



Universidad de
Oviedo



ESCUELA POLITÉCNICA DE INGENIERÍA DE GIJÓN

MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

**ÁREA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, DE
COMPUTADORES Y SISTEMAS**

TRABAJO FIN DE MÁSTER N° 201808

**Desarrollo de un sistema de cancelación acústico para mejorar la
ergonomía en el trabajo en entornos industriales**

**D. GONZÁLEZ ANTUÑA, Martín
TUTOR: D. NUÑO HUERGO, Pelayo**

FECHA: Octubre 2018



ÍNDICE DE CONTENIDOS

Índice de figuras	4
Índice de tablas	6
1.- Introducción	7
2.- Objetivos	8
3.- Teoría y estado del arte	9
3.1.- Cancelación activa de ruido (ANC).....	9
3.1.1.- Tipos de estructuras	10
3.1.2.- Ventajas del ANC frente al PNC	12
3.1.3.- Inconvenientes del ANC frente al PNC	12
3.1.4.- Aplicaciones de sistemas ANC	13
3.1.5.- Tipos de dispositivos.....	14
3.2.- Teoría de señales y sistemas	15
3.2.1.- Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon	15
3.2.2.- Transformada de Fourier.....	16
3.2.3.- Fase y contrafase	17
3.3.- Bandas de baja frecuencia.....	19
3.4.- Propagación de ondas	20
3.4.1.- Ondas longitudinales.....	20
3.4.2.- Ondas transversales.....	20
3.5.- Protocolos de comunicación	21
3.5.1.- I ² C	21
3.5.2.- SPI.....	21
3.5.3.- I ² S.....	22
4.- Análisis de datos.....	23
4.1.- Representación de datos.....	23
4.2.- Procesado y representación del espectro	25
4.3.- Análisis del espectro	29
4.4.- Elección de componentes.....	29
5.- Hardware	32
5.1.- STM32F407VGT Discovery Board.....	32



5.2.- Acelerómetro ADXL345	33
5.3.- Fuente de alimentación	33
5.4.- Amplificador de audio	34
5.5.- Altavoces	34
6.- Desarrollo del software.....	35
6.1.- Selección de módulos software internos.....	35
6.2.- Selección de pines.....	37
6.3.- Configuración inicial del software.....	38
6.3.1.- Oscilador	38
6.3.2.- Reloj del sistema	39
6.3.3.- Reloj de periféricos	41
6.3.4.- SPI.....	41
6.3.5.- I ² S.....	43
6.3.6.- I ² C	44
6.3.7.- Timers	45
6.3.8.- UART.....	47
6.3.9.- DMA	48
6.4.- Funciones del sistema	48
6.4.1.- Muestreo del acelerómetro.....	48
6.4.2.- Obtención de datos y procesado.....	50
6.4.3.- Cálculo de frecuencia.....	50
6.4.4.- Cálculo de fase	51
6.4.5.- Emisión de onda.....	52
6.4.6.- Cálculo de errores	52
6.4.7.- Adaptabilidad de frecuencia y fase	54
6.5.- Pruebas y resultados	56
7.- Conclusiones	70
8.- Líneas Futuras.....	72
9.- Bibliografía	73



ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3.1 Diagrama de bloques genérico de un sistema ANC	9
Figura 3.2 Diagrama de bloques de un sistema ANC con estructura tipo Feedforward.....	10
Figura 3.3 Diagrama de bloques de un sistema ANC con estructura tipo Feedback.....	11
Figura 3.4 Diagrama de bloques de un sistema de cancelación de ruido tonal con estructura tipo Feedforward.....	11
Figura 3.5 Diagrama de bloques de un sistema de cancelación de ruido tonal con estructura tipo Feedback	12
Figura 3.6 Espectro de una señal genérica sub-muestreada (arriba) y efecto del aliasing (abajo).....	16
Figura 3.7 Representación de la onda resultante de una suma en fase.....	18
Figura 3.8 Representación de la onda resultante de una suma en contrafase.....	18
Figura 3.9 Límites de la intensidad sonora (dB) de la zona audible	19
Figura 3.10 Representación gráfica de la propagación de ondas longitudinales	20
Figura 3.11 Representación gráfica de la propagación de ondas transversales	20
Figura 3.12 Diagrama de comunicación I ² C entre maestro y esclavos	21
Figura 3.13 Diagrama de comunicación SPI entre maestro y esclavos.....	22
Figura 3.14 Diagrama de comunicación I ² S entre un DAC y un dispositivo genérico.....	22
Figura 4.1 Representación de muestras de vibración en el eje X.....	23
Figura 4.2 Representación de muestras de vibración en el eje Y	24
Figura 4.3 Representación de muestras de vibración en el eje Z	24
Figura 4.4 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje X.....	26
Figura 4.5 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje X (ZOOM)	26
Figura 4.6 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje Y.....	27
Figura 4.7 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje Y (ZOOM)	27
Figura 4.8 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje Z.....	28
Figura 4.9 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje Z (ZOOM).....	28
Figura 5.1 Placa de desarrollo STM32F407VGT utilizada en el sistema desarrollado.....	32
Figura 5.2 Acelerómetro ADXL345 utilizado en el sistema desarrollado	33
Figura 5.3 Fuente de alimentación RS-25-5 utilizada en el sistema desarrollado.....	33
Figura 5.4 Amplificador digital TPA3116D2 utilizado en el sistema desarrollado	34
Figura 5.5 Altavoces resonantes tipo subwoofer Aiyima utilizados en el sistema desarrollado	34
Figura 6.1 Árbol de ficheros del proyecto.....	35
Figura 6.2. Selección de los componentes software en el compilador Keil ARM	36
Figura 6.3 Esquema del selector de pines en STM32CubeMX	37
Figura 6.4 Configuración del oscilador principal del sistema en Keil	39
Figura 6.5 Configuración del reloj principal del sistema en Keil	40
Figura 6.6 Esquema de la configuración interna de las frecuencias principales del sistema en STM32CubeMX.....	40
Figura 6.7 Configuración del reloj de periféricos en Keil	41
Figura 6.8 Configuración del protocolo SPI en Keil (instancia SPI1)	42
Figura 6.9 Configuración del protocolo SPI en Keil (instancia SPI2).....	43



