



Escuela de  
Ingeniería y Arquitectura  
Universidad Zaragoza

# PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL APLICADO A LA COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA EN SISTEMAS FERROVIARIOS DE SEÑALIZACIÓN Y COMUNICACIÓN

---

Autor: Mateo Iglesias Amella

Director: Alfonso Ortega Giménez

Máster en Tecnologías de la Información y Comunicación en Redes  
Móviles

Programa Oficial de Postgrado en Ingeniería de  
Telecomunicaciones

Curso 2010-2011  
Julio 2011

# **PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL APLICADO A LA COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA EN SISTEMAS FERROVIARIOS DE SEÑALIZACIÓN Y COMUNICACIÓN**

## **RESUMEN:**

El proyecto fin de máster está centrado en el ámbito del procesado de señal aplicado a la compatibilidad electromagnética en comunicaciones ferroviarias, concretamente en el estudio de la compatibilidad electromagnética del material rodante con los sistemas ferroviarios de señalización así como en las interferencias sobre líneas de telecomunicación.

Se ha presentado un marco normativo en dicha materia, se ha desarrollado un método para la medida, adquisición y procesado de las corrientes armónicas que permiten garantizar dicha compatibilidad electromagnética, dotando adicionalmente a la aplicación de una funcionalidad de estimación espectral. Para concluir, se ha realizado una validación de los métodos desarrollados en laboratorio y se han introducido posibles líneas futuras de investigación en la temática.

# **INDICE**

<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>5</b>
1.1 CONTEXTO Y MOTIVACIÓN .....	5
1.1.1 COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA EN APLICACIONES FERROVIARIAS.....	5
1.1.2 COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA EN SISTEMAS FERROVIARIOS DE SEÑALIZACIÓN.....	5
1.1.3 COMPATIBILIDAD CON LÍNEAS DE TELECOMUNICACIÓN .....	6
1.2 OBJETIVOS.....	7
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA. ....	7
<b>CAPÍTULO 2. MARCO NORMATIVO Y MODELO CONSIDERADO PARA INTERFERENCIAS.....</b>	<b>8</b>
2.1 MARCO NORMATIVO .....	8
2.1.1 COMPATIBILIDAD CON SISTEMAS DE SEÑALIZACIÓN Y COMUNICACIÓN.....	8
2.1.2 INTERFERENCIAS SOBRE LÍNEAS DE TELECOMUNICACIÓN .....	8
2.2. MODELO CONSIDERADO PARA INTERFERENCIAS.....	9
2.2.1 TREN: .....	9
2.2.2 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN (HOT PATH):.....	10
2.2.3 CAMINO DE RETORNO DE CORRIENTE (COLD PATH):.....	10
2.2.4 RECEPTOR CIRCUITO VÍA:.....	10
2.2.5 MÉTODO DE MEDIDA Y EVALUACIÓN .....	11
<b>CAPÍTULO 3. MÉTODO DE MEDIDA DE SEÑALES INTERFERENTES.....</b>	<b>13</b>
3.1 MÉTODO DE ADQUISICIÓN DE SEÑAL.....	13
3.1.1 SENSOR.....	13
3.1.2 TARJETA DE ADQUISICIÓN .....	14
3.1.3 APLICACIÓN DE ADQUISICIÓN.....	14
3.2 FILTROS .....	16
3.1.1 FILTROS RELATIVOS A CIRCUITOS VÍA .....	15
3.1.2 FILTRO SOFOMÉTRICO .....	17
3.3 MÉTODO DE EVALUACIÓN .....	17
3.1.1 EVALUACIÓN EN DOMINIO TEMPORAL .....	17
3.1.2 EVALUACIÓN EN DOMINIO FRECUENCIAL.....	20
3.1.3 ESTIMACIÓN ESPECTRAL.....	20
<b>CAPITULO 4: VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE MEDIDA PROPUESTO. ....</b>	<b>28</b>
4.1 VALIDACIÓN DEL MÉTODO DE PROCESADO DIGITAL DE SEÑAL.....	28
4.1.1 VERIFICACIÓN NIVEL ENTRADA DBM .....	29
4.1.2 VERIFICACIÓN VOLTAJE ENTRADA .....	29
4.1.3 RESPUESTA EN FRECUENCIA (UNWEIGHTED MODE).....	29
4.1.4 RESPUESTA EN FRECUENCIA (WEIGHTED MODE).....	30
4.2 VALIDACIÓN MÉTODO DE ESTIMACIÓN ESPECTRAL .....	30
4.2.1 VERIFICACIÓN DEL NIVEL DE SEÑAL Y RESOLUCIÓN ESPECTRAL .....	30
<b>CAPITULO 5: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....</b>	<b>35</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>36</b>

## **Agradecimientos**

*Quisiera agradecer a María todo el inestimable apoyo recibido durante esta segunda etapa universitaria, ha sido fundamental para mí, mil gracias corazón, por tu paciencia y ánimos en todo momento.*

*También quisiera agradecer al Dr. Alfonso Ortega, director de este trabajo, su gran apoyo y colaboración recibido a largo del desarrollo del presente trabajo fin de máster, que me ha supuesto un grato inicio a la actividad investigadora.*

*Adicionalmente, agradecer a mis compañeros del laboratorio de Compatibilidad Electromagnética y del laboratorio de Seguridad Funcional del Instituto Tecnológico de Aragón su ayuda, siempre han estado ahí cuando les he necesitado.*

*Finalmente, quisiera dedicarle este trabajo a mi familia, y en especial a mi abuela Martina, ella ya no está junto a nosotros, pero esté donde esté sé que se sentiría orgullosa de verme llegar hasta aquí. “Te quiero abuela”.*

# Capítulo 1. Introducción

El propósito de este capítulo es introducir los problemas y motivaciones que han impulsado el desarrollo de este trabajo así como los objetivos del mismo.

## 1.1 Contexto y Motivación

### 1.1.1 Compatibilidad electromagnética en aplicaciones ferroviarias

El material rodante ferroviario utiliza sistemas eléctricos que requieren potencias altas y sistemas electrónicos de potencia que se caracterizan por su no linealidad y producción de armónicos. En un ferrocarril electrificado, las locomotoras que mueven los trenes deben recibir energía a través de contactos deslizantes de una línea de alimentación de catenaria o línea aérea, o de un raíl conductor lateral instalados a lo largo de la vía. La corriente retorna a la subestación generalmente a través de los raíles, de un conductor de retorno independiente o a través de tierra. El ferrocarril es un sistema integrado en el que la electricidad tiene muchas aplicaciones además de la propulsión de los trenes, entre ellas se incluyen:

- Calefacción, aire acondicionado, restauración y alumbrado en los coches de pasajeros con convertidores en dichos vehículos. Esta alimentación se suministra a lo largo del tren mediante conductores separados;
- Sistemas de señalización y telecomunicación a lo largo de la vía y entre centros de control, relacionados con el movimiento de los trenes;
- Instalaciones de ordenadores en centros de control, enlazados a través de rutas paralelas a la vía;
- Sistemas de información a los pasajeros en vehículos, estaciones y depósitos;
- Tracción en locomotoras diesel- eléctricas y unidades múltiples;
- Vehículos de tracción a baterías.

De ahí que los problemas de Compatibilidad Electromagnética<sup>1</sup> (*EMC*), como consecuencia de esa generación armónica, se produzcan no sólo dentro de material rodante y la fuente de alimentación, sino también en los sistemas asociados mencionados. Nuestra motivación se centrará en el análisis de la compatibilidad del material rodante con los sistemas ferroviarios de señalización, a través de la compatibilidad con circuitos vía y la compatibilidad del material rodante con líneas de telecomunicación, a través de la medida de la corriente sofométrica.

### 1.1.2 Compatibilidad electromagnética en sistemas ferroviarios de señalización

La búsqueda de la compatibilidad electromagnética con los sistemas de detección de trenes tiene como finalidad que el material rodante específico que circula por una ruta determinada, no interfiera sobre los sistemas ferroviarios de señalización.

Actualmente, dada la diversidad de material rodante, sistemas de retorno, tipologías de suministro de energía y sistemas de detección de trenes instalados en la infraestructura

---

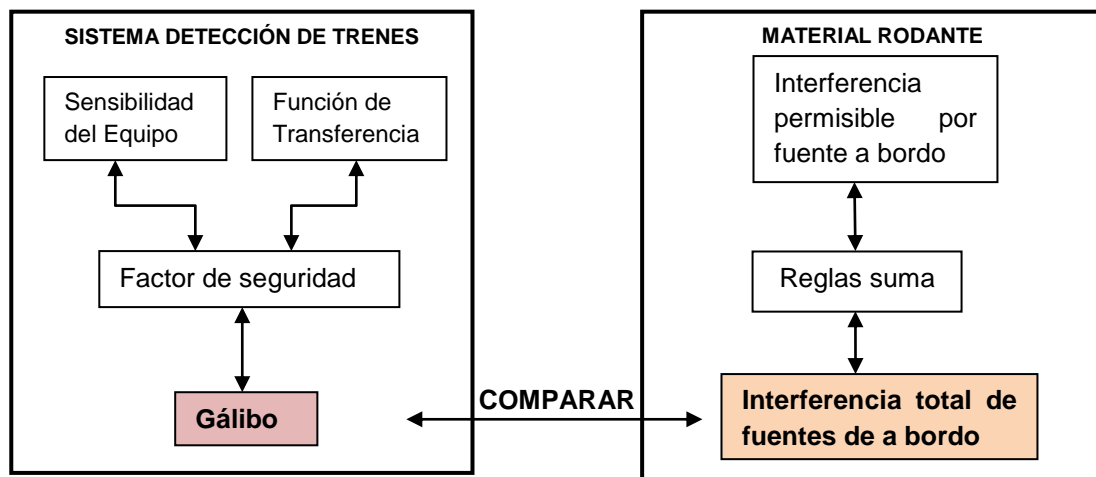
<sup>1</sup> Compatibilidad Electromagnética: capacidad de que un equipo funcione de forma satisfactoria en su entorno electromagnético sin introducir perturbaciones electromagnéticas intolerables para otros equipos en ese entorno.

ferroviaria, la incompatibilidad es un obstáculo significativo que impide la deseada interoperabilidad ferroviaria.

La compatibilidad se determina por consideraciones tanto físicas como electromagnéticas. En relación con la EMC, no se necesitan valores generales para los niveles máximos de interferencia permitidos, sino métodos convenientes por los cuales especificar el nivel de interferencia permitido para funcionamiento en rutas específicas así como métodos adecuados para poder establecer la evaluación correspondiente.

Las causas de las interferencias sobre los circuitos de detección de trenes, pueden ser debidas a corrientes de tracción, campos electromagnéticos y diferencias de voltajes entre ejes, son por tanto las fuentes de *perturbación electromagnética*<sup>2</sup> a tener en cuenta en el estudio de compatibilidad electromagnética.

En términos generales se deberá demostrar que las características del material rodante y las interferencias generadas y propagadas cumplen con los requisitos del *gálibo*<sup>3</sup> del sistema de detección de trenes bajo las condiciones de funcionamiento definidas, incluyendo los *modos degradados*<sup>4</sup>. Su relación se muestra en la figura 1.



**Figura 1:** Relación entre el gálibo y la interferencia permisible

Para poder demostrarlo, surge la necesidad de disponer de una herramienta apropiada para poder medir la interferencia total de fuentes de a bordo y poder realizar el procesamiento de señal necesario para poder compararla con el gálibo establecido.

### 1.1.3 Compatibilidad con líneas de telecomunicación

Los cables de cobre de telecomunicación convencionales próximos a líneas ferroviarias electrificadas están sujetos a interferencias electromagnéticas causadas por las corrientes en el sistema ferroviario. Estas interferencias se traducen en tensiones longitudinales inducidas que contienen desde la frecuencia de la onda fundamental a armónicos de frecuencias más altas. La fuente de los armónicos son los convertidores instalados dentro

<sup>2</sup> Cualquier fenómeno electromagnético que pueda crear problemas de funcionamiento a un equipo. Una perturbación electromagnética puede consistir en un ruido electromagnético, una señal no deseada o una modificación del propio medio de propagación.

<sup>3</sup> Máximo nivel permisible de una señal interferente, con relación a su frecuencia y duración, al cual un sistema de detección de trenes puede estar expuesto

<sup>4</sup> Modos de funcionamiento en presencia de fallos que se han previsto en el diseño del material rodante. Los modos degradado permiten normalmente al material rodante que complete su viaje.

de equipo de tracción del material de tracción y/o en la subestación de suministro de energía. Debido a desequilibrios en el propio cable, estas tensiones longitudinales se transforman en tensiones transversales o ruido.

El nivel de ruido aceptable en las líneas telefónicas analógicas convencionales está especificado por la International Telecommunication Union, Standardization (ITU-T), y se mide con un filtro sofométrico situado en lado del circuito víctima, es decir en la instalación de telecomunicación correspondiente. No obstante, en el entorno ferroviario, se propone una medida de la corriente en el lado del circuito perturbador (tren) y mediante un procesamiento de señal se aplicará un filtrado sofométrico. De esta manera se podrá someter al material rodante a distintas condiciones de tracción, incluso a modos degradados pudiendo expresar la compatibilidad de una manera más adecuada. Para poder demostrarlo, surge la necesidad de disponer de una herramienta apropiada para poder medir la corriente sofométrica y poder realizar el procesamiento de señal necesario para poder compararla con el gálibo establecido.

