la otra. Observando las mediciones realizadas, es evidente que existe un fenómeno que afecta al sistema en frecuencias concretas y distribuidas uniformemente, y para asegurar que el fenómeno observado pertenece realmente a un problema de sincronización, se ha contado el número de veces que sucede el fenómeno en cada barrido de frecuencias (véase tabla 3) y se ha realizado una regresión de los resultados (véase Figura 16).

Como se puede ver en la regresión de la Figura 16, la de-sincronización entre los SHA y el módulo de adquisición genera una pérdida en la potencia detectada, donde la cantidad de puntos en los que las pérdidas son mayores es inversamente proporcional al ancho del barrido realizado. Observando más detalladamente, las frecuencias en las que la potencia detectada es máxima coinciden con la frecuencia de reloj introducida al SHA o con los múltiplos de esta, y las frecuencias mínimas aparecen en múltiplos semi-enteros de la

| $f_{s,NI-5734}$<br>(MHz) | $f_{s,SHA}$ (MHz) | Número de veces que<br>sucede el fenómeno de<br>bajada de potencia |
|--------------------------|-------------------|--|
| 113                      | 113               | 17,5   |
| 104                      | 104               | 19   |
| 104                      | 208               | 9,5  |
| 104                      | 312               | 6,5  |
| 104                      | 416               | 5  |
| 104                      | 625               | 3  |
| 96                       | 96                | 21   |

Cuadro 3: Combinaciones de frecuencias de reloj utilizadas para analizar la de-sincronización y número de bajadas de potencia que se han observado en los barridos de frecuencia (20 a 1996 MHz,  $-20$  dBm)

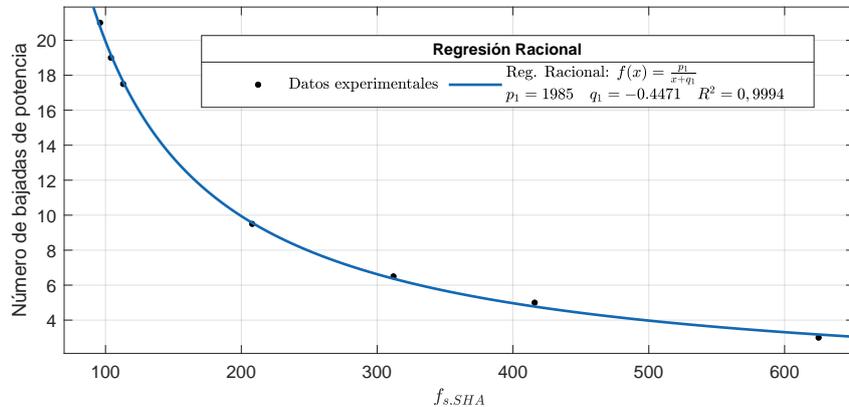


Figura 16: Datos experimentales de la tabla 3 y la regresión racional que mejor los aproxima

frecuencia de reloj del SHA. Esto concuerda con la explicación dada, y es que cuando la frecuencia de la señal medida se asemeja mucho a la de reloj del SHA, el SHA generará muestras con muy poca variación de una a la siguiente, dado que al estar muestreando la señal original a una frecuencia muy parecida a la suya, habrán transcurrido prácticamente periodos enteros (situación similar a las Figuras 1a y 14a). En contraposición si la señal medida tiene una frecuencia que es 0,5 veces (o 1,5 veces o 2,5 veces...) la frecuencia de medida del SHA, pasará medio periodo (o periodo y medio, o dos periodos y medio...) desde una medida del SHA hasta la siguiente, y las muestras generadas se encontrarán alejadas entre si, siendo la media entre ambas medidas cercana a cero (esta situación se asemejarán a las Figuras 1d y 14b)

Dado que se ha visto que este fenómeno de de-sincronización afecta de forma diferente a ciertas frecuencias, una forma de garantizar que ambos elementos se encuentran propiamente sincronizados es asegurar que han desaparecido que esos fenómenos en los que la potencia detectada es menor a la real (o la potencia esperada debido a las pérdidas del sistema). Para ello, se han utilizado tres variantes de una misma técnica, que trata de encontrar cual es el desfase que se debe introducir entre ambas salidas del módulo AT-1212 para evitar esos fenómenos:

### Modificar la fase hasta hacer desaparecer los fenómenos de de-sincronización

La forma directa de hacer desaparecer esos fenómenos es la de modificar la fase y repetir los barridos de frecuencia hasta que se haya encontrado una fase a la que esos fenómenos arriba descritos no sucedan. Esta técnica, si bien conceptualmente la más acorde con lo hecho hasta ahora, requiere de la capacidad de poder hacer barridos, y esto puede no ser posible dependiendo de las etapas previas del sistema (por ejemplo si este sistema se implementa después de un amplificador de banda estrecha).