Figura 6.10 Configuración del protocolo I ² S en Keil (instancia SPI3)	44
Figura 6.11 Configuración del protocolo I ² C en Keil.....	45
Figura 6.12 Configuración del TIMER6 en Keil	46
Figura 6.13 Configuración del TIMER7 en Keil	47
Figura 6.14 Configuración del protocolo UART en Keil	47
Figura 6.15 Configuración del DMA en Keil	48
Figura 6.16 Representación de los ejes del acelerómetro según la hoja de características.....	49
Figura 6.17 Recta de regresión de la frecuencia real frente a la frecuencia calculada por el sistema.....	53
Figura 6.18 Recta de regresión de la frecuencia transmitida frente a la frecuencia real	53
Figura 6.19 Esquema del montaje del sistema de cancelación en pruebas.....	56
Figura 6.20 Montaje de las primeras pruebas del sistema de cancelación	57
Figura 6.21 Medida en osciloscopio $f=92\text{Hz}$ y $\theta=0^\circ$. Onda recibida (verde) y transmitida (amarilla).....	57
Figura 6.22 Medida en osciloscopio $f=80\text{Hz}$ y $\theta=0^\circ$. Onda recibida (verde) y transmitida (amarilla).....	58
Figura 6.23 Medida en osciloscopio $f=80\text{Hz}$ y $\theta=180^\circ$. Onda recibida (verde) y transmitida (amarilla).....	59
Figura 6.24 Medida en osciloscopio $f=92\text{Hz}$ y $\theta=180^\circ$. Onda recibida (verde) y transmitida (amarilla).....	59
Figura 6.25 Medida en osciloscopio $f=92\text{Hz}$ y $\theta=0^\circ$. Onda recibida (verde), transmitida (amarilla) y resultante (rosa).....	60
Figura 6.26 Medida en osciloscopio $f=92\text{Hz}$ y $\theta=180^\circ$. Onda recibida (verde), transmitida (amarilla) y resultante (rosa).....	61
Figura 6.27 Representación de las muestras de las ondas resultantes según diferentes desfases (1).....	62
Figura 6.28 Representación de las muestras de las ondas resultantes según diferentes desfases (2).....	62
Figura 6.29 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0 rad	63
Figura 6.30 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0.7π rad	63
Figura 6.31 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0.8π rad	64
Figura 6.32 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0.9π rad	64
Figura 6.33 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0.95π rad	65
Figura 6.34 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de π rad	65
Figura 6.35 Montaje de la segunda prueba del sistema de cancelación	66
Figura 6.36 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada cuando no hay onda emitida	67
Figura 6.37 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada con $\theta = 0.75\pi$ rad.....	67
Figura 6.38 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada con $\theta = 0.8\pi$ rad.....	68
Figura 6.39 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada con $\theta = 0.9\pi$ rad.....	68
Figura 6.40 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada con $\theta = 0.95\pi$ rad.....	68



ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1 Clasificación de las 6 bandas de baja frecuencia según la ITU [7]	19
Tabla 4.1 Tabla comparativa de los acelerómetros	30
Tabla 4.2 Tabla comparativa de los microcontroladores	30
Tabla 4.3 Tabla comparativa de los altavoces	30
Tabla 6.1 Pines GPIO ocupados por los protocolos de comunicación del sistema	38
Tabla 6.2 Parámetros de configuración del oscilador principal del sistema	38
Tabla 6.3 Parámetros de configuración del reloj principal del sistema	39
Tabla 6.4 Parámetros de configuración del reloj de periféricos	41
Tabla 6.5 Parámetros de configuración del protocolo SPI	42
Tabla 6.6 Parámetros de configuración del protocolo I ² S	43
Tabla 6.7 Parámetros de configuración del protocolo I ² C	44
Tabla 6.8 Parámetros de configuración de los Timers	46



1.- INTRODUCCIÓN

Los sistemas de cancelación y control de ruido activo (ANC) forman parte de la investigación reciente en señales y sistemas. Los avances en la tecnología computacional han hecho que el tratamiento y procesado de datos digitales sea cada vez más rápido y eficiente, y le han otorgado una mayor capacidad de manejo y almacenamiento. A lo largo de los últimos años se han conformado diferentes tipos de estructuras de sistemas de cancelación, que han sido implementadas y probadas para aplicaciones en su mayor parte de audio. Los auriculares con cancelación de ruido activo para mejorar el aislamiento, o la cancelación de ruido de fondo que incorporan ciertos teléfonos móviles para mejorar la calidad de las llamadas, son ejemplos de sistemas de control de ruido desarrollados y comercializados con éxito.

Cualquier sistema de cancelación tiene una entrada, por la que se recoge una muestra de la señal que va a cancelar, una salida, que emitirá otra señal a un entorno físico en el que ambas señales, la que se desea cancelar y la que se emite desde el sistema, se combinan para dar lugar a una señal resultante, que preferiblemente será de menor amplitud e intensidad que la señal indeseada, e idealmente será cercana a cero. Las señales de entrada al sistema pueden tener diferentes naturalezas como electromagnética o mecánica, y ser deterministas o estocásticas. El tipo de señal hará que la implementación, estructura, algoritmo y adaptabilidad del sistema cambie por completo, por lo que para llevar a cabo un buen diseño es necesario realizar un estudio del estado del arte, teoría de señales, software y hardware que permita evaluar qué combinación es la mejor.