## **1.2 Objetivos**

El objetivo del proyecto fin de máster (PFM) es en primer lugar el estudio del procesamiento digital de señal necesario para garantizar la compatibilidad electromagnética del material rodante con los sistemas de señalización ferroviarios (a través de la compatibilidad electromagnética con circuitos vía) y la compatibilidad electromagnética del material rodante con sistemas ferroviarios de telecomunicación (a través de la medida de la corriente sofométrica) y en segundo lugar el desarrollo de una herramienta para la medida, adquisición y procesamiento de las corrientes armónicas que permitan garantizar ambas compatibilidades electromagnéticas. Adicionalmente se dotará a la aplicación de una funcionalidad de estimación espectral.

## **1.3 Organización de la memoria.**

La memoria del presente trabajo, está organizada de la siguiente manera:

En el capítulo 2 se presenta en primer lugar, el marco normativo de referencia y posteriormente el sistema considerado para medir las interferencias describiendo cada una de las partes que lo componen, en el capítulo 3 se detalla el procesamiento de señal necesario para poder llegar a expresar la compatibilidad electromagnética deseada así como la estimación espectral. En el capítulo 4 se describe la validación realizada en el laboratorio relativa al procesamiento digital desarrollado y para finalizar el capítulo 5 se presentan las conclusiones y posibles líneas futuras de trabajo.

# Capítulo 2. Marco Normativo y modelo considerado para interferencias

## 2.1 Marco Normativo

A continuación se pretende introducir el marco normativo a partir del cual se ha desarrollado la aplicación del PFM para garantizar la compatibilidad electromagnética del material rodante con los sistemas de señalización y comunicación.

Dentro de las normas de compatibilidad electromagnética armonizadas cuyo cumplimiento dan presunción de conformidad con la directiva de compatibilidad electromagnética 2004/108/CE [1], en aplicaciones ferroviarias, se encuentran la serie de normas EN 50121 [2],[3],[4]. En la parte 3-1, se fijan de manera general, los requisitos de emisión e inmunidad para todos los tipos de material rodante, concretamente en el punto 6.1, se aborda la compatibilidad con los sistemas de señalización y comunicación y en el punto 6.2 la interferencias con las líneas de telecomunicación, que son el objeto del presente trabajo.

### 2.1.1 Compatibilidad con sistemas de señalización y comunicación

Partiendo del punto 6.1 de la EN 50121-3-1 [4], se hace énfasis en dejar claro la existencia de gran diversidad de sistemas, frecuencias de funcionamiento, formas de onda etc., por lo que se concluye que el método para llegar a conseguirlo es complejo y será necesario realizar un estudio adaptado a cada necesidad concreta, y debe estar basado en la normativa EN 50238 [5].

La norma EN 50238 [5], es clave para entender la filosofía del proceso necesario para asegurar que un material rodante que circula por una ruta determinada, no interfiere con los sistemas de detección de trenes instalados en esa ruta. Aunque no es una norma armonizada bajo la directiva de EMC, se exige en las Especificaciones Técnicas de Homologación (ETH), publicadas en el Boletín Oficial del Estado (BOE), así como las Especificaciones Técnicas de Interoperabilidad (ETI) por lo que deberán cumplirse. La actualización de la norma EN 50238 [5] está actualmente en desarrollo, mediante dos especificaciones técnicas CLC/TS 50238-2 [6], relativa a compatibilidad con circuitos vía y la CLC/TS 50238-3 [7] relativa a compatibilidad con contadores de ejes. Gran parte de la metodología seguida en el PFM ha sido extraída de la parte 2. Finalmente y de manera transversal es necesario tener en cuenta el informe técnico CLC/TR 50507 [8] para conocer los límites de interferencia de los circuitos vía utilizados en los ferrocarriles Europeos y las particularidades de los métodos de análisis y evaluación de los resultados de los ensayos en cada país europeo.

### 2.1.2 Interferencias sobre líneas de telecomunicación

Partiendo del punto 6.2 de la EN 50121-3-1 [4] y apoyado en el Anexo A de dicha norma, se definen los condicionantes a tener en cuenta en la definición y medida de la corriente sofométrica, no obstante, no se llega a precisar el método a seguir tanto en la adquisición como en el procesado. Las especificaciones del filtro sofométrico aparecen en la directiva ITU-T O.41 [9]. En este caso no existe un documento donde se expresan los límites a cumplir a priori y se deja la responsabilidad del comprador del material de tracción y conforme a las reglas de los controladores de infraestructuras especificar un límite de corriente de ponderación en frecuencia para el interface del vehículo, por lo que dependerá de cada proyecto concreto.

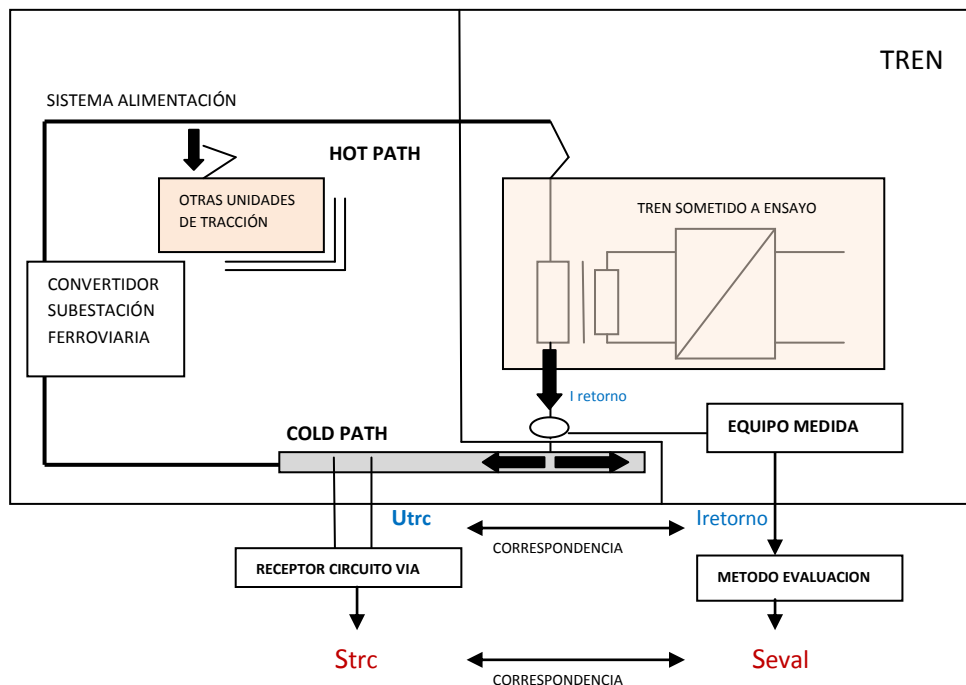


## 2.2. Modelo considerado para interferencias

A continuación se va a describir el modelo seguido para considerar las interferencias, extraído de la normativa relativa a compatibilidad electromagnética con circuitos vía [6], que servirá de referencia a todo el estudio y está compuesto por 5 partes diferenciadas:

- 1) Tren
- 2) Sistema de alimentación (*hot path*)
- 3) Camino de retorno de corriente (*cold path*)
- 4) Receptor circuito vía
- 5) Método de medida y evaluación

Tanto las partes indicadas como los parámetros fundamentales que los forman, se definirán a continuación y están esquematizados en la figura 2, que corresponde al modelo obtenido a través de las campañas de medida realizadas en el proyecto de investigación europeo *Railcom*, para la caracterización del interface eléctrico entre infraestructura y trenes [10].



**Figura 2:** Modelo considerado para las interferencias electromagnéticas

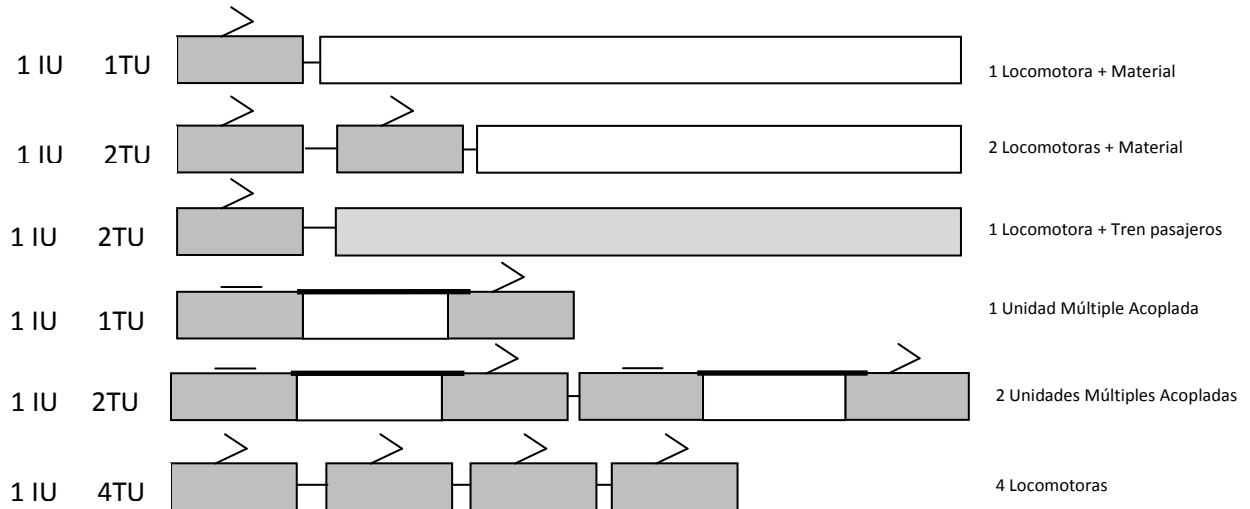
### 2.2.1 Tren:

El tren es la fuente de interferencia a la que son aplicables los límites de corriente armónica, como tal puede ser parte de una Unidad Influyente (UI). Debido a la operación de su tracción, los convertidores auxiliares (puede contener una o varias unidades de tracción y de auxiliares) y otras interacciones, producirá corrientes de interferencia que son conducidas hacia la infraestructura.

El interface tren-infraestructura es el pantógrafo (en la figura 2 correspondería a la conexión entre tren sometido a ensayo y el *Hot path*) y la rueda-raíl (en la figura 2 correspondería a la conexión entre tren sometido a ensayo y *Cold path*).

La UI (alimentada de un pantógrafo) puede constar de varias Unidades de Tracción (TU) [6]. Una TU podría ser, por ejemplo, una locomotora, o una unidad múltiple eléctrica

con uno o varios sistemas de unidad de tracción de potencia, o incluso un tren completo de pasajeros, compuesto por coches individuales. El número de UT dependerá del tipo de material rodante y su aplicación. En la figura 3, se muestran ejemplos típicos de composiciones de unidades de tracción que forman una UI en cada caso. El tipo de UI será necesario tenerlo en cuenta para calcular la corriente total del conjunto, puesto que existen reglas suma para calcular la interferencia total en una medida distribuida [6]



**Figura 3:** Ejemplos de unidades interferentes.

### 2.2.2 Sistema de alimentación (Hot path):

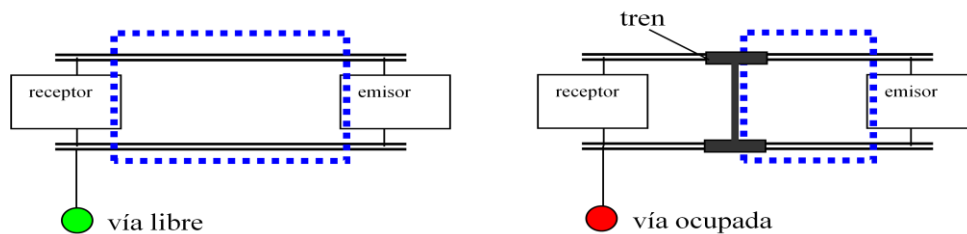
Comprende todas las partes vivas del sistema eléctrico, tales como generadores de potencia, líneas de transmisión, subestaciones y catenaria. Es necesario recalcar que pueden circular otros trenes interferentes, a través del sistema de alimentación y tales pueden tener influencia sobre el que se mide.

### 2.2.3 Camino de retorno de corriente (Cold path):

Los raíles son una parte importante del camino de retorno de corriente, puesto que forman parte del sistema de detección del circuito vía.

### 2.2.4 Receptor circuito vía:

El receptor del circuito vía, tiene como misión detectar cuando la vía está libre. Para una fiable y segura operación no deberá ser perturbado por corrientes de interferencia, inyectadas en el sistema por trenes y sistemas de alimentación. Su modo de funcionamiento es que es susceptible a voltaje entre raíl y hay que tener en cuenta que puede ser caracterizado en laboratorio sin tener en cuenta sistemas de alimentación. En la figura 4 aparece el esquema de funcionamiento básico de un circuito vía. En la parte izquierda de dicha figura se observa como el emisor energiza el receptor y en consecuencia se obtiene la indicación de la señalización de vía libre. En la parte derecha se observa como el paso del tren cortocircuita el sistema obteniendo entonces la indicación de la señalización de vía libre. Tenemos que tener en cuenta que la vía se encuentra dividida en tramos aislados.