### Medir la potencia de una frecuencia altamente afectada bajo diferentes fases

Dado que solamente se busca reducir el efecto que las diferentes fases tienen en la potencia, en vez de analizar el barrido entero basta con probar las diferentes fases en una frecuencia en la que se espere encontrar una bajada de potencia. Siguiendo esta implementación se han generado los datos de la Figura 17. Si, además, se dispone de una única señal de reloj que deben compartir todos los SHA (como es nuestro caso), esta técnica permite estudiar la sincronización de todos ellos a la vez; Al generar una gráfica como 17 puede saberse qué fase debe usarse entre el ADC y los SHA para que todas las adquisiciones se realicen correctamente, y es que bastará con buscar una fase en la que ambas gráficas se encuentren en su máximo.

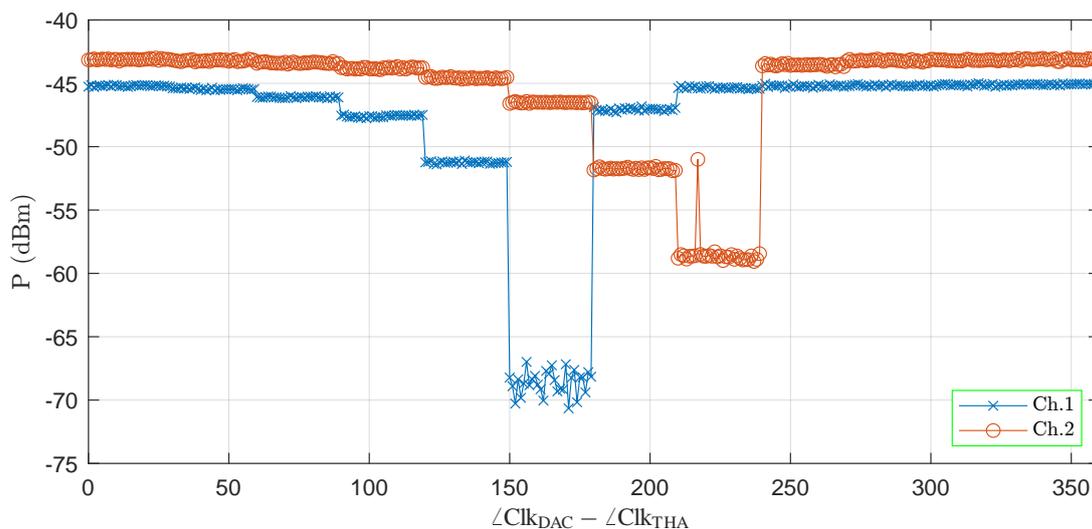


Figura 17: Potencia detectada en dos diferentes canales con dos diferentes SHA a diferentes fases. La fase que se ha usado es la de las ondas que salen del módulo generador AT-1212 (debido a las limitaciones del módulo, solamente pueden generarse 12 diferentes fases a la frecuencia de muestreo de 104 MHz). La frecuencia a medir es un múltiplo semi-entero de la frecuencia de reloj introducida a los SHA. Ambos canales comparten las mismas señales de reloj, pero dado a pequeñas variaciones en la construcción y respuesta de los elementos sufren el mínimo a diferentes fases.