En el siguiente documento se detallan los pasos seguidos en el estudio previo, análisis de datos, diseño, implementación y pruebas de un sistema de cancelación activa de ruido de baja frecuencia para mejorar la ergonomía en el trabajo en entornos industriales. También se explican las conclusiones que se han obtenido en el desarrollo del trabajo, así como las líneas futuras sobre las que se puede seguir avanzando en investigaciones o trabajos posteriores.



2.- OBJETIVOS

A lo largo del desarrollo del proyecto, se han ido marcando una serie de objetivos a razón de las necesidades que se tenían en cada etapa del mismo. Algunos habían sido fijados previamente y otros fueron surgiendo a medida que se iba avanzando. Los objetivos principales en el desarrollo de este proyecto son los siguientes:

- Estudio del estado del arte y teoría de sistemas de cancelación y control activo de ruido y señales.
- Tratamiento, procesado y análisis de datos de vibración mediante el software R recogidos por un acelerómetro en el lugar de posible instalación del sistema de cancelación.
- Breve estudio de la arquitectura ARM del microcontrolador a utilizar.
- Breve estudio de las características de los dispositivos a utilizar en el sistema de cancelación.
- Aprendizaje de una herramienta de desarrollo software y depuración proporcionada por ARM.
- Utilización del lenguaje C y las librerías HAL para la implementación del software del sistema.
- Estudio de una estructura de máquinas de estado en programación para el sistema de cancelación.
- Pruebas de la estabilidad y adaptabilidad del sistema y medidas de las señales recibidas, emitidas y combinadas.
- Pruebas de sensación de cancelación sobre metacrilato y sobre cristal.

3.- TEORÍA Y ESTADO DEL ARTE

El primer paso para poder diseñar el sistema de cancelación activa de ruido de baja frecuencia consiste en realizar un estudio previo de la teoría de señal, teoría de los sistemas de cancelación activa de ruido y señal y las bandas de frecuencia en las que se va a trabajar.

3.1.- Cancelación activa de ruido (ANC)

La cancelación activa de ruido consiste en un conjunto de técnicas que sirven para eliminar, o atenuar lo máximo posible, el ruido acústico en un entorno. Esto se consigue mediante la emisión de otra señal acústica que anulará el ruido existente, consiguiendo un entorno denominado zona/esfera de silencio.

De manera general, un sistema de cancelación de ruido consta de un subsistema de recogida de la señal de ruido, un filtro o elemento adaptativo y un subsistema emisor de señal acústica. El diagrama de bloques de un sistema de cancelación de ruido genérico se muestra en la Figura 3.1:

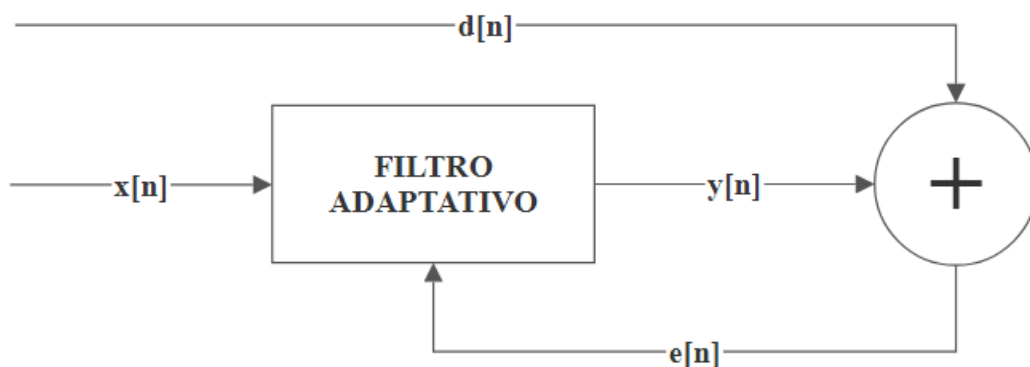


Figura 3.1 Diagrama de bloques genérico de un sistema ANC

$x[n]$: Señal de entrada al filtro adaptativo, que será la señal referencia del ruido

$y[n]$: Señal de salida del filtro adaptativo calculada a partir de $x[n]$ y de $e[n]$, que será introducida en el entorno por el subsistema emisor

$d[n]$: Señal deseada, a la que deberá parecerse lo máximo posible la señal de salida del filtro

$e[n]$: Señal error, diferencia entre la señal deseada $d[n]$ y la señal filtrada $y[n]$, también llamada ruido residual

La señal $x[n]$ será la referencia de ruido recogida por el subsistema receptor. Lo ideal sería que el receptor estuviera lo más cerca posible de la fuente de ruido. La señal $d[n]$ es el ruido que llega al entorno, producido por la fuente de ruido. El bloque simbolizaría dicho entorno, en el que se sumarían en contrafase el ruido $d[n]$ que hay en él producido por la fuente y la señal de cancelación $y[n]$ introducida por el subsistema emisor. La señal $e[n]$ sería la señal residual, resultante de la suma en contrafase de ambas señales que, en



condiciones ideales, es nula. Como estas condiciones son imposibles de alcanzar en un entorno real, la cancelación no será total, y por tanto la señal residual no será nula, por lo que es necesario tenerla en cuenta en el algoritmo de adaptación del filtro [1].

3.1.1.- Tipos de estructuras

Tanto las técnicas de filtrado adaptativo como la configuración interna de los elementos del sistema pueden variar, dando lugar a diferentes tipos de estructuras. Principalmente existen dos tipos de estructuras según la configuración de los elementos del sistema, las cuales se describen a continuación.