**Figura 4:** Funcionamiento básico de circuito vía

## 2.2.5 Método de medida y evaluación

Los métodos de medida y de evaluación (tanto para expresar la compatibilidad con sistema de detección de trenes como para expresar la compatibilidad con sistemas de telecomunicación) aplican a la línea total (o retorno) de corriente de una UI, y como resultado tienen que mostrar si las emisiones medidas exceden los límites de corriente interferente.

Observando el modelo mostrado en la figura 2 y desarrollado en el presente capítulo 3, observamos las correspondencias que en primer lugar, relaciona  $U_{trc}$ , que corresponde al voltaje medido en el receptor del circuito vía cuando está ocupado por el tren e  $I_{retorno}$ , que es la corriente medida en el pantógrafo del tren sometido a ensayo y en segundo lugar, la correspondencia entre  $S_{trc}$  que es la interferencia actual de señal en el receptor de circuito vía producido por el tren sometido a ensayo y  $S_{eval}$  que corresponde a la señal de interferencia procesada utilizando estableciendo el criterio de evaluación indicado en [6]. Es decir que desarrollando los métodos de medida y evaluación adecuadamente y modelizando los circuitos vía teniendo en cuenta los parámetros necesarios, vamos a ser capaces de ver el efecto que ejerce el tren sometido a ensayo sobre el receptor del circuito vía.

Para desarrollar ambos métodos, se parte de las siguientes premisas sobre circuitos vía [6]:

- Utilizan señales de banda estrecha que se envían a los raíles para detectar la presencia de trenes.
- El mecanismo de propagación de los circuitos vía es un mecanismo conducido
- Fuera de la banda de trabajo son inmunes
- La frecuencia y amplitud contenida en la banda de señal varía con respecto al tiempo dependiendo si el circuito vía está ocupado o no.

Teniendo en cuenta las premisas anteriores, podemos expresar que los parámetros principales necesarios para verificar la emisión del material rodante y poder expresar la compatibilidad con los circuitos vía son los siguientes [8]: (posteriormente serán introducidos con más detalle)

- Frecuencia central de operación
- Límite corriente interferente a la frecuencia central
- Límite de corriente dentro del ancho de banda del canal, utilizando valores RMS de corriente
- Tiempo de reacción del circuito receptor, también denominado tiempo de integración.

De manera análoga, los parámetros para verificar la emisión del material rodante y poder expresar la compatibilidad con las líneas analógicas de la instalación de telecomunicación [4]:

- Límite corriente interferente
- Duración temporal máxima de la corriente interferente.

## Capítulo 3. Método de medida de señales interferentes

En este capítulo se va a detallar el proceso de medida, adquisición y procesado de señal necesario para expresar la compatibilidad electromagnética con los sistemas de señalización y con los sistemas de comunicación así como el método seguido en la estimación espectral.

### 3.1 Método de adquisición de señal

#### 3.1.1. Sensor

Para realizar la medida de la corriente interferente descrita en el modelo descrito en la figura 2 del capítulo 3, se ha seleccionado una sonda tipo Rogowsky, que es un transductor de corriente utilizado para medir corrientes sinusoidales de baja frecuencia así como de altas corrientes [11],[12]. Las propiedades básicas son linealidad, ancho de banda amplio, aislamiento galvánico, ligereza y bajo coste, convirtiéndolo en una buena alternativa a los transductores convencionales de corriente. Básicamente sonda Rogowsky es un inductor mutuo, cuya inductancia se puede estimar a partir de su geometría [13]. La sonda concreta elegida en el PFM ha sido una sonda amperimétrica tipo Rogowsky, marca FLUKE i2000 FLEX, no obstante, el método es extrapolable a la utilización de otras sondas equivalentes. La elección de un tipo u otro de sonda de Rogowsky dependerá entre otros factores, del consumo de la unidad sometida a ensayo para estar dentro del rango dinámico de operación de la sonda, y de la sensibilidad, teniendo en cuenta el ruido base en la medida. En la tabla 1, se muestran las características principales de la sonda utilizada en el PFM.

ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS SONDA AMPERIMÉTRICA	
Rangos de corriente	20 A y 200 A CA rms
Sensibilidad de salida (acoplamiento en alterna)	100 mV, 10 mV y 1 mV por A
Impedancia de carga	100 k $\Omega$ mínimo
Precisión	a +25 °C $\pm$ 1 % del rango (de 45 Hz a 65 Hz)
Linealidad	del 0 % al 100 % del rango $\pm$ 0,2% de lectura
Ruido	8 mV CA rms (30 A) y 2 mV CA rms (300 A, 3000 A)
Rango de frecuencias	De 10 Hz a 20 kHz
Error de fase	$< \pm 1^\circ$ (de 45 Hz a 65 Hz), y $\pm 10^\circ$ (a 20 kHz)
Sensibilidad de posición	con cable > 25 mm desde el acoplamiento $\pm 2$ % del rango
Campo externo	con cable > 200 mm desde el cabezal $\pm 1$ % del rango
Coeficiente térmico	$\pm 0,08$ % de lectura por °C

**Tabla 1:** Especificaciones eléctricas sonda amperimétrica tipo Rogowsky

### 3.1.2 Tarjeta de adquisición

Tal como se indica en [6], es recomendable una resolución del conversor analógico digital (A/D) de al menos 16 bits, el ancho de banda de la señal a registrar al menos hasta 20 kHz, siendo necesaria una tasa de muestreo de al menos 48 kHz para cada canal (incluye un margen adicional al requerido por el criterio de Nyquist, pues sería suficiente con una tasa de muestreo de 40 kHz). No obstante en determinados países, y dependiendo de la susceptibilidad del ancho de banda del tipo de circuito a evaluar las frecuencias pueden ser mayores. La tarjeta concreta elegida en el PFM ha sido una tarjeta de adquisición marca National Instruments modelo NI USB-443x. En la tabla 2, se muestran las características principales de la tarjeta utilizada en el PFM, que cumple los requisitos especificados en la especificación técnica de referencia.

ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS TARJETA DE ADQUISICIÓN	
Conexión PC y alimentación	USB 2.0
Conexiones	BNC
Entradas Analógicas	4
Resolución ADC	24 bits
Frecuencia máxima ADC	102,4 kS/s
Rango de Entrada máximo	+/- 10 V
Salidas Analógicas	1
Resolución ADC	24 bits
Coefficiente térmico	± 0,08% de lectura por °C
Rango de Salida máximo	+/- 3,5 V

**Tabla 2:** Especificaciones eléctricas tarjeta de adquisición

Dicha tarjeta incorpora filtros anti-aliasing, claves para evitar una distorsión en la dependencia temporal de la serie de muestras debido a la interferencia por solapamiento de las componentes espectrales. Se ha elegido una tarjeta con 4 canales para poder realizar medidas distribuidas a bordo del material rodante, puesto que en ocasiones las fuentes de interferencia no tienen un único punto común. En este caso, se deberán aplicar ciertas reglas suma detalladas en [6], afectadas por ciertos coeficientes, que tomaran unos valores u otros dependiendo de la correlación existente entre las fuentes de interferencia.

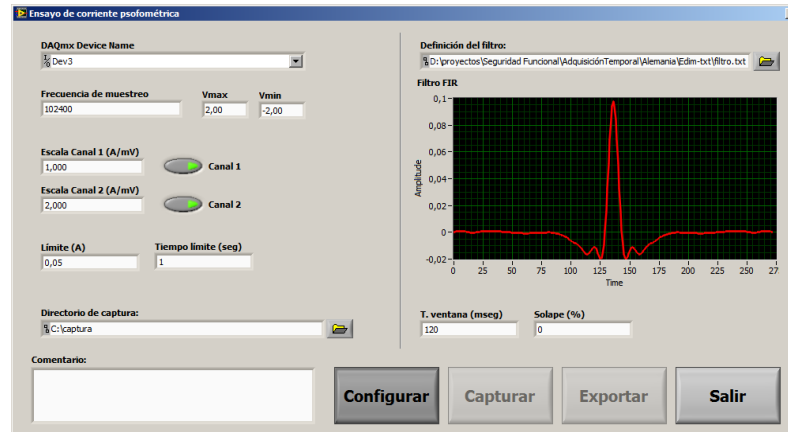
### 3.1.3 Aplicación de adquisición

La aplicación se ha realizado con entorno de programación Labview. La finalidad del método de adquisición es poder registrar la señal interferente para aplicar posteriormente el procesamiento de señal necesario. Está desarrollado para poder calcular el valor RMS de corriente interferente tras la aplicación del filtro que se desee modelar (circuito vía o filtro sofométrico). Además de almacenar la información digital para una evaluación posterior en laboratorio (método OFF-LINE), permite:

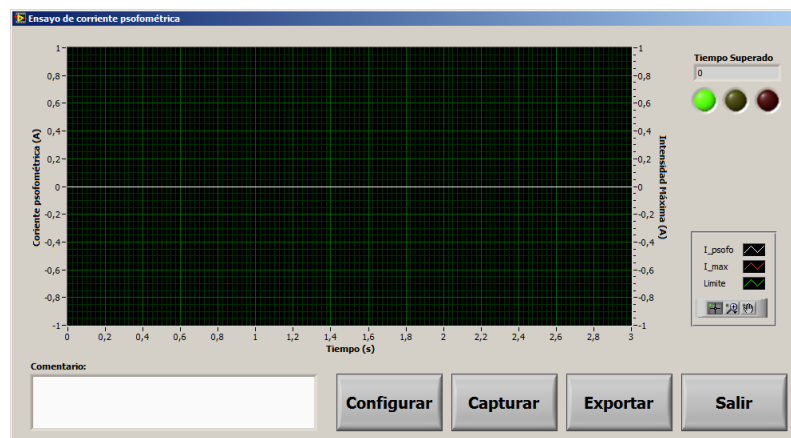
- Realizar una evaluación in situ a bordo del material rodante, para disponer de una evaluación preliminar de los resultados (método ON-LINE).

- Realizar una diagnosis, en caso de que se superen los gálibos establecidos, permitiendo tener de manera ágil una evaluación de las medidas de mitigación aplicadas para minimizar las emisiones.

A continuación (figura 5) se muestra el menú de configuración desarrollado para poder realizar la adquisición que se visualizará en el menú mostrado en la figura 6.



**Figura 5:** Panel de configuración del método de adquisición de datos



**Figura 6:** Programa de visualización de la captura de datos y cálculo de corriente interferente preliminar a bordo del material de tracción

Entre los parámetros relevantes necesarios a configurar en el método de adquisición, se encuentran:

- Frecuencia de muestreo: Frecuencia de trabajo de la tarjeta de adquisición, debe ser, al menos, del doble de la máxima frecuencia que se desee medir, con un máximo de 102400 Hz.
- Vmax. y Vmin. : Son los voltajes máximos y mínimos que aceptará la tarjeta. Dependerán de dos parámetros, la corriente máxima que pueda circular por el punto a medir y la escala (habitualmente mV/A) de la sonda Rogowski.
- Escala Canal 1 y 2: Factor de conversión entre mVoltios y Amperios. Será el valor inverso al seleccionado en la sonda Rogowski.
- Canales 1 y 2: Estos pulsadores indican si se emplea el Canal 1 o el Canal 1 y 2 simultáneamente. En caso de emplear ambos pulsadores la corriente calculada en

tiempo real será la suma de la de ambos canales. No obstante los datos de ambos canales se almacenarán de forma separada en el disco duro para que sea posible identificar causas de fallo de forma independiente.

- Límite: Amperios máximos permitidos para el ensayo actual en función del tipo de circuito que se evalúe.
- Tiempo límite: Tiempo en segundos durante el cual podrá estar la corriente antes de considerarse fallo, dado que ciertos países permiten una cierta degradación del sistema y no es considerada como no conformidad.
- Definición del filtro: Archivo de texto con los coeficientes del filtro FIR que modelizan el filtro implicado.
- Tiempo de ventana y solape entre ventanas.

## 3.2 Filtros

### 3.2.1 Filtros relativos a circuitos vía

Para poder expresar la compatibilidad deseada, ha sido necesario modelizar los filtros de los circuitos vía según la normativa aplicable [6],[8], así como del filtro sofométrico utilizado para la evaluación de la corriente sofométrica [4]. La variedad de filtros implementados ha sido notable, puesto que existen múltiples fabricantes en distintos países. En el caso de los filtros de los circuitos vía, de manera general, se ha tenido en cuenta los parámetros indicados en la tabla 3, todos ellos claves en el desarrollo.