**Medir el nivel de ruido blanco a diferentes fases** Si la señal de reloj que se utiliza en el SHA y en el ADC tienen la misma frecuencia, las frecuencias en las que la potencia detectada será mínima coincidirá con la frecuencia de Nyquist y sus alias (múltiplo semi-entero de la frecuencia de muestreo), así que si se realiza una transformada de Fourier (usando para ello el algoritmo FFT, por sus siglas en inglés *Fast Fourier Transform*) sobre la señal generada las frecuencias que sufrirán las mayores

atenuaciones se encontrarán alrededor de la frecuencia de Nyquist. Siguiendo esa mismo razonamiento, si no se sufre ninguna atenuación todas las frecuencias deberían tener la misma potencia. Por ello, si se introduce ruido blanco en la entrada del SHA y el sistema está sincronizado el espectro generado debería tener la misma potencia en todas las frecuencias (salvando la naturaleza aleatoria del ruido); y si el sistema está de-sincronizado, se espera que el espectro tenga una caída en las frecuencias superiores (en la Figura 18 aparecen los espectros de dos señales, una de ellas sincronizada y la otra de-sincronizada).

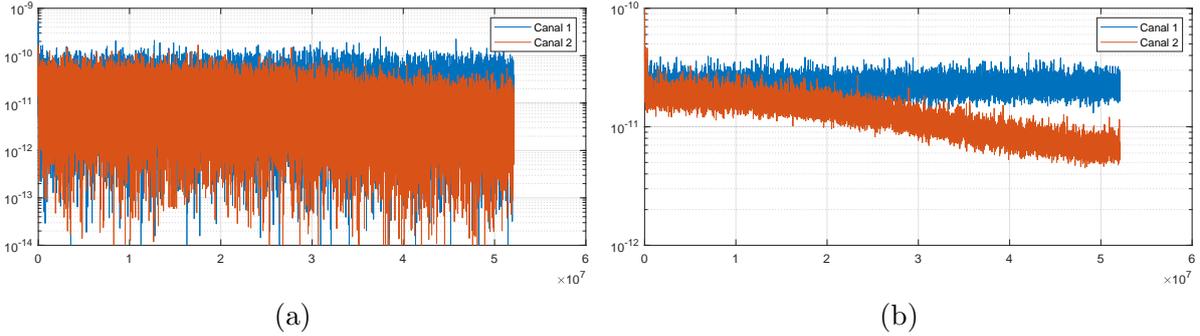


Figura 18: Espectro de una señal de-sincronizada, con una frecuencia de reloj igual para el ADC y para los SHA (104 MHz), a) sin promediado, b) con un promediado RMS de 50 muestras. El canal 1 se encuentra sincronizado pero el canal 2 no (se sabe porque el canal 1 guarda la forma de ruido blanco, mientras que el canal 2 lo distorsiona)

La relevancia de esta sincronización no reside únicamente en sistemas que detectan señales a diferentes frecuencias, sino también en aquellos que detectan señales estáticas, dado que la potencia detectada puede ser menor y, de no ser un factor a tener en cuenta, puede hacer variar la detección de un experimento al siguiente (si se intercambian los cables que llevan las señales de reloj, por ejemplo)

### 3.3. Implementación de la reconstrucción de señales

Para llevar a cabo la implementación de la técnica mostrada en el apartado 2.2, se ha preparado la adquisición consecutiva de las señales necesaria para llevar a cabo la reconstrucción. Idealmente la adquisición a diferentes frecuencias se realizaría de forma paralela, para garantizar que todas las reconstrucciones estarían representando el mismo estado, pero dado que el módulo de adquisición del que se dispone puede hacer la toma de datos a una sola frecuencia (compartida en todos los puertos), la adquisición se ha realizado de forma consecutiva. Una segunda limitación del sistema se encuentra en las señales de reloj que puede generar el módulo AT-1212: resumidas en la tabla 2, en el mejor de los casos la combinación de tres señales de reloj pueden generar una frecuencia de  $f_a = 1.25$  GHz (siguiendo la ecuación (6)). Además, a la hora de construir los espectros periódicos se han usado las FFT generadas a diferentes frecuencias de muestreo, y por ello los espectros están conformados por puntos discretos; en esos casos, la diferencia en frecuencia entre puntos contiguos del espectro es igual a la frecuencia de Nyquist entre el número de puntos tomados en el tiempo, por lo que por lo general los puntos de

cada reconstrucción espectral no tienen por qué coincidir (habitualmente, la diferencia de frecuencia de cada punto al siguiente ha sido de unos 4 kHz a unos 6 kHz). Para dar solución a ese problema se ha realizado una interpolación lineal entre los puntos de cada espectro, reconstruyendo los espectros a cada 1 kHz, y el espectro final se ha construido multiplicando todas las reconstrucciones interpoladas.