3.1.1.1.- Estructuras Feedforward

En la estructura tipo Feedforward, ilustrada en la Figura 3.2, el subsistema receptor de ruido está formado por dos receptores: uno para la señal de ruido que se desea filtrar y otro para el ruido residual. Éste último servirá para la adaptación del filtro, cuyos coeficientes irán actualizándose según el valor de ruido residual recogido por el receptor. El primer receptor será el que recoja la referencia de ruido que entrará al filtro para ser emitida después al entorno, como se muestra en la Figura 3.2, y estará colocado preferentemente lo más cerca posible de la fuente de ruido [2].

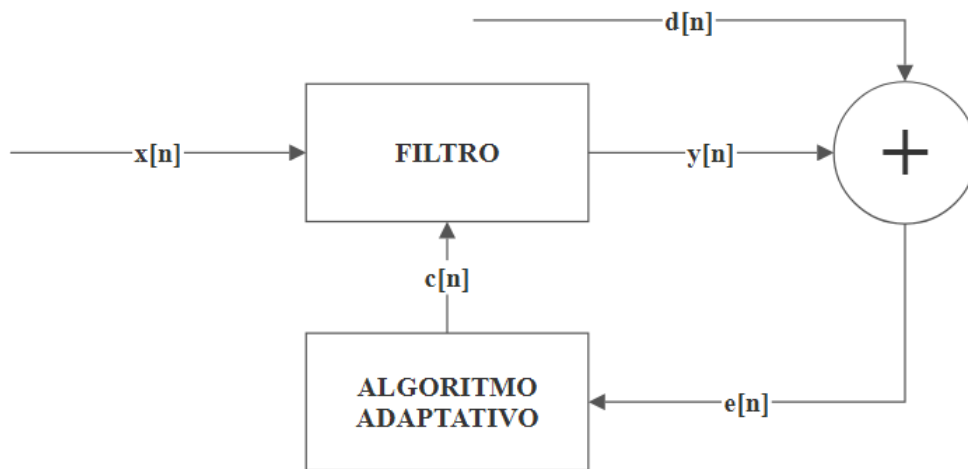


Figura 3.2 Diagrama de bloques de un sistema ANC con estructura tipo Feedforward

3.1.1.2.- Estructuras Feedback

En la estructura tipo Feedback el subsistema receptor de ruido está formado por un único receptor. Éste recogerá el ruido en el entorno de cancelación, es decir, recogerá la señal error o ruido residual. Este ruido servirá para adaptar los coeficientes del filtro, como ocurre con la estructura Feedforward. La diferencia está en que la señal de entrada al filtro no se recoge mediante otro receptor, sino que es estimada o modelada a partir de la señal error captada en el entorno: a partir de la salida del filtro $y[n]$ y la señal error $e[n]$ se modela la señal de entrada al filtro $x[n]$. Es por ello por lo que la estructura se denomina Feedback (realimentación), ya que la salida del filtro y el ruido residual vuelven a ser introducidos a la entrada de este [2], como se muestra en la Figura 3.3:

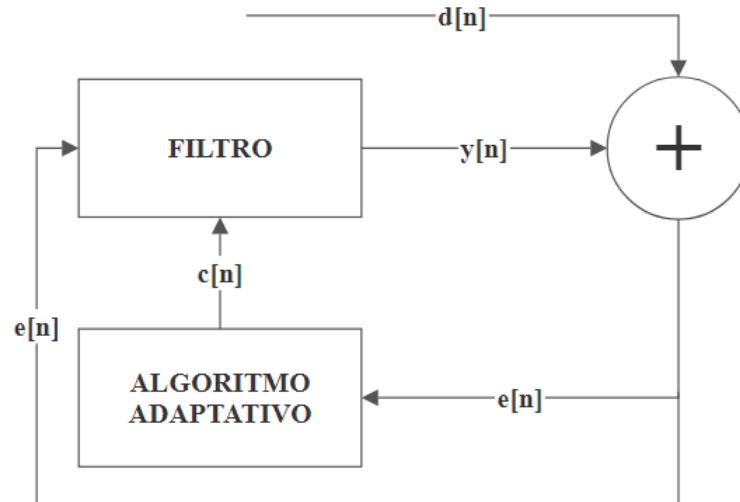


Figura 3.3 Diagrama de bloques de un sistema ANC con estructura tipo Feedback

Particularizando las características de un sistema de cancelación, o control activo de ruido, a un ruido de tipo tonal que presenta un comportamiento determinista, las estructuras Feedforward y Feedback siguen teniendo la misma aplicación. Los sistemas de captación, el procesado y software de señal y los sistemas de emisión, cambian respecto a los sistemas de cancelación de ruido blanco como el mostrado en la Figura 3.1. Los algoritmos adaptativos comunes de ruido estocástico (LMS, Huber, Hampel, DMS) para adaptar los coeficientes de un filtro no se utilizan para la cancelación de señal periódica [2] [3]. En su lugar, la estructura del sistema dispone de un bloque que realiza la adaptación a partir de las características físicas de las señales recibidas, ya sea en Feedforward o en Feedback, como se muestra en la Figura 3.4 y Figura 3.5:

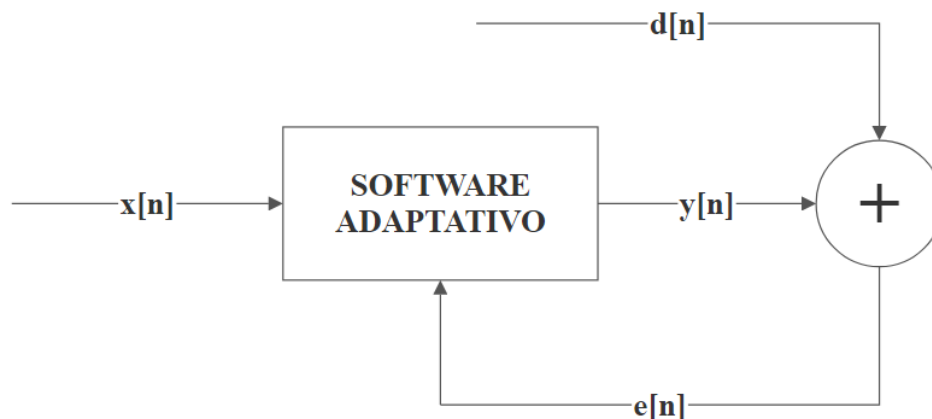


Figura 3.4 Diagrama de bloques de un sistema de cancelación de ruido tonal con estructura tipo Feedforward

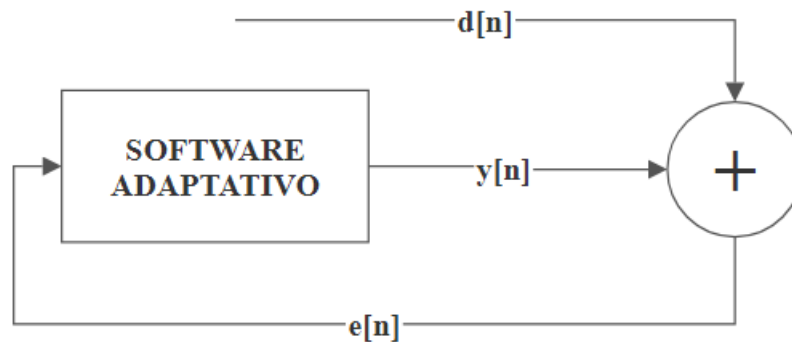


Figura 3.5 Diagrama de bloques de un sistema de cancelación de ruido tonal con estructura tipo Feedback

3.1.2.- Ventajas del ANC frente al PNC

Los sistemas de control activo de ruido (ANC) presentan algunas ventajas respecto a los sistemas de control pasivo de ruido (PNC). Los sistemas pasivos se basan en la atenuación del ruido a través de las propiedades de absorción mecánica o electromagnética de un determinado material. A frecuencias bajas, la longitud de onda aumenta, y las dimensiones del material absorbente deben aumentar proporcionalmente con ella para seguir manteniendo un nivel de atenuación del ruido adecuado por lo que, en las bandas más bajas, las dimensiones del material son en ocasiones demasiado grandes. Unido a esto, el comportamiento del material a diferentes frecuencias no es el mismo y el nivel de atenuación irá cambiando según la frecuencia del ruido, es decir, no existe adaptabilidad del sistema frente a cambios físicos del ruido. Además, la instalación del material aislante es en ocasiones tediosa y costosa, por lo que este tipo de sistemas se han ido sustituyendo en la actualidad por sistemas activos, que utilizan dispositivos de dimensiones mucho más pequeñas que los materiales aislantes y que pueden proporcionar niveles de atenuación similares, e incluso superiores, y con una adaptabilidad frente a cambios relativamente eficiente [4].

3.1.3.- Inconvenientes del ANC frente al PNC

Si bien es cierto que los sistemas activos (ANC) presentan soluciones frente a los problemas de dimensiones en frecuencias bajas y adaptabilidad de los sistemas pasivos (PNC), éstos no son fáciles de implementar ya que presentan una complejidad a menudo alta y su coste es más alto que el de los PNC. Además, su estabilidad puede ser menor que la de los sistemas pasivos. El estado del arte de los sistemas activos todavía no es muy avanzado en ciertos entornos, por lo que puede decirse que los sistemas pasivos están más consolidados actualmente que los sistemas activos [4]. Es decir, a pesar de los inconvenientes de los PNC, éstos todavía son preferidos a la hora de ser instalados en aplicaciones de insonorización y cancelación de ruido.



3.1.4.- Aplicaciones de sistemas ANC

Las aplicaciones que actualmente tienen los sistemas de cancelación de ruido activo son las siguientes [5]:

Auriculares: Cancelación de ruido acústico para una sensación de aislamiento mayor y una mejora de la calidad del sonido. Típicamente los auriculares cuentan con un micrófono exterior y dos interiores, situados en las cavidades aislantes de cada oreja. El micrófono exterior capta el ruido del entorno, para que sea filtrado y emitido hacia dentro de las cavidades aislantes mediante el hardware específico. Este se combina con el ruido que exista dentro, y la señal resultante es captada por los micrófonos interiores. Si la señal captada es de alta intensidad, el filtrado va cambiando ciertos parámetros hasta que consigue que la intensidad sea más baja, creando una sensación de aislamiento muy eficiente.

Captación de voz: Generalmente se utiliza para evitar la realimentación del micrófono producida por un altavoz, ya sea de monitorización o de recepción de otra señal diferente. En aplicaciones donde existe comunicación full dúplex, es necesario que el sistema de captación de voz cancele la señal proveniente de la otra fuente. Para ello dispone de un altavoz auxiliar que emitirá una señal de cancelación para evitar la realimentación del micrófono de captación.

Entornos urbanos: Recientemente se han desarrollado sistemas que reducen el ruido producido por elementos urbanos, ya sea en edificios o casas. Estos sistemas aún no están contrastados y muchos de ellos se encuentran en fase de pruebas. Algunos usuarios han experimentado con los dispositivos, poniendo en duda su funcionamiento real y dando evidencias empíricas de dichas pruebas.

Entornos industriales: Las máquinas industriales producen ruidos que siempre han sido atenuados mediante el uso de sistemas pasivos (orejeras, auriculares aislantes, insonalizaciones, cámaras anecoicas, etc.). Recientemente se han investigado y probado ciertas soluciones activas para sustituirlas por los sistemas pasivos antiguos, para aumentar la comodidad y la ergonomía en el entorno. Los sistemas desarrollados hasta la fecha también se encuentran en fase de pruebas, por lo que su funcionamiento aún no está asegurado.