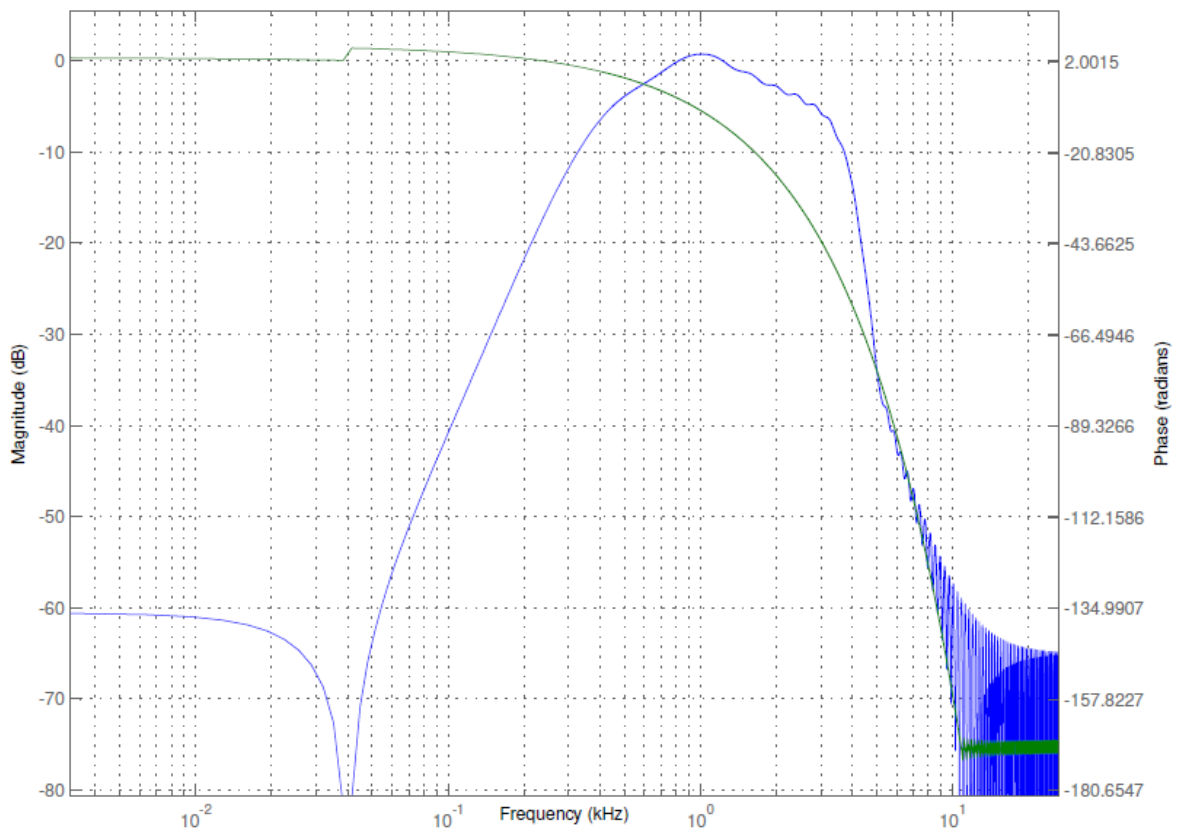
PARÁMETRO	UNIDAD	DEFINICIÓN
F0	Hz	Frecuencia de operación ó frecuencia central del circuito vía
$\Delta f$	Hz	Ancho de banda de FSK
$I_0$	A rms	Corriente de interferencia permitida
$\Delta f$ a 3dB	Hz	Diferencia entre la frecuencia superior e inferior de los puntos a 3 dB de la curva del filtro
$\Delta f$ a 20 dB	Hz	Diferencia entre la frecuencia superior e inferior de los puntos a 20 dB de la curva del filtro
2N	--	Orden del filtro fuera del ancho de banda de 20 dB: atenuación factor N en 6 dB/Octava
Ti	S	Tiempo máximo durante el cual las corrientes interferentes pueden exceder el límite definido. Se define con el tiempo de reacción del receptor del circuito vía
Tp	S	Mínimo tiempo entre dos excesos del límite
dB	$20 \cdot 10 \log(\text{Factor})$	20 dB es un factor 10
Overlap	%	Parámetro asociado al uso de rutinas RMS, para la evaluación de la señal de salida del filtro pasobanda

**Tabla 3:** Parámetros para la modelización de los filtros de los circuitos vía



### 3.2.2 Filtro sofométrico

En el caso del filtro sofométrico (inicialmente descrito en el punto 1.1.3 de la presente memoria), se han tenido en cuenta los valores indicados en la definición según la ITU-T [9]. En la figura 7 se muestra el magnitud y fase del filtro sofométrico modelizado con la *Filter Design & Analysis tool (fdatool)* contenida en la *toolbox Signal Processing de Matlab*. Se ha diseñado bajo el criterio de mínimo orden que reúne las condiciones dadas por la normativa (máscara) para una frecuencia de muestreo dada. El tipo de filtro es un filtro digital de Respuesta Impulsional Finita (FIR), real, y cuya estructura es no recursiva, del tipo Direct-Form FIR, compuesto por 545 coeficientes y presentado estabilidad.



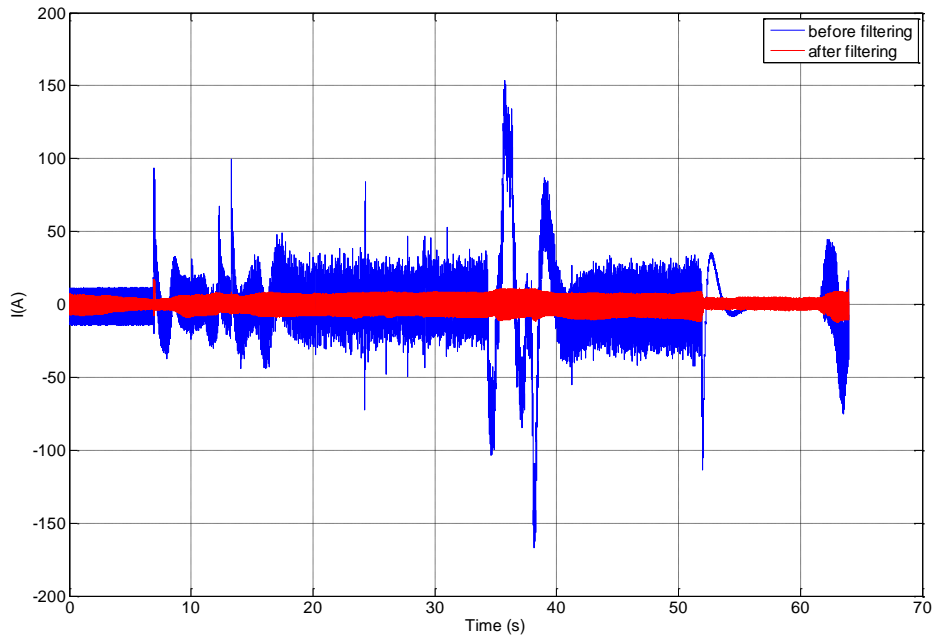
*Figura 7: Magnitud y fase del filtro sofométrico*

## 3.3 Método de Evaluación

### 3.3.1 Evaluación en dominio temporal

En un primer paso, el método de evaluación se realiza mediante la convolución de la señal obtenida en el proceso de adquisición y el filtro modelizado (según indicaciones comentadas en puntos 3.2.1 ó 3.2.2).

A continuación se muestra en la figura 8, un ejemplo de medida real, realizado a bordo de un tranvía circulando en un circuito de pruebas alemán, a la que se aplica un filtrado sofométrico. La traza azul corresponde a la adquisición temporal antes de realizar el filtrado sofométrico y la traza roja corresponde a la misma adquisición temporal, pero tras el filtrado sofométrico.



**Figura 8:** Señales dominio temporal antes y después del filtrado sofométrico

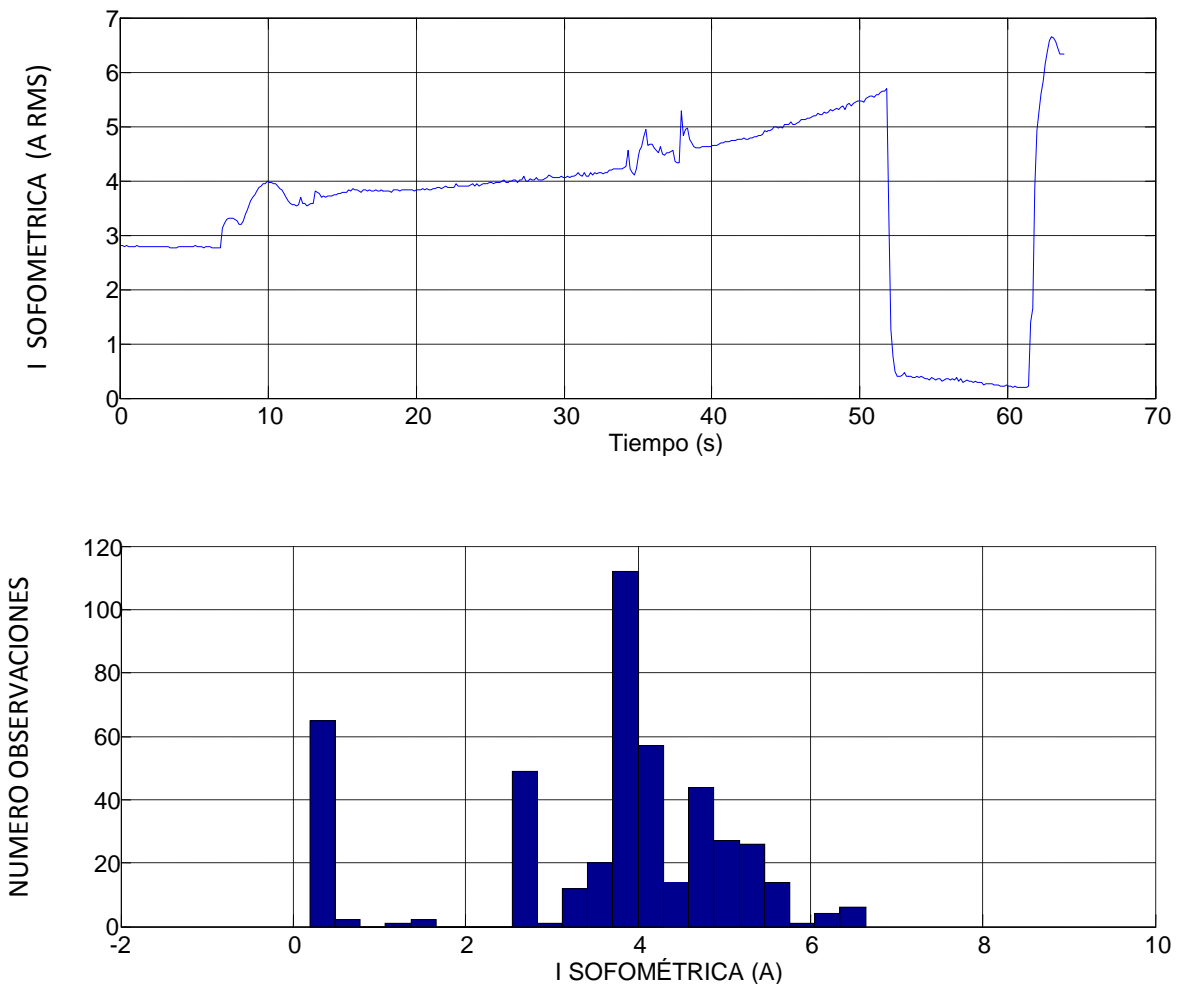
Calculando el valor RMS de la señal filtrada según ecuación 4.1, obtenemos un valor de 3.89 Amperios.

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} = 3.89 A \quad (4.1)$$

No obstante estos valores de corriente  $x$ , promediados a lo largo de toda la medida ( $T=64$  segundos), no nos garantiza que durante el proceso tengamos valores con gran varianza respecto al valor RMS que pudieran generar una incompatibilidad electromagnética, es por ello, que se determina necesario conocer los valores RMS en base a una evolución temporal de los mismos. Para ello, se ha realizado la implementación de un algoritmo con una ventana temporal deslizante definida por una constante de tiempo dada por el tiempo de integración del circuito vía o en el caso de la corriente sofométrica, suministrada por el responsable de la infraestructura ferroviaria, obteniendo como resultado el valor de interferencia RMS de corriente a comparar con el gálibo correspondiente. Para ello se procede de manera análoga a la descrita anteriormente, es decir se realiza la convolución entre el filtro y la señal contenida en la ventana y se calculan los valores RMS, teniendo de esa manera la evolución deseada.

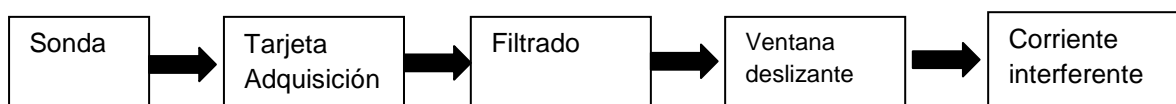
En la parte superior de la figura 9, se muestra el resultado de la aplicación de la ventana temporal deslizante a la medida anterior, se pueden observar 4 regiones en el valor de la corriente interferente obtenida, ligadas a las condiciones a las que ha sometido al material rodante durante el ensayo (serán comentadas adicionalmente en el punto 3.3.3 de la memoria). En primer lugar se puede observar cómo se parte de un valor de corriente sofométrica de 2,9 Amperios RMS, que está ligado al estado estacionario del material rodante (0 a 7 segundos), posteriormente se ejerce al tren un esfuerzo de tracción máximo hasta que alcanza el régimen de velocidad máxima (7 a 52 segundos), en el que la corriente sofométrica se incrementa hasta un valor máximo de 5,6 Amperios RMS. Tras alcanzar la velocidad máxima, el material rodante permanece en deriva 10 segundos (52 segundos hasta 62 segundos, sin ejercer tracción), donde la corriente de interferencia decrece hasta un valor de 0,5 Amperios RMS y finalmente se procede a ejercer un frenado eléctrico

máximo hasta que la unidad pasa a estado estacionario (61 a 64 segundos), momento en el que el nivel de interferencia es máximo llegando a alcanzar un valor de 6,3 Amperios. Como complemento se muestra un Histograma (parte inferior de la figura 9), donde se puede observar que se encuentra centrado en el entorno de los 3.89 Amperios indicados en la ecuación 4.1. En este caso particular se puede observar que en el 95 % de los casos podemos encontrar un valor de corriente interferente menor a 5,1 Amperios RMS.