Para poner a prueba el sistema, se han introducido diversas señales estáticas compuestas por un solo componente sinusoidal generado por el generador Agilent/HP 83623B y se ha garantizado que la reconstrucción es correcta en todos los casos. Esta reconstrucción ha sido repetida con el generador SSG3032X, en el rango de potencia más elevado de esta (20 dBm) y con un atenuador en la entrada del SHA, para forzar la aparición de armónicos. Las reconstrucciones llevadas a cabo se muestran en la Figura 19.

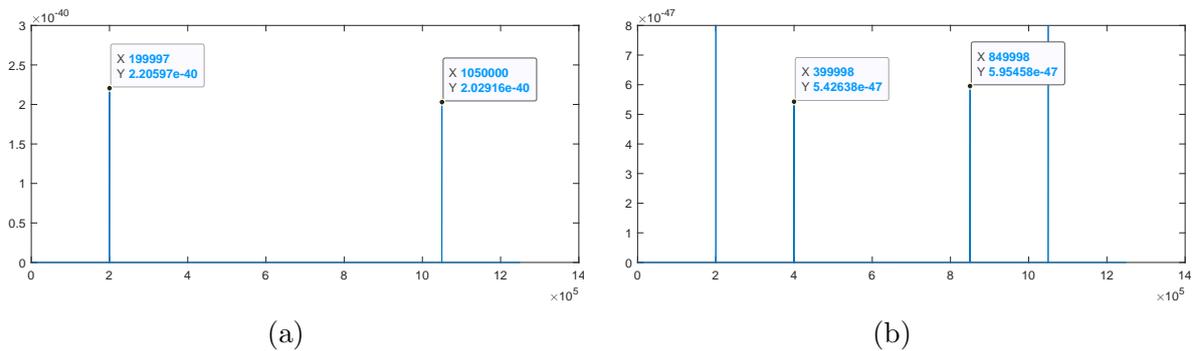


Figura 19: Reconstrucción de las frecuencias principales generadas por el generador SSG3032X a máxima potencia. La reconstrucción implementada sirve para saber la frecuencia de las señales únicamente. En la reconstrucción los cuatro picos principales que se han detectado pertenecen a la frecuencia generada (200 MHz) y a su primer armónico (a 400 MHz). Debido a la simetría de la reconstrucción ambas señales tienen reconstrucciones redundantes a 1050 MHz y 850 MHz aproximadamente

Debido a que la reconstrucción no se realiza de forma paralela, es posible que entre cada medición la señal cambie, y por ello se ha estudiado también la robustez del sistema ante señales sinusoidales que varían de forma constante. Para ello, se ha puesto en marcha un barrido de frecuencias en el generador y se ha tratado de reconstruir la frecuencia en un momento intermedio de ese barrido. Cuando los barridos eran más lentos que 1 MHz/s la reconstrucción se realizaba de forma correcta; si la velocidad del barrido se encontraba entre 1 MHz/s y 1.2 MHz/s la reconstrucción no generaba una solución adecuada siempre, y se empezaban a generar artefactos a otras frecuencias aparte de las esperadas. Cuando la velocidad era superior a 1.2 MHz/s la reconstrucción no era válida, y solamente se observan artefactos de la señal.

## 4. Adquisición experimental de datos

El equipo de medida que ha sido desarrollado en los puntos anteriores ha sido desplegado para realizar las lecturas necesarias del TFG de Física [16]. Debido a que la técnica de reconstrucción planteada no cumple con los requisitos mínimos descritos en el apartado de Objetivos (1.3), se ha tenido que implementar una medida adicional realizada mediante un analizador de espectros de banda ancha que permite la reconstrucción de las señales mediante la aplicación de las técnicas descritas en el apartado 2.1.

Además, en las pruebas realizadas no se han observado pérdidas de información por estar usando los SHA por debajo de sus especificaciones, así que se ha decidido usar la misma señal de reloj para el módulo de adquisición y para los SHA, dado que de este modo se dispone de mayor control en la fase entre ambas señales (y es que la cantidad de desfases disponibles es igual al número  $n$  de la tabla 2, y a mayor frecuencia menor es el control del desfase del que se dispone). Dado que en el estudio del plasma solamente se han usado dos puertos, se han aprovechado las salidas diferenciales del módulo de generación de señales AT-1212 y las entradas diferenciales para las señales de reloj de las que disponen los SHA utilizados para no tener que introducir ningún elemento más al sistema (dado que se utilizó media señal diferencial para cada SHA). Como se ha usado una misma señal para ambos SHA, ha sido necesaria la realización de un análisis de sincronización como el de la Figura 17.