En sistemas PNC: De manera experimental, se han incorporado sistemas activos que complementan a sistemas pasivos que ya estaban instalados con anterioridad. Sirven para que el ruido generado en un entorno no se escape hacia el exterior. Es prácticamente la situación contraria a la que se tiene en el resto de las aplicaciones, en las que se busca el silencio de una zona concreta. Como los sistemas PNC funcionan de manera eficiente en estos casos, el uso de sistemas activos no es común ni siquiera en investigación acústica.



3.1.5.- Tipos de dispositivos

Los dispositivos principales que forman un sistema de cancelación activa de ruido son el subsistema de captación, el subsistema controlador y el subsistema emisor. El resto de los dispositivos adicionales, como por ejemplo la alimentación, complementan y son necesarios para el funcionamiento del sistema en conjunto, pero no forman parte de los subsistemas básicos. A continuación, se describen brevemente las opciones de dispositivos más utilizadas en las aplicaciones mencionadas en el epígrafe 3.1.4.- para los tres subsistemas que conforman un sistema ANC [6]:

3.1.5.1.- Captación

El subsistema de captación consiste en un sensor. Existen dos tipos de sensor que pueden ser utilizados en cancelación activa: el micrófono y el acelerómetro. Los micrófonos de captación de ruido suelen ser típicamente micrófonos dinámicos, electromecánicos o de fibra. Los patrones que presentan suelen ser bastante direccionales para captar la fuente de ruido de la forma más precisa posible. Suelen ser utilizados en cancelación de ruido blanco, como en el caso de las aplicaciones de auriculares o captación de voz. Los acelerómetros son sensores digitales. Son capaces de captar aceleraciones producidas por un sonido sobre una superficie a una velocidad de muestreo alta. Hay varios tipos: piezoeléctrico, de efecto Hall o capacitivos, pero los más utilizados para aplicaciones de acústica en dimensiones reducidas son éstos últimos.

3.1.5.2.- Controlador

El subsistema controlador consiste en una unidad central de procesamiento capaz de realizar operaciones lógicas con los datos analógicos o digitales que recibe. Típicamente, la unidad está contenida en un circuito microcontrolador (MCU) o en un sistema de procesamiento digital de señales (DSP), que suelen ser los más utilizados en sistemas de procesamiento de señal. La unidad de procesamiento también puede ser una matriz de puertas programable (FPGA), con interfaces de entrada y salida. Los sistemas mencionados pueden ir embebidos en placas más complejas, con funcionalidades más extensas como las que presentan las placas de desarrollo o las placas base de computadores.

3.1.5.3.- Emisor

El subsistema emisor consiste en un altavoz. Los más utilizados son los altavoces dinámicos y piezoeléctricos. En aplicaciones en las que la zona de silencio es una zona del espacio, los altavoces suelen tener patrón unidireccional de tipo cardioide y presentan un parlante que hará que el sonido se emita al medio. En aplicaciones en las que la onda a cancelar se propaga en una superficie, los altavoces suelen tener patrón omnidireccional y no presentan parlante, sino que son resonantes, es decir, emiten al medio superficial el sonido cuando están en contacto con él.



3.2.- Teoría de señales y sistemas

La teoría de señales y sistemas necesaria para poder diseñar el sistema de cancelación de señal consiste en el conocimiento del teorema de Nyquist, necesario en cualquier proceso de toma de muestras, la transformada de Fourier, útil para el cambio de señales a dominio frecuencial, y los conceptos de fase y contrafase.

3.2.1.- Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon

Si la frecuencia más alta contenida en una señal analógica $x_a(t)$ es f_{max} , y la señal se muestrea a una frecuencia $f_s \geq 2f_{max}$, entonces $x_a(t)$ se puede recuperar totalmente a partir de sus muestras mediante la siguiente función de interpolación [7]:

$$g(t) = \frac{\text{sen}(2\pi f_{max} t)}{2\pi f_{max} t} \quad (3-1)$$

Así, $x_a(t)$ se puede expresar como:

$$x_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a\left(\frac{n}{f_s}\right) g\left(t - \frac{n}{f_s}\right) \quad (3-2)$$

donde $x_a(n/f_s) = x_a(nT_s) = x(n)$ son las muestras de $x_a(t)$.

Cuando la señal se muestrea a la frecuencia mínima requerida $f_s = 2f_{max}$, la fórmula de reconstrucción es:

$$x_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a\left(\frac{n}{2f_{max}}\right) \frac{\text{sen}(2\pi f_{max}(t - n/2f_{max}))}{2\pi f_{max}(t - n/2f_{max})} \quad (3-3)$$

En este último caso, se habla de frecuencia de Nyquist y se expresa como f_N . La reconstrucción de $x_a(t)$ a partir de $x(n)$, supone la suma ponderada de una función de interpolación $g(t)$ que se desplaza en el tiempo, $g(t - nT_s)$, con $-\infty < n < \infty$ y donde los coeficientes de ponderación son las muestras de $x(n)$.