**Figura 9:** Corriente sofométrica tras aplicar ventana deslizante RMS, y su correspondiente histograma

En la figura 10, se esquematiza el proceso seguido en la evaluación de la corriente interferente



**Figura 10:** Esquema seguido en la evaluación de la corriente interferente

De esta manera llegamos a obtener la evolución temporal en valor RMS de la corriente interferente.

### 3.3.2 Evaluación en dominio frecuencial

Adicionalmente al método indicado, se ha realizado la evaluación desde el punto de vista frecuencial según las indicaciones mostradas en [8], puesto que existen ciertos países que exigen que el estudio de compatibilidad sea realizado en el dominio frecuencial y con unas directrices establecidas. Un ejemplo de especificaciones típicas serían las siguientes:

- Rango frecuencial de análisis: 0-20 kHz
- Resolución en frecuencia: 25 Hz (distancia entre bins)
- Ventana FFT: Hanning de 40 mseg
- Overlapping entre ventanas consecutivas  $\geq 80$  %
- Salida: valor RMS del detector "Peak, Max Hold" de la toda la medida

Para establecer finalmente la compatibilidad se ha procedido a obtener el valor RMS de los bins especificados en los rangos frecuenciales de interés correspondientes al canal de trabajo del circuito vía especificado, utilizando un analizador de espectros. No obstante en general, el método preferente para realizar la evaluación por la mayoría de los países europeos es la evaluación en dominio temporal, de hecho, en caso de no compatibilidad obtenida con el método frecuencial, debe ser repetido con el método temporal, es por ello que no vamos a hacer énfasis en esta metodología, puesto que tiene muchas restricciones, la más clara es la consecuencia de registrar los valores RMS con detector Max-Hold, ya que se analiza la señal para obtener el valor más alto, (almacenando únicamente el máximo de los múltiples barridos frecuenciales), perdiendo por tanto la información de la evolución. Pero hay que tener en cuenta, que existen otras restricciones adicionales, como la complejidad del ajuste del ancho de banda de resolución para poder abarcar todo el rango frecuencial, teniendo que dividir en sub-bandas frecuenciales multiplicando el número de ensayos a realizar sobre el material rodante. Finalmente, se considera que sería un método muy restrictivo basarse únicamente en esa envolvente obtenida en el analizador de espectros con el detector Max Hold, puesto que en los instantes temporales correspondientes a la evolución del estado del material rodante, no se darían conjuntamente esos peores casos a la vez, es decir se entiende que en caso de realizarse de esta manera debería realizarse un ajuste en los márgenes entre la emisión del vehículo y la inmunidad del circuito vía.

### 3.3.3. Estimación Espectral

Mediante los métodos anteriores por sí solos, no tendríamos información espectral que nos permitiera relacionar la corriente interferente con el origen de la perturbación y tampoco podríamos analizar la evolución armónica durante el proceso, por lo que se ha considerado conveniente aplicar una metodología de estimación espectral para poder realizarlo, dando un paso adelante respecto al objetivo de la normativa actual, que es cumplir un determinado gálibo establecido.

Las propiedades estadísticas de la señal interferente medida varían con el tiempo (ver figura 8). Los valores que varían son entre otros la amplitud o la distribución en frecuencia de la energía de la señal. Estos varían en función de las condiciones del ensayo al que se somete al material rodante. Se distinguen 4 regiones de ensayo:

- Región 1 (estacionaria): Material rodante en ensayo estacionario. Donde mediante la estimación espectral podremos analizar la contribución de todos los elementos auxiliares del tren (Aires acondicionados, luminarias, calefacción, etc.).
- Región 2 (dinámica) : Material rodante sometido a tracción.
- Región 3 (estacionaria): Material rodante en deriva (sin tracción, de nuevo ensayo estacionario), tan sólo unos segundos antes de iniciar el frenado.
- Región 4 (dinámica) : Material rodante sometido a frenado eléctrico.

Se puede considerar que el efecto de la señal interferente permanece relativamente constante durante periodos cortos de tiempo. Este hecho lleva directamente a unos métodos de procesado a corto plazo, que segmentan la señal interferente en fragmentos de corta duración, en el entorno a las decenas de mseg., de este modo las características de la señal interferente no varían mucho. Este proceso de segmentación se repite periódicamente a lo largo de toda la región del ensayo. Estas ventanas pueden solaparse unas con otras. El tamaño utilizado en nuestro caso está basado en [8], y ha sido extraído de las ventanas típicas utilizadas en los países que basan su compatibilidad en un análisis en dominio frecuencial así como en los tiempos de reacción e integración de los circuitos vía. La duración típica oscila entre 80 a 100 mseg. En nuestro caso hemos decidido tomarla con una duración de 100 mseg. El solape entre ventanas utilizados ha sido del 80 %, también extraído de [8], y teniendo presente, que los requisitos computacionales se ven notablemente incrementados al aumentar dicho solape. El tipo de ventana ha sido Hanning [15] cuya expresión es la siguiente:

$$h(n) = 0,5 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.2)$$

La suma de ventanas Hanning da un nivel constante –quitando el transitorio del comienzo y del final de duración una ventana-. Esto va a permitir la reconstrucción adecuada de la señal después del filtrado en frecuencia mediante la técnica del Overlap-Add [15],[16]. Después del proceso de segmentación se calcula la transformada discreta de Fourier de la señal segmentada obteniéndose lo que se denomina la transformada discreta de Fourier a corto plazo (Short Time Fourier Transform STFT), cuya expresión en la siguiente:

$$S(k, l) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n + lM)h(n)e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad (4.3)$$

Donde  $h(n)$  es la ventana de Hanning de  $N$  puntos,  $k$  indica el bin (las diversas frecuencias discretas),  $l$  la trama temporal y  $M$  el paso entre tramas. Esta STFT es el punto de partida sobre la que se podrán aplicar los filtros modelizados obteniendo la señal filtrada en frecuencia. Finalmente la señal filtrada en tiempo se calcula mediante una STFT inversa y la técnica del Overlap-Add. Si representamos el módulo de esta función de dos variables obtendremos el Espectograma, que nos va a permitir observar la evolución en tiempo de la distribución en frecuencia de la señal. El eje  $x$  representa el eje temporal, el eje  $Y$  la frecuencia normalizada (es necesario tan sólo multiplicar por la frecuencia de muestreo (102400 muestras/seg) para obtener la frecuencia analógica. Los diversos colores indican el valor de las componentes espectrales, cuantos más rojos, mayor energía tendrá la señal en esa frecuencia e instante determinado. En la zona derecha se presenta una escala en la que se asocia un valor numérico a los colores. La escala empleada está en decibelios, por lo que este valor numérico corresponde a diez veces el logaritmo decimal del módulo al cuadrado de la STFT.

En los Espectrogramas que se muestran en las figuras 11, 13 y 14 del presente capítulo, se han realizado a través de la implementación de una serie de funciones con Matlab, que realiza la transformada de Fourier Localizada a partir de la longitud de la ventana de análisis (10240 muestras=100 mseg), el desplazamiento en muestras de la ventana de análisis (2048 muestras), manteniendo un solape del 80 %, la longitud de la FFT  $2^{14}$ , el tipo de ventana (Hanning) y la frecuencia de muestreo (102400 muestras/seg). Como resultado obtenemos la TFL en dB.

Para complementar la información del Espectrograma, se ha realizado una estimación espectral clásica, o no paramétrica del proceso, obteniendo el espectro en potencia. No obstante, para futuros estudios no se descarta abordar las estimaciones mediante aproximaciones no clásicas o paramétricas, pero para ello sería necesario utilizar un modelo que se ajuste para poder estimar el espectro, en definitiva deberíamos tener un mayor conocimiento de cómo el proceso armónico se genera a bordo del material rodante.

A la hora de elegir el método no paramétrico, se inició con el Periodograma, basándonos en la idea simple de estimar la secuencia de auto-correlación de un proceso aleatorio de las medidas realizadas, y después tomar la TF para llegar a tener el espectro deseado, todo ello en la búsqueda de una fácil computación. No obstante como nuestras medidas a priori, no requerían un procesado en tiempo real, y nuestros datos tenían registros bastantes largos (cada medición puede tener una duración total de unos 60 segundos), continuamos examinando alternativas sobre todo para mejorar las propiedades estadísticas, teniendo presente que el Periodograma es la convolución del espectro en potencia con la TF de la ventana Barlett (siendo un estimador con sesgo) y que el suavizado que introduce dicha ventana, limita la capacidad del Periodograma para resolver frecuencias cercanas de banda estrecha (definida por la anchura del lóbulo principal). Para conseguir que el Periodograma no tuviera sesgo requeriríamos que los datos tendieran a infinito, no obstante hay que recordar que su varianza no se haría cero aunque el tamaño de los datos se hiciera muy grande, puesto que es proporcional al cuadrado de su espectro en potencia.

Continuando con las opciones, abordamos el estudio con el Periodograma Modificado, en el que utilizamos distintas ventanas de datos, desde la ventana rectangular a la ventana Hanning, Hamming y Blackman y su correspondiente efecto, teniendo en cuenta siempre el tamaño de la ventana de análisis necesario para la estacionariedad del proceso, que ha sido descrita anteriormente en la introducción del espectrograma. Hay que tener en cuenta, que el Periodograma Modificado no es un estimador consistente y no ofrece por tanto beneficios en la reducción de la varianza, no obstante ofrece distintas resoluciones entre un compromiso entre el nivel del lóbulo principal y la resolución espectral, es decir es dependiente de la ventana, todo ello, se podrá comprobar en el capítulo 4 de la presente memoria (validación del método).

Proseguimos con la evaluación del método con la búsqueda de un método que promediara el Periodograma, en la búsqueda de una mejora en la varianza, llegando al Método Barlett, consistente en una partición en secuencias no solapadas y aunque, sí es verdad que la varianza mejoraba, presentaba la dificultad de que no existieran realizaciones incorreladas totalmente. Digamos que conseguíamos una reducción de la varianza a costa de la una reducción en la resolución espectral.

Finalmente, continuamos con la búsqueda de un método que nos ofreciera un buen compromiso entre varianza y resolución dando preferencia a la resolución espectral, llegamos al método Welch, en el que básicamente, permitía a las secuencias un

solapamiento y aplicar una ventana de datos a cada secuencia, es decir obteníamos una serie de Periodogramas Modificados que iban a ser promediados. En este caso hay que tener en cuenta que la resolución depende de la ventana de datos, hecho que se podrá comprobar también en el capítulo 4 de la presente memoria (validación del método).

Resumiendo las técnicas no paramétricas exploradas, y simplificando su elección en términos de dos criterios [14], siendo el primero la variabilidad del estimador (ecuación 4.4), el cual es una varianza normalizada y el segundo criterio, es la figura de mérito que se define como el producto de la variabilidad y la resolución, que debería ser la menor posible (ecuación 4.5), se resumen las características del Periodograma, Barlett y Welch respectivamente.

$$\gamma = \frac{\text{Var} \{P_x(e^{jw})\}}{E^2 \{P_x(e^{jw})\}} \quad (4.4)$$

$$M = \gamma \Delta w \quad (4.5)$$

- El Periodograma es asintóticamente no sesgado y para tamaños largos de datos, la varianza es aproximadamente a  $P_x^2(e^{jw})$ , por lo que la variabilidad del Periodograma es igual a 1  $\gamma_{PER}=1$  y teniendo en cuenta que la resolución del Periodograma es:

$$\Delta w_{PER} = 0,89 \frac{2\pi}{N} \quad (4.6)$$

Obtenemos una figura de mérito, que es inversamente proporcional a la longitud del registro de datos N.

$$M_{PER} = 0,89 \frac{2\pi}{N} \quad (4.7)$$

- El método Barlett, tal como hemos comentado, con la reducción en la varianza conseguida promediando Periodogramas, siendo  $N=KL$  (K secuencias incorreladas de longitud L sin solapamiento), si el número de muestras N es grande, la variabilidad es:

$$\gamma_{BAR} = \frac{1 \{P_x(e^{jw})^2\}}{K \{P_x(e^{jw})^2\}} = \frac{1}{K} \quad (4.8)$$

Teniendo en cuenta que la resolución de

$$\Delta w_{BAR} = 0,89 \frac{2\pi K}{N} \quad (4.9)$$

La figura de mérito obtenida es idéntica que la del Periodograma:

$$M_{BAR} = 0,89 \frac{2\pi}{N} \quad (4.10)$$

- El método Welch, cuyas propiedades estadísticas dependen del solapamiento que se utiliza y de la ventana de datos, fijando un 50 % de solapamiento y una ventana Barlett, la variabilidad para un tamaño N de datos grande, obtenemos una variabilidad de:

$$\gamma_{WEL} = \frac{9}{8} \frac{1}{K} = \frac{9}{16} \frac{L}{N} \quad (4.11)$$

La resolución del método Welch coincidente con el ancho de banda a 3 dB de la ventana Barlett es:

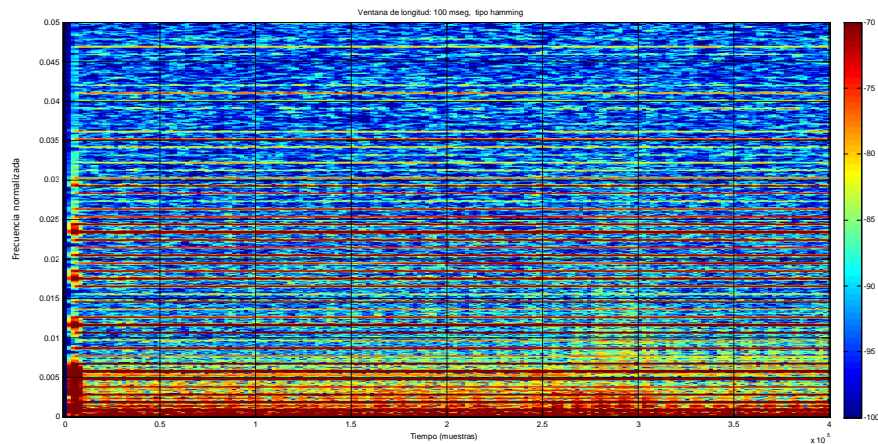
$$\Delta w_{WEL} = 1,28 \frac{2\pi}{L} \quad (4.12)$$

Obteniendo una figura de mérito de

$$M_{WEL} = 0,72 \frac{2\pi}{N} \quad (4.13)$$

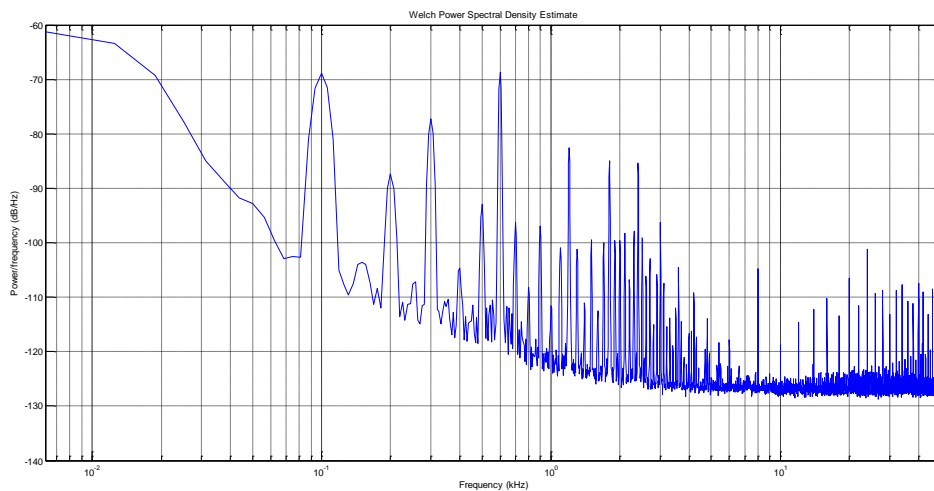
Los datos concretos de nuestras estimaciones (se han validado con el método detallado en capítulo 4), son ventana de análisis de 10240 muestras (100 msec), un solape del 80% (Hay que tener en cuenta que los requisitos computacionales al incrementar el solape también aumentan) el número de puntos de la FFT ha sido  $2^{14}$  y para nuestro caso particular la región estacionaria está compuesta de  $4 \times 10^5$  muestras, la ventana es de 10240 muestras por lo que tenemos  $L=39$  secciones y para la región dinámica compuesta por  $2,5 \times 10^6$  muestras, la ventana es de 10240 muestras por lo que tenemos  $L=244$  secciones, llegamos a obtener una resolución espectral de 12,8 Hz, suficiente para tener la información armónica de todo el proceso (lo veremos en detalle a continuación) de rectificación de la subestación ferroviaria presentará armónicos múltiplos de 50 Hz y la del proceso dinámico del material rodante presentará armónicos múltiplos del orden de los kHz, debidas a las conmutaciones de los convertidores de tracción y auxiliares principalmente. En base a lo comentado, vamos a proceder a exponer el análisis de una región estacionaria y de la región dinámica de una medida real en un tranvía de una ciudad media española, tomada como ejemplo representativo de las medidas realizadas en distintos tipos de trenes y diversos emplazamientos repartidos por la geografía europea con infraestructuras ferroviarias también de diversa índole.

- Region 1: Región material rodante en estacionario (secuencia 1 a 4 segundos)



**Figura 11:** Espectrograma región 1

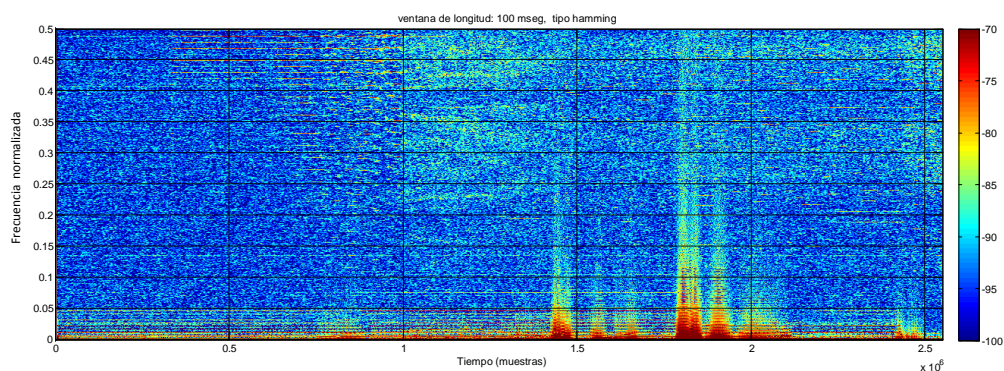




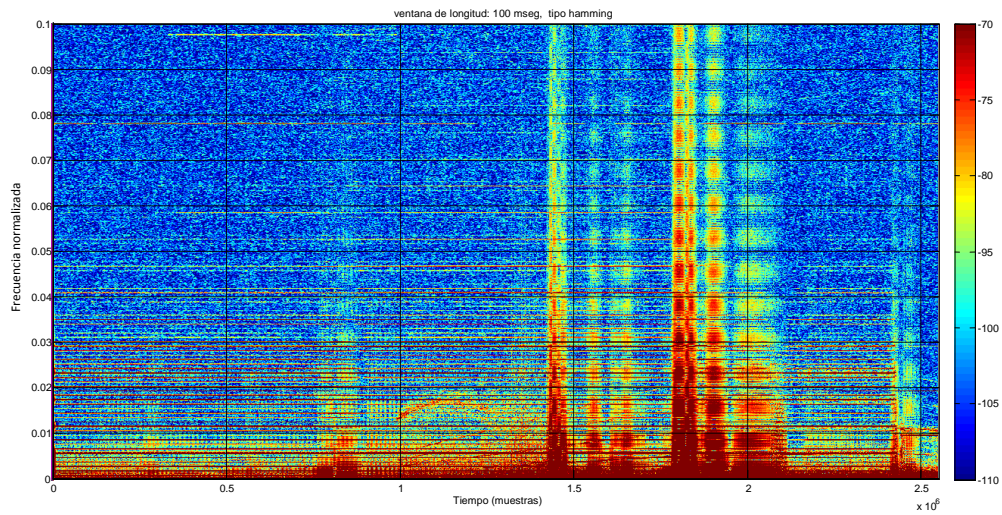
**Figura 12:** Estimación densidad espectral de potencia con método Welch región 1.

El Espectrograma se muestra hasta 5 kHz, por encima el contenido espectral del estado estacionario es muy bajo. Se puede observar que la energía se encuentra localizada en las frecuencias bajas, lo que se puede correlar con el efecto del rectificado de la subestación ferroviaria, ya que el material rodante sometido a ensayos se encontraba alimentado en corriente continua a través de diodos rectificadores conectados a la red trifásica de energía. Idealmente un solo rectificador de dos puentes produce una forma de onda de 12 impulsos (por lo que se observa el armónico de 600 Hz en la red de 50 Hz, con una amplitud considerable). Adicionalmente, debido a los desequilibrios del rectificador y a la inducción normalmente está presente la componente fundamental de 50 Hz y armónicos de ella. El resto de contribución se observa estable con unos armónicos muy definidos, muy probablemente identificados con la conmutación de los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT's) del convertidor de tracción en reposo y del convertidor auxiliar que se encuentra a plena carga (sus conmutaciones se encuentran entorno a 1 kHz, según especificación técnica). Mediante la estimación de densidad espectral de potencia con método Welch, se puede observar los armónicos comentados.

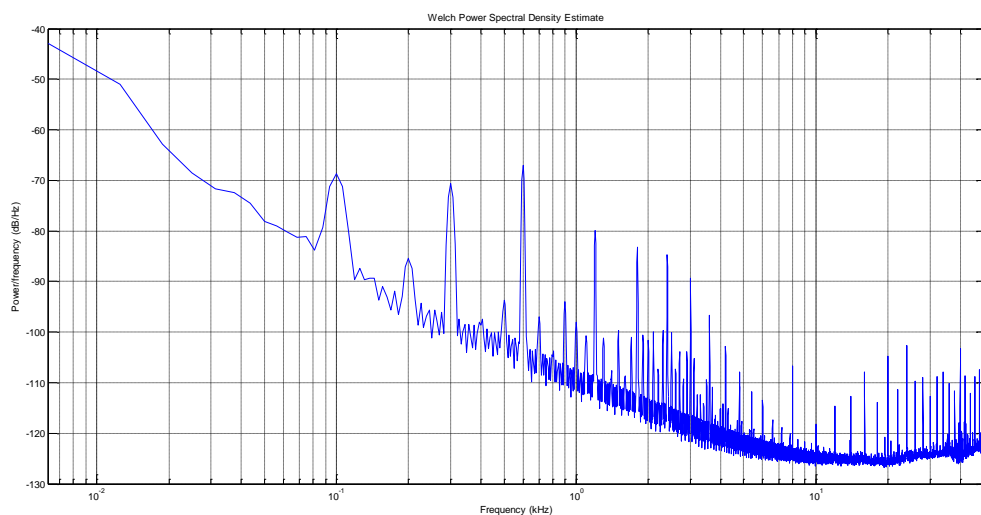
- Region 2: Región material rodante en dinámico (secuencia de 4 a 27 segundos):



**Figura 13 :** Espectrograma región 2 hasta 50 kHz



**Figura 14 :** Espectrograma región 2 hasta 10 kHz (zoom figura 13)



**Figura 15:** Estimación densidad espectral de potencia con método Welch región 2

Se ha comprobado que la energía entre 10 kHz y 50 kHz es muy baja, por lo que se ha mostrado un segundo Espectrograma (a modo de zoom del anterior) para poder observar los detalles. Se puede observar el corte de la tracción en el tiempo 14 segundos (convirtiendo las muestras en tiempo a través de la frecuencia de muestreo), donde se produce una interferencia que se extiende a lo largo de toda la banda (hasta 10 kHz), posteriormente se observa el régimen en deriva (sin tracción eléctrica) y finalmente se origina el frenado eléctrico en el tiempo 17 segundos, que produce de nuevo una interferencia de mayor energía a lo largo de toda la banda hasta 10 kHz, aunque es menor desde 5 kHz. Tras el frenado máximo volvemos al régimen estacionario en el vehículo.

Este análisis resulta muy interesante por varios motivos, por un lado nos identifica en qué momentos temporales se producen las interferencias y cómo se distribuyen en el espectro (no nos quedamos en una mera envolvente que no nos aportaría información de la evolución, ni nos quedamos con una transformada de Fourier de los datos que nos promediaría el espectro y no nos aportaría tampoco nada adicional). Con estos datos podríamos intentar por un lado, trabajar en una modificación en las unidades sometidas a

ensayo (en el filtrado de alta potencia) para minimizar las emisiones en los rangos frecuenciales donde existan circuitos vía ya desplegados en la infraestructura, o bien, por otro lado en fase de diseño, podríamos elegir circuitos vía que trabajaran en las frecuencias donde tenemos monitorizado que los niveles armónicos no son muy altos. Por ejemplo en este caso hemos observado que desde 10 kHz la energía disminuía en gran nivel por lo que podríamos modificar los canales de trabajo de los circuitos vía para que el margen de seguridad sea más amplio y así pudiéramos tener más garantías de llegar a obtener la compatibilidad electromagnética deseada.

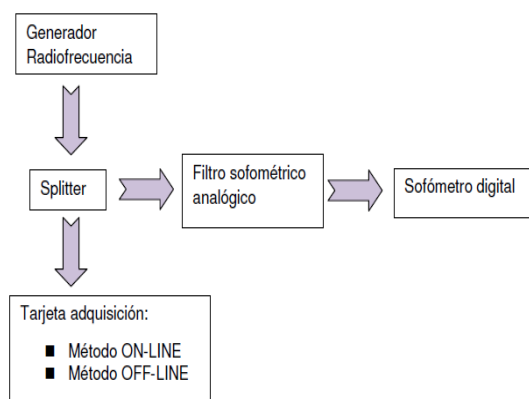
## Capítulo 4: Validación del método de medida propuesto.