Mediante el sistema que se ha puesto a punto, han podido llevarse a cabo mediciones como la presentada en la Figura 20, donde se han podido observar fenómenos inhomogéneos del plasma que se han combinado con la frecuencia introducida al plasma, generando modulaciones alrededor de la frecuencia de 3 GHz. El sistema ha sido capaz de detectar con precisión la existencia de estos fenómenos y ha sido capaz de diferenciar los fenómenos que suceden a 3 GHz de los que suceden a 3.000 001 GHz

## 5. Trabajos futuros

Como parte del desarrollo del sistema de medida, gran parte de las decisiones tomadas con respecto a la implementación de características han sido directamente motivadas por la medición del plasma. Es por ello, que gran parte del potencial del sistema ha quedado en el tintero y no se ha desarrollado plenamente. Entre las posibles características a implementar, se quiere mostrar especial interés a:

**Sistema de medición paralela a diferentes clocks** Las técnicas propuestas en el apartado 2.2 han mostrado un gran potencial, y la implementación de estas (que se ha tenido que limitar a la medición en serie y posterior análisis) han mostrado resultados favorables. Además, debido a la fuente de señales de reloj utilizada el aumento en el ancho de banda ha estado limitado a un único orden de magnitud. Las limitaciones presentadas han hecho que esta técnica resulte insuficiente para estudiar el plasma, pero el uso de un sistema de adquisición que pueda tomar muestras a diferentes frecuencias en cada puerto, y tener la posibilidad de generar las señales de reloj con mayor libertad podrían significar la implementación de un sistema muy