A continuación se va a describir la validación realizada a la aplicación desarrollada. En primer lugar se detallará la validación del procesamiento digital de señal aplicado en la adquisición, normalización y filtrado y en segundo lugar la validación de los métodos de estimación frecuencial aplicados. Los equipos utilizados en la validación han sido los siguientes:

- Generador de radiofrecuencia: Wavetek, modelo Synthesized Universal Waveform Generator, 40 Ms/s
- Filtro sofométrico analógico y sofómetro digital según especificación ITU-T: Applab, modelo 1072.
- Analizador de espectros y de señal: Rohde&Schwarz, modelo FSV3
- Cable coaxial: Suhner, modelo RG-11

### 4.1 Validación del método de procesamiento digital de señal

En primer lugar se ha procedido a validar las pruebas de adquisición, normalización y filtrado en los cálculos de los valores RMS para el cálculo de la corriente interferente, antes y después de aplicar filtrado de señal. El esquema seguido se muestra en la figura 16. Se ha elegido la validación de la corriente sofométrica, no obstante, el método es extrapolable al cálculo para la compatibilidad con circuitos vía, puesto que simplemente variarán los coeficientes de filtro a aplicar en el procesado. El generador de radiofrecuencia ha servido de patrón, con el que se han generado distintos niveles de señal en distintos rangos frecuenciales, que son adquiridos por la tarjeta de adquisición por un lado y por el sofómetro digital previo paso por el filtro sofométrico analógico. Dado que el sofómetro tiene la funcionalidad de poder ser utilizado sin la red de ponderación sofométrica (*Unweighted mode*) y con la red de ponderación sofométrica (*Weighted mode*) se han podido realizar pruebas en ambos modos. Se han realizado 4 tipos de pruebas que son verificación del nivel de entrada en dBm, verificación del nivel de voltaje de entrada, respuesta en frecuencia aplicando ponderación sofométrica, y respuesta en frecuencia sin aplicar ponderación sofométrica, todos ellos se detallan a continuación:



**Figura 16:** Esquema validación procesamiento de señal seguido en los métodos ON-LINE y OFF-LINE

#### 4.1.1 Verificación nivel entrada dBm

La verificación ha consistido en generar distintos niveles de señal comprendidos entre 0 a -60 dBm. Para ello se ha generado un tono en 800 Hz con 600 Ohmios de impedancia. La tolerancia exigida por las especificaciones ITU-T es de  $\pm 0.5$  dB.

Nivel Entrada dBm	Lectura sofometro Modo ponderacion dBm	Lectura sofometro Modo sin ponderacion dBm	Lectura tarjeta sin ponderación dBm	Lectura tarjeta con ponderación dBm
0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
-10,0	-10,0	-10,0	-10,0	-10,0
-20,0	-19,8	-19,8	-20,0	-20,0
-30,0	-29,9	-29,8	-30,0	-29,9
-40,0	-39,8	-39,8	-39,9	-39,8
-50,0	-49,9	-49,9	-49,9	-49,9
-60,0	-59,9	-59,9	-60,0	-60,1

**Tabla 4:** resultados verificación nivel de entrada en dBm, con y sin ponderación sofométrica

#### 4.1.2 Verificación voltaje entrada

La verificación ha consistido en generar distintos niveles de señal comprendidos entre 1 Voltio y 30 mV. Para ello se ha generado un tono en 800 Hz con 600 Ohmios de impedancia. La tolerancia exigida por las especificaciones ITU-T es, para el rango 1 V a 1 mV un  $\pm 3$  % para el rango 1 mV a 30 mV:  $\pm 10$  %.

Nivel Entrada V	Lectura sofometro Modo sin ponderacion V	Lectura tarjeta sin ponderación V
1,000	1,002	1,001
0,300	0,300	0,300
0,100	0,100	0,100
0,030	0,030	0,300

**Tabla 5:** Resultados verificación nivel de entrada en V, sin ponderación sofométrica

#### 4.1.3 Respuesta en frecuencia (Unweighted Mode)

La verificación ha consistido en generar 0 dBm en las frecuencias indicadas en la especificación de la máscara del filtro sofométrico, y es necesario estar dentro de las tolerancias exigidas por las especificaciones ITU-T (se reflejan en la tabla). En este caso no se aplica ninguna ponderación sofométrica.

Frecuencia Hz	Especificacion dB	Lectura sofometro dB	Lectura tarjeta dB
50	$\pm 1$	0,60	0,50
800	0	0,00	0,00
2K	$\pm 1$	0,20	0,00
4K	$\pm 1$	0,20	0,00
6K	$\pm 1$	-0,10	0,00
8K	$\pm 1$	-0,30	0,00
10K	$\pm 1$	-0,40	0,10

**Tabla 6:** Resultados verificación respuesta frecuencial, sin ponderación sofométrica

#### 4.1.4 Respuesta en frecuencia (Weighted Mode)

La verificación ha consistido en generar 0 dBm en las frecuencias indicadas en la especificación de la máscara del filtro sofométrico, y es necesario estar dentro de las tolerancias exigidas por las especificaciones ITU-T (se reflejan en la tabla). En este caso se aplica la ponderación sofométrica.

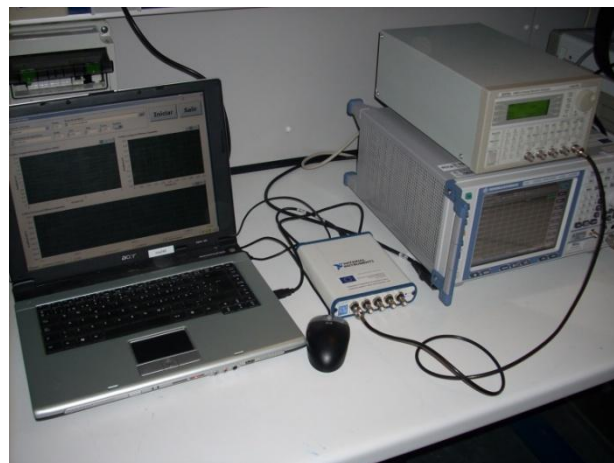
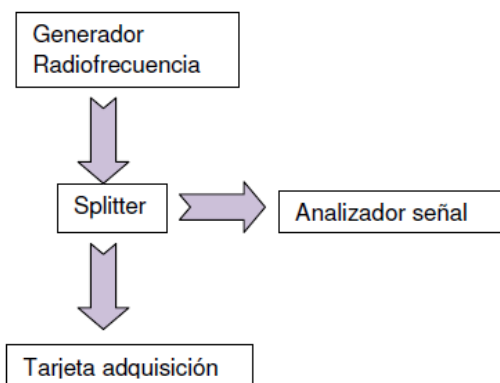
Frecuencia Hz	Especificación ITU-T dB	Tolerancia limite dB	Lectura sofometro dB	Lectura tarjeta dB
50	-63,0	±2	-62,8	-63,0
100	-41,0	±2	-40,2	-40,1
200	-21,0	±2	-20,2	-20,8
300	-10,6	±1	-9,9	-10,4
400	-6,3	±1	-6,1	-6,2
500	-3,6	±1	-3,4	-3,5
600	-2,0	±1	-1,9	-20,0
700	-0,9	±1	-0,7	-0,8
800	0,0	0,0	referencia	0,0
900	0,6	±1	-0,2	0,5
1k	1,0	±1	0,9	1,0
1.2k	0,0	±1	0,2	0,1
1.4k	-0,9	±1	-0,8	-1,0
1.6k	-1,7	±1	-1,2	-1,8
1.8k	-2,4	±1	-2,6	-2,5
2.0k	-3,0	±1	-2,8	-3,1
2.5k	-4,2	±1	-4,0	-4,3
3.0k	-5,6	±1	-5,2	-5,8
3.5k	-8,5	±2	-8,2	-8,3
4.0k	-15,0	±3	-14,8	-15,1
4.5k	-25,0	±3	-24,8	-25,3
5.0k	-36,0	±3	-35,7	-36,3
6.0k	-43,0	--	-42,7	-43,5

**Tabla 7:** resultados verificación respuesta frecuencial, con ponderación sofométrica

Se puede concluir, que las desviaciones obtenidas con el procesado digital de señal desarrollado frente a las especificaciones exigidas por la normativa aplicable, son menores que las obtenidas de manera analógica, tanto en el método de procesado para realizarlo a bordo del vehículo (*Método On-line*) como para el método de procesado para realizarlo en laboratorio (*Método Off-Line*)

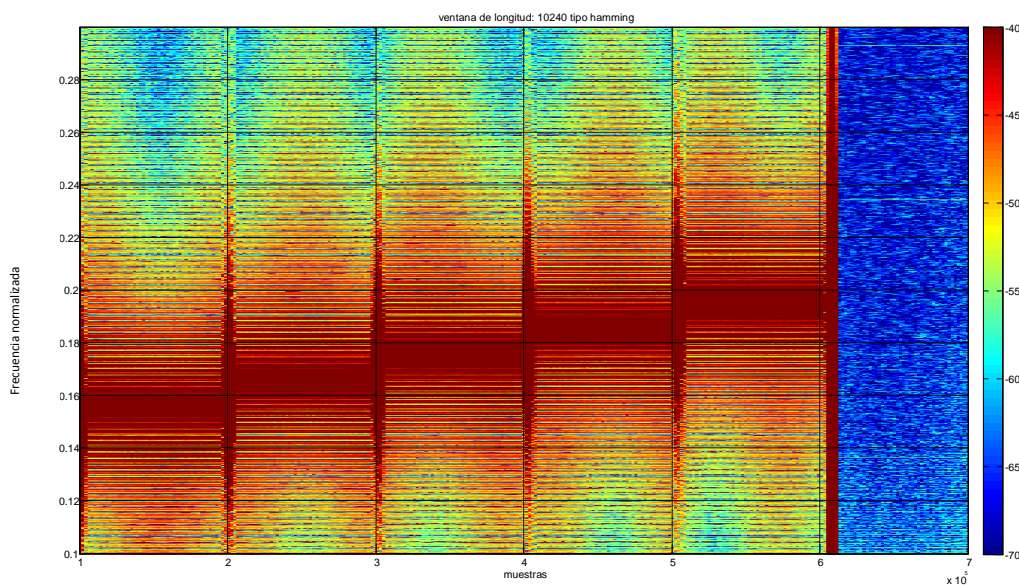
## 4.2 Validación método de estimación espectral

A continuación se detallan las pruebas realizadas en la validación de la estimación espectral aplicada, hay que tener en cuenta que no existen unas especificaciones ITU-T de referencia para realizarlo como en el punto 4.1, con una máscara de referencia. En la figura 17 se el esquema seguido en las pruebas de adquisición, procesado y normalización en el cálculo de estimación de densidad espectral de potencia

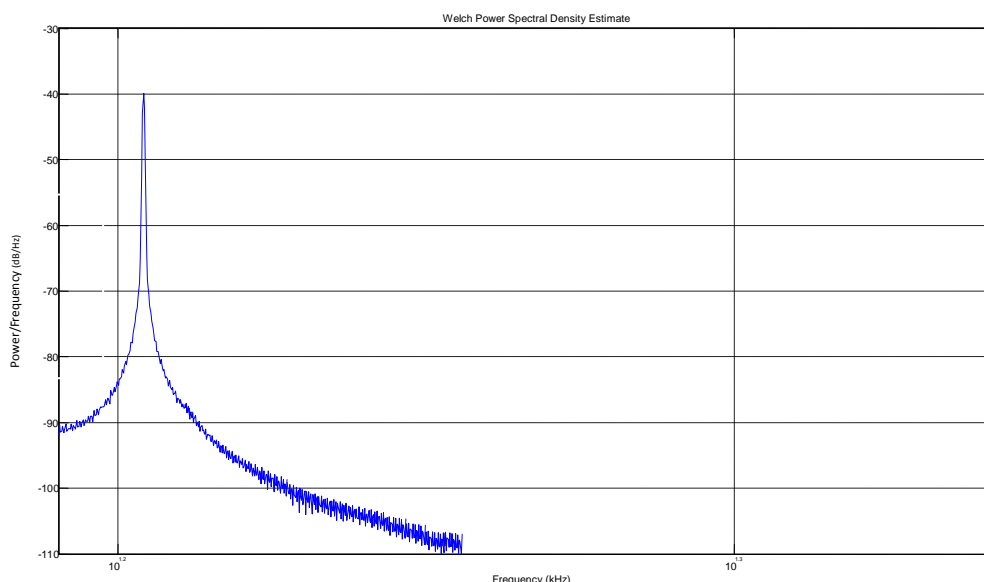


**Figura 17:** Esquema validación cálculo densidad espectrales de potencia y valores RMS de corriente sin filtrado

En primer lugar, se ha procedido a la validación de la implementación del Espectograma, para ello se ha generado un barrido entre 16 kHz y 20 kHz, con un paso en frecuencia de 1 kHz, y un tiempo de permanencia de los tonos de 1 segundo. Se muestra como resultado la figura 18 donde se puede observar tanto la evolución temporal de la energía, como el salto frecuencial entre cada uno de los tonos generados. En la figura 19, se muestra un corte temporal del Espectograma en 1,5 segundos, realizando una estimación de la densidad espectral de potencia con el Método Welch.