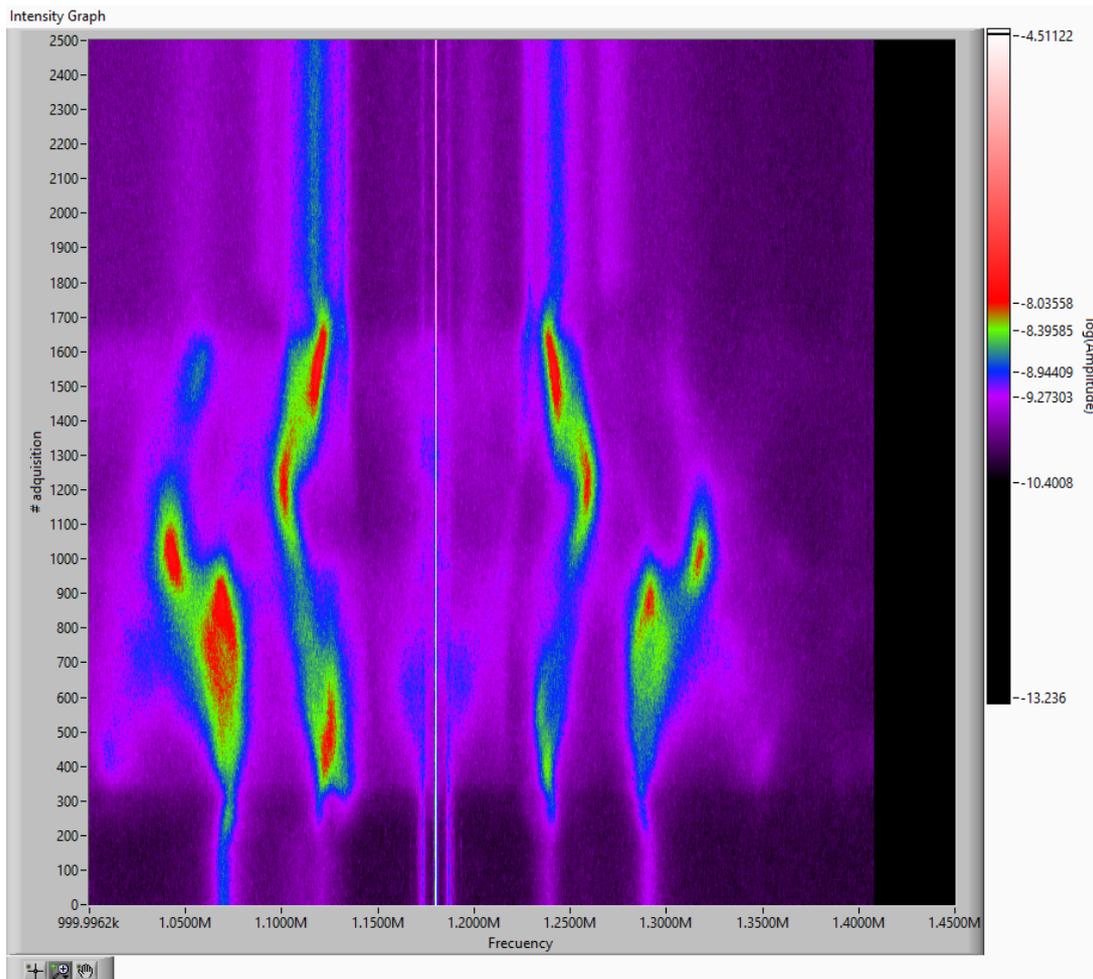


Figura 20: Espectrograma de los datos experimentales recogidos del plasma al realizar un barrido en las potencias introducidas a la cámara. La frecuencia de muestreo es 104 MHz y se ha usado la misma frecuencia en el SHA. Además se ha usado un decimado de 37 elementos para reducir el ancho de banda y condensar más los aproximadamente 32000 puntos del FFT

capaz (y barato en comparación con la alternativa) de realizar las mediciones del plasma.

### **Continuación del desarrollo teórico sobre la adquisición a diferentes frecuencias**

Como parte del desarrollo teórico realizado en el apartado 2.2 se han tomado señales sinusoidales con un factor de calidad infinito. Esta aproximación ha resultado correcta para las señales con las que se ha puesto a prueba la técnica, pero no se ha estudiado el efecto que podría generar una señal con un factor de calidad inferior.

Además tampoco se ha estudiado un posible uso de los SHA para esta aplicación, y es que puede que pueda implementarse un sistema con las técnicas de reconstrucción que disponga de (por ejemplo, tres) SHA muestreando a diferentes frecuencias, y tras estas se utilice un ADC que funcione a una sólo frecuencia. Si la sincronización entre el generador de reloj y la adquisición final es muy exacta, podrían descartarse algunos de los valores resultantes de medidas duplicadas consecuencia de que el ADC haya medido dos muestras del mismo ciclo del SHA. De esta forma, podría implementarse toda la teoría desarrollada usando una adquisición a un sólo reloj.

**Sistema de reconstrucción espectral logarítmica** En el sistema implementado, la lectura de las señales más lentas se ha realizado mediante una pila FIFO (paralela a la pila principal), en la que se han guardado únicamente uno de cada  $n$  datos (realizando así un decimado). Mediante el uso de este decimado se han conseguido medir señales de hasta décimas de hercio, pero no se ha implementado la forma de poder adquirir todos los rangos de frecuencias posibles de forma automática (la elección del rango de frecuencias se ha hecho manualmente modificando el número de decimado y modificando la frecuencia de muestreo). Es por ello que la puesta en marcha de un sistema que implemente la cantidad de pilas FIFO necesarias (con el decimado necesario en cada una de ellas) que permita poder medir a cualquier frecuencia en cualquier momento podría resultar el siguiente paso en la mejora del sistema. Además, esta técnica permitiría construir un espectro con mayor densidad de puntos cuanto más cerca estuviera la frecuencia de 0 Hz, permitiendo mantener las cifras significativas de la medición en más ordenes de magnitud.