**Figura 18:** Espectograma correspondiente al barrido generado entre 16 y 20 kHz

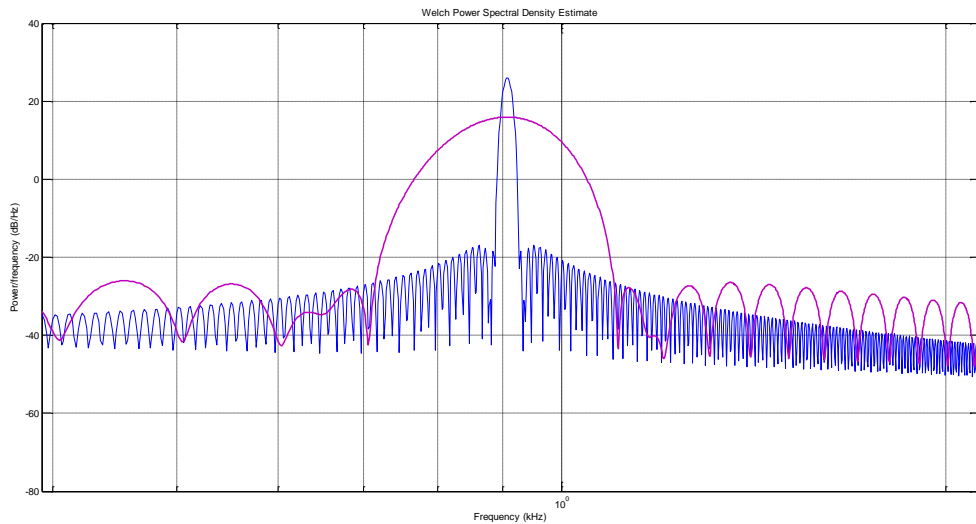


**Figura 19:** Estimación densidad espectral de barrido generado entre 16 kHz y 20 kHz, correspondiente al corte temporal en 1,5 segundos.

En segundo lugar se ha procedido a verificar que el nivel de señal obtenido con los métodos de estimación espectral se correspondían con los niveles de señal obtenidos en el analizador de señal. Para ello, de nuevo, el generador de radiofrecuencia ha servido de patrón, con el que se han generado distintos tonos con unos determinados niveles de señal (se han variando los valores RMS y los valores pico-pico) de manera análoga a las verificaciones descritas en los puntos 4.1.1 y 4.1.2. En este caso, los ajustes clave ha sido dos, por un lado la normalización de impedancias, puesto que la tarjeta de adquisición tiene entrada de alta impedancia frente al analizador de espectros que tiene 50 Ohmios de entrada, y por otro los bins de frecuencia de la resolución espectral para resolver dos tonos próximos, que debe ir ligada con la configuración del analizador de espectro del ancho de banda de resolución. La configuración fijada en el analizador de espectro de un ancho de banda de resolución de 100 Hz, un ancho de video de 2 kHz, y el span de visualización de 200 Hz a 4 kHz.

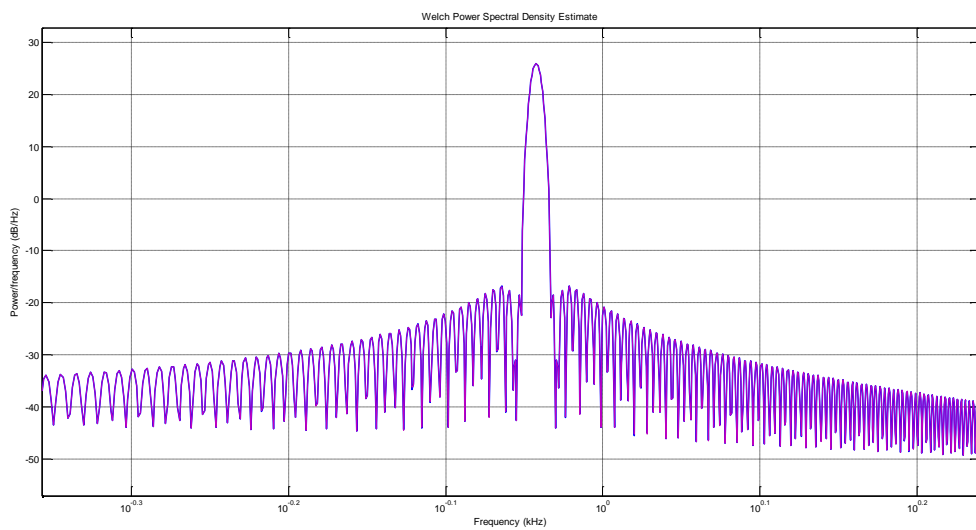
En tercer lugar, se ha realizado un análisis relativo al efecto del enventanado de los tonos, para ello se han procesado la medida con diferentes longitudes de ventana, y el generador se ha configurado con distintos tiempos de permanencia (*thold*). Este efecto se puede observar en la figura 20, donde se muestran dos estimaciones espectrales con el método Welch para un tono en 900 Hz, donde la traza azul corresponde a la estimación con un tiempo de ventana de 100 msec, obteniendo una resolución espectral de 12,8 Hz y la traza morada la estimación con un tiempo de ventana de 10 msec, obteniendo una resolución espectral de 128 Hz, aplicando la ecuación 4.12 indicada en el capítulo 4. Todo ello será de especial relevancia cuando busquemos resolver dos tonos cercanos y que no se produzca una integración de los mismos.





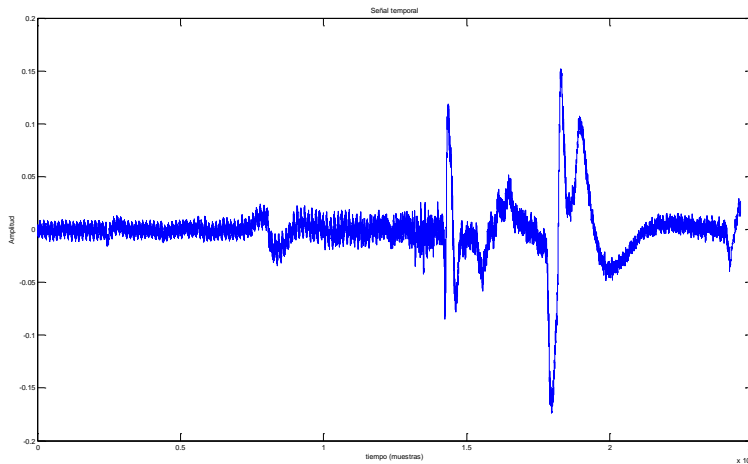
**Figura 20:** Estimación densidad espectral potencia con Welch con Tiempo de ventana 1 msec (traza morada) y 10 msec (traza azul), para un tono en 900 Hz

En cuarto lugar se ha abordado una comparativa, mostrada en la figura 21, relativa a la aplicación de un solape típico del 50 % frente a un solape específico del 80 %, poniéndose de manifiesto que no existe unas diferencias ostensibles y sin embargo la carga computacional en el cálculo sí que se ve notablemente incrementada.

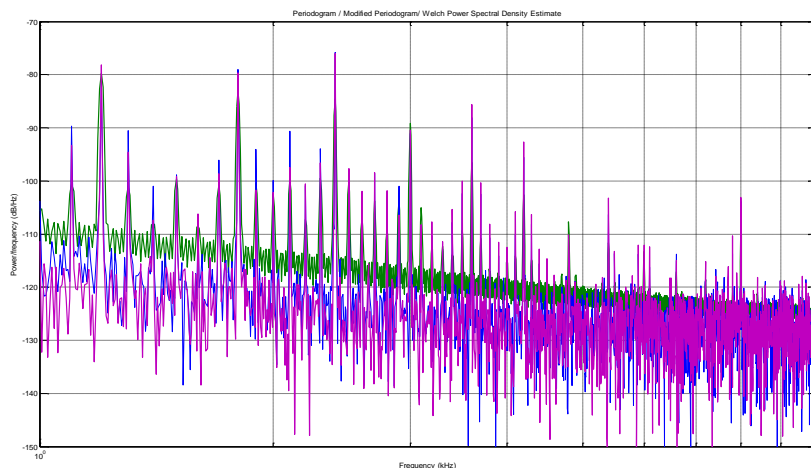


**Figura 21:** Estimación densidad espectral potencia con Welch con solape del 50 % (traza morada) y del 80% (traza azul).

Finalmente, se ha procedido a realizar una comparativa (mostrada en la figura 23) de los métodos de estimación espectral descritos en el capítulo 3.3.3, observando gráficamente las diferencias indicadas, respecto a resolución espectral y varianza, siendo la traza morada la estimación con el Periodograma, la traza azul con el método del Periodograma Modificado, y la traza verde con el método de estimación Welch, todas ellas correspondientes al procesado de la corriente interferente que aparece en la figura 22 . Se puede comprobar que la estimación del Periodograma ofrece una varianza mayor y similar al Periodograma modificado, y que con la estimación Welch se obtiene un buen compromiso entre varianza y resolución.



**Figura 22:** Adquisición Temporal corriente interferente a bordo de un tranvía



**Figura 23:** Comparativa estimación espectral con Periodograma (traza morada), Periodograma Modificado (traza azul) y Welch (traza verde) en el rango frecuencial de 1 a 10 kHz,

## Capítulo 5: Conclusiones y líneas futuras

Como resultado principal de este PFM, se ha desarrollado una aplicación que permite poder expresar la compatibilidad electromagnética del material rodante ferroviario con los sistemas de señalización a través de la compatibilidad con los circuitos vía y la compatibilidad con las líneas analógicas de telecomunicación a través de la medida de la corriente sofométrica, todo ello en búsqueda de la interoperabilidad ferroviaria europea. Se ha desarrollado un método para poder evaluarla tanto a bordo del vehículo como posteriormente en el laboratorio. En el caso de la medida de la corriente sofométrica, destacar que se ha realizado en el lado del circuito perturbador (tren), por lo que se puede expresar de una manera más completa la compatibilidad abarcando modos degradados y evaluando su impacto. Adicionalmente se ha dotado de una funcionalidad que permite realizar una estimación espectral de potencia que puede ser utilizada en la optimización del material rodante en fase de diseño para poder mitigar las interferencias indeseadas pudiendo establecer el origen de las mismas, así como elegir los circuitos de vía óptimos que trabajen en los intervalos frecuenciales donde no tengamos una interferencia elevada.

Actualmente el campo de la compatibilidad electromagnética unido al campo del procesamiento de señal en lo referente a señalización ferroviaria está despertando mucho interés, es por ello que se plantean algunas líneas futuras de investigación :

- Desarrollar un método de estimación espectral paramétrica con un modelo ajustado al de interferencias del material rodante en distintas condiciones de funcionamiento.
- Desarrollo de un modelo de reconocimiento de patrones para analizar posibles errores en los sistemas a bordo del material rodante. Serviría para monitorizar posibles situaciones de fallo, anteriores a que se produjera una interferencia sobre un circuito vía y originara una situación potencialmente peligrosa.
- Modelización de circuitos vía antiguos y desplegados en distintos tipos de infraestructura existente, para poder establecer su compatibilidad electromagnética con el nuevo material rodante.
- Desarrollo de un método análogo para expresar la compatibilidad electromagnética con contadores de ejes, de esa manera tendríamos evaluada completamente la compatibilidad electromagnética con los sistemas de detección de trenes.
- Modelización de efectos transitorios y su influencia sobre circuitos vía.
- Caracterización electromagnética completa del escenario ferroviario.

## Bibliografía

- [1] Directiva 2004/108/CE del parlamento europeo y del consejo de 15 de diciembre de 2004 relativa a la aproximación de las legislaciones de los Estados miembros en materia de compatibilidad electromagnética y por la que se deroga la Directiva 89/336/CEE
- [2] EN 50121-1:2006 Aplicaciones ferroviarias- Compatibilidad electromagnética. Parte 1: General.
- [3] EN 50121-2:2006 Aplicaciones ferroviarias- Compatibilidad electromagnética. Parte 2: Emisión del sistema ferroviario completo al mundo exterior..
- [4] EN 50121-3-1:2006 Aplicaciones ferroviaria- Compatibilidad electromagnética. Parte 3-1: Material rodante. Tren y vehículo completo.
- [5] EN 50238:2003. Aplicaciones ferroviarias. Compatibilidad entre el material rodante y los sistemas de detección de trenes.
- [6] CLC/TS 50238-2. Railway applications- Compatibility between rolling stock and train detection systems. Part 2: Compatibility with track circuits.
- [7] CLC/TS 50238-3. Railway applications. Compatibility between rolling stock and train detection systems. Part 3: Compatibility with axle counters.
- [8] CLC/TR 50507. Railway applications. Interference limits of existing track circuits used on European railways.
- [9] Protección de las líneas de telecomunicación frente a los efectos perjudiciales de las líneas de energía eléctrica y de las líneas de ferrocarriles electrificados" (ITU-T O.41).
- [10] Railcom European Union research project (Electromagnetic Compatibility between rolling stock and rail-infrastructure encouraging European Interoperability 2006-2009). International Union of Railways.
- [11] Evaluation of Flexible Rogowsky coil performances in Power Frequency Applications. IEEE Transactions on Instrumentation and measurement. Vol 60. N°3. March 2011. Mario Chiampi, Gabriella Crotti and Andrea Morando
- [12] J. D. Ramboz, "Machinable Rogowski coil, design, and calibration," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45, no. 2, pp. 511–515, Apr. 1996.
- [13] D. A. Ward, J. La, and T. Exon, "Using Rogowski coils for transient current measurements," Eng. Sci. Educ. J., vol. 2, no. 3, pp. 105–113, Jun. 1993.
- [14] Statistical Digital signal processing and modeling. Monson H. Hayes. Georgia Institute of Technology. John Wiley & Sons, INC. 1996.
- [15] L.R. Rabier and R.W. Schafer, "Digital processing of speech signals", Prentice Hall, 1978
- [16] A.V. Oppenheim and R.W. Schafer, "Digital signal processing", Prentice Hall, 1975