**Caracterización en escalas de nanosegundos de los THA utilizados** En el trabajo se ha acabado observando que la respuesta de los THA permite usarlos por debajo de sus especificaciones. Una posible línea de estudio, si se pretende seguir usando este sistema de medición, sería garantizar que esa afirmación es cierta en cualquier situación (y cuales son los límites de la misma). Para ello, se propone el estudio de la salida de los THA en una escala temporal de décima de nanosegundo (orden de 10 GHz) para poder observar los fenómenos transitorios que sucedieran. Mediante este estudio más pormenorizado se podría también dar respuesta a la falta de simetría que se observa al medir la potencia de la señal después de pasarla por un SHA de-sincronizado con el ADC (esta asimetría se observa más claramente en la Figura 17)

## 6. Conclusiones

En este trabajo se ha llevado a cabo la puesta a punto de un sistema capaz de medir los fenómenos generados en el plasma mediante el estudio de las ondas incidente y reflejada generadas en la cámara resonante. Para ello el sistema ha contado con cuatro puertos de entrada, cada uno de ellos equipado con un SHA para mejorar las mediciones a altas frecuencias, 14 bits de precisión y una velocidad de muestreo máxima de 113 MHz

El sistema propuesto ha implementado técnicas de submuestreo y reconstrucciones del espectro basadas en dichas técnicas. Además de las reconstrucciones basadas en el conocimiento de la frecuencia original de la señal, se ha desarrollado teóricamente una técnica que mediante la toma de una misma señal a diferentes frecuencias permite la reconstrucción de señales a frecuencias superiores a cualquiera de las frecuencias usadas. Estas técnicas han sido también puestas en prueba con resultados satisfactorios, aunque debido a las limitaciones existentes en el generador de señales de clock esta técnica no ha acabado siendo parte del sistema implantado para realizar las mediciones del plasma

También han sido estudiadas las limitaciones prácticas impuestas por los THA utilizados en la toma de datos y el uso de estos por debajo de las especificaciones dadas por el fabricante. Junto a ello se han propuesto también tres posibles modos de garantizar la sincronización entre los SHA y la digitalización de la señal.

## Referencias

- [1] U. Busch, “Wilhelm Conrad Roentgen. El descubrimiento de los rayos X y la creación de una nueva profesión médica,” *Revista Argentina de Radiología*, vol. 80, no. 4, pp. 298–307, 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.rard.2016.08.003>
- [2] U. Amaldi, *Particle Accelerators: From Big Bang Physics to Hadron Therapy*, 1st ed. Springer, 2015.
- [3] R. Geller, *Electron Cyclotron Resonance Ion Sources and ECR Plasmas*, 1st ed. Taylor & Francis Group, 1996.
- [4] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and S. H. Nawab, *Signals & Systems (2nd Ed.)*. Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [5] J. G. Proakis and D. K. Manolakis, *Digital Signal Processing (4th Edition)*, 4th ed. Prentice Hall, 2006.
- [6] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 4, pp. 623–656, 1948.
- [7] National Instruments, *NI 5731/5732/5733/5734R User Guide and Specifications*, NI 5731/5732/5733/5734R, 2011.
- [8] Ni-5734 módulo adaptador de digitalizador para flexrio. [Online]. Available: <https://www.ni.com/es-es/support/model.ni-5734.html>
- [9] PXIe-7962 Módulo PXI FPGA para FlexRIO. [Online]. Available: <https://www.ni.com/es-es/support/model.pxie-7962.html>
- [10] At-1212 módulo adaptador para generador de señales para flexrio. [Online]. Available: <https://www.ni.com/es-es/support/model.at-1212.html>
- [11] Pxie-7961 módulo pxi fpga para flexrio. [Online]. Available: <https://www.ni.com/es-es/support/model.pxie-7961.html>
- [12] Pxi-8840 controlador pxi. [Online]. Available: <https://www.ni.com/es-es/support/model.pxi-8840.html>
- [13] Pxie-1082 chasis pxi. [Online]. Available: <https://www.ni.com/es-es/support/model.pxie-1082.html>
- [14] Analog Devices, *DC to 18 GHz, Ultra Wideband, Dual Rank 4 GSPS Track-and-Hold Amplifier*, HMC1061LC5, 2018, rev. B.
- [15] S. Ahmed, M. Saad El Dine, G. Neveux, T. Reveyrand, D. Barataud, and J.-M. Nebus, “4-channel, time-domain measurement system using track and hold amplifier for the characterization and linearization of high-power amplifiers,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 4, no. 1, p. 71–79, 2012.
- [16] J. Vivas, “Análisis de un Plasma de Resonancia Ciclotrónica Mediante el Estudio de las Ondas Electromagnéticas Incidente y Reflejada,” Trabajo de fin de Grado, UPV-EHU, 2023, sin presentar.