Nyquist demostró que para que se puedan distinguir sin ambigüedad las componentes frecuenciales de una señal es necesario muestrear al menos al doble de la frecuencia máxima contenida en la misma. De lo contrario, se produce el efecto denominado aliasing. El aliasing consiste en la aparición de frecuencias imagen en la banda de interés que impiden la correcta reconstrucción de la señal a partir de una interpolación. Este efecto es producido debido a la periodicidad del espectro que presentan las señales muestreadas. Toda señal muestreada tiene un espectro periódico, que se repite en frecuencia cada f_s [7]. Si la frecuencia más alta de la señal en banda base es mayor a $f_s/2$, cierta parte del espectro muestreado se solapará con el de la imagen del espectro original, como se muestra en la Figura 3.6:

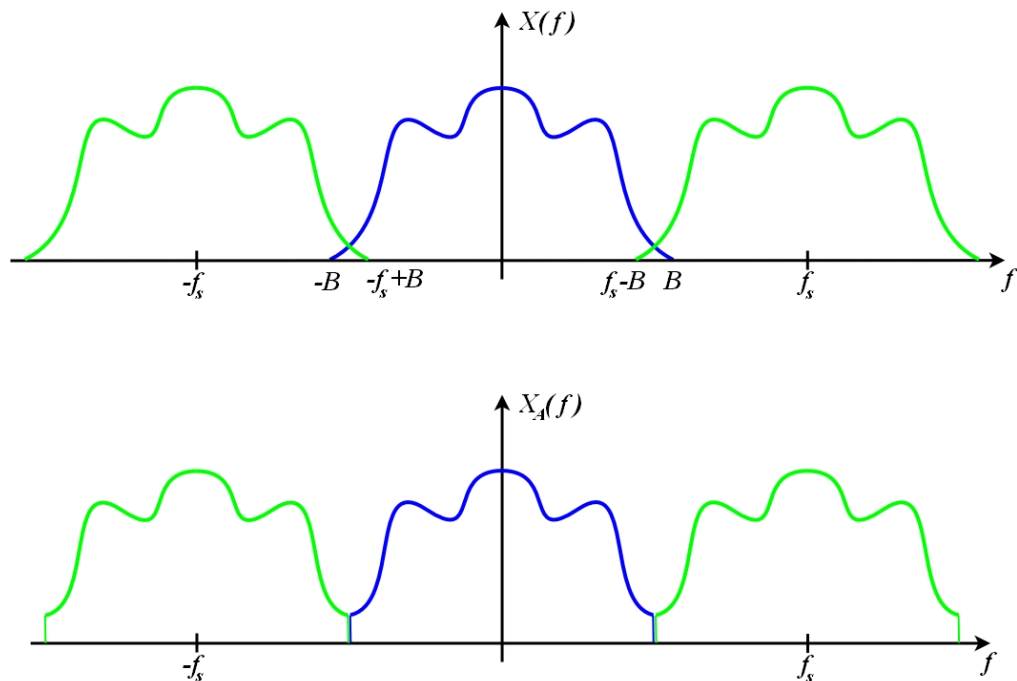


Figura 3.6 Espectro de una señal genérica sub-muestreada (arriba) y efecto del aliasing (abajo)

Como todas las componentes espectrales a cualquier frecuencia tienen su imagen correspondiente, esta imagen aparecerá en la banda de interés si la frecuencia de muestreo es menor que la frecuencia de Nyquist. De ahí la importancia de la frecuencia de Nyquist, que marcará la banda de frecuencias válida para analizar unas determinadas componentes frecuenciales. El resto de las componentes que se encuentren por encima de la frecuencia de Nyquist pueden ser filtradas antes de la conversión analógica/digital, con el fin de aplicar el teorema de Nyquist en una banda concreta.

3.2.2.- Transformada de Fourier

La transformada de Fourier es un operador matemático que permite modificar el dominio de una señal manteniendo su identidad, de manera que se puede volver al dominio original aplicando la operación inversa a la transformada sin que exista pérdida de información. Se emplea habitualmente para transformar señales entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [7]. De manera genérica, la transformada de Fourier hace corresponder a una señal $x(t)$ con otra función $X(\omega)$:

$$FT\{x(t)\} = X(\omega) = \int_{t=-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3-4)$$

$$FT^{-1}\{X(\omega)\} = x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega=-\infty}^{\infty} X(\omega)e^{j\omega t} dt \quad (3-5)$$



Las expresiones anteriores son utilizadas en la teoría matemática para desarrollar otras expresiones equivalentes, ya que éstas no pueden ser utilizadas por los sistemas digitales: los datos que cualquier sistema digital maneja son muestras obtenidas de una señal continua y por tanto los conjuntos de datos serán discretos. Por tanto, con el fin de poder trabajar con señales digitales, se particularizan las expresiones anteriores para señales discretas:

$$DFT\{x(nT_s)\} = X\left(\frac{kF_s}{N}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT_s) e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (3-6)$$

$$DFT^{-1}\left\{X\left(\frac{kF_s}{N}\right)\right\} = x(nT_s) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X\left(\frac{kF_s}{N}\right) e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (3-7)$$

Estas expresiones son las utilizadas por los sistemas digitales para obtener las señales discretas transformadas al dominio de la frecuencia digital, que vendrá limitada por la frecuencia de muestreo F_s , como indica el teorema de Nyquist [7]. El dominio de transformación será el de la frecuencia digital, comprendido entre 0 y 1. Este dominio tiene una correspondencia con el de frecuencia analógica como se indica a continuación:

$$f_a = f_d \cdot F_s \quad (3-8)$$

Por tanto, el dominio transformado de la transformada de Fourier discreta depende de la frecuencia a la que se hayan tomado las muestras, y por ello es indispensable conocer ese dato para poder realizar una representación correcta de los datos transformados. Para conocer el valor de la señal en una frecuencia analógica cualquiera, basta con evaluar la señal en el índice correspondiente:

$$k = \frac{f_a \cdot N}{F_s} \quad \text{siendo } f_a < F_s \quad (3-9)$$

3.2.3.- Fase y contrafase

Se dice que dos ondas electromagnéticas están en fase cuando la diferencia de sus fases es $\pm 2k\pi$ y en contrafase cuando la diferencia de sus fases es igual a $\pi \pm 2k\pi$. Dos ondas que son expresadas como se indica a continuación:

$$x_1(t) = A \sin(2\pi ft + \theta_1)$$

$$x_2(t) = A \sin(2\pi ft + \theta_2)$$

estarán en fase si $\theta_1 - \theta_2 = \pm 2k\pi$ y en contrafase si $\theta_1 - \theta_2 = \pi \pm 2k\pi$. Visto de otro modo:

Si dos ondas periódicas de la misma amplitud A están en fase, alcanzarán su máximo valor en el mismo instante temporal. Además, ambas tendrán el mismo valor en cada instante



temporal, puesto que una será la versión desplazada de la otra un cierto número de periodos [8]. Por tanto, si se encuentran en el mismo entorno, se producirá una interferencia constructiva que hará que las ondas se sumen, aumentando la amplitud de la onda resultante como se muestra en la Figura 3.7:

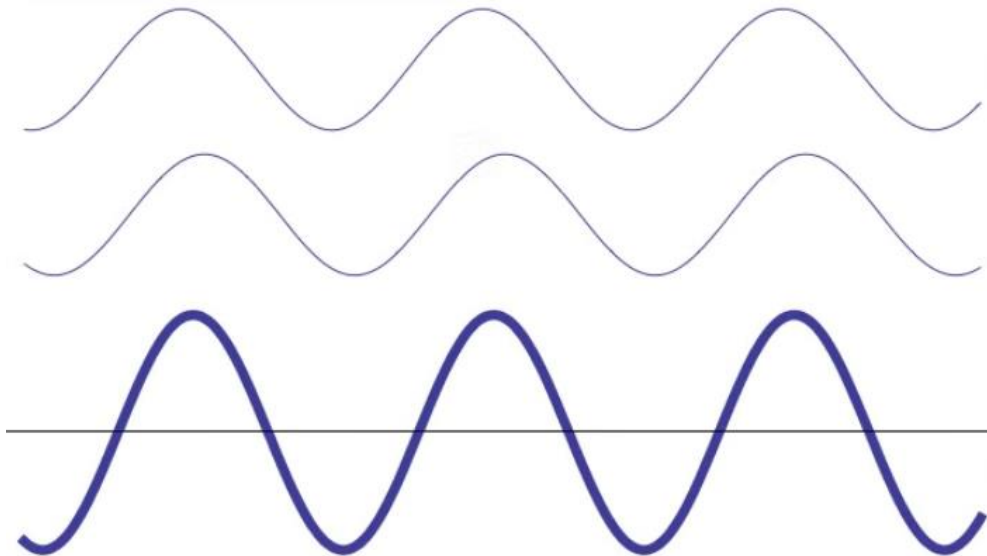


Figura 3.7 Representación de la onda resultante de una suma en fase

Si dos ondas periódicas de la misma amplitud A están en contrafase, cuando una de las ondas alcance su máximo valor la otra alcanzará su mínimo, por lo que en cada instante temporal una tendrá cierto valor y la otra tendrá el valor opuesto [8]. Considerando ondas periódicas sin componente continua, cuando una tenga valor positivo, la otra tendrá el mismo valor negativo, produciéndose una interferencia destructiva que hará que las ondas se resten llegando a cancelarse como se muestra en la Figura 3.8:

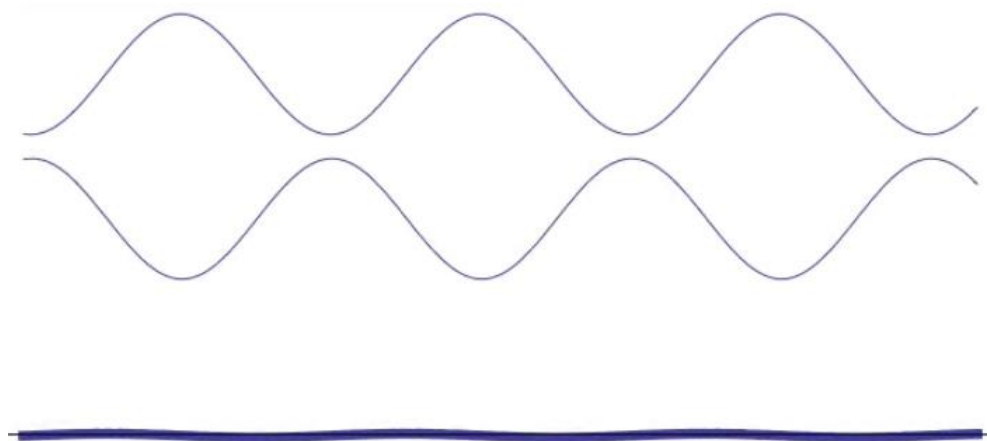


Figura 3.8 Representación de la onda resultante de una suma en contrafase



3.3.- Bandas de baja frecuencia

Las bandas de baja frecuencia son aquellas que están por debajo de los 300 KHz. Son un total de 6 bandas que se clasifican como se indica a continuación:

Nombre de la banda	Rango de frecuencias
TLF	0 – 3 Hz
ELF	3 – 30 Hz
SLF	30 – 300 Hz
ULF	300 – 3000 Hz
VLF	3 – 30 KHz
LF	30 – 300 KHz

Tabla 3.1 Clasificación de las 6 bandas de baja frecuencia según la ITU [9]

Entre las bandas recogidas en la Tabla 3.1, se encuentran las frecuencias audibles por el oído humano. Estas varían dependiendo de las condiciones físicas del individuo, pero suelen situarse entre los 20 Hz y los 20 KHz. Con el envejecimiento, el límite superior va reduciéndose progresivamente. La intensidad sonora necesaria para apreciar un sonido a cierta frecuencia varía en todo el rango de frecuencia audible como indica la Figura 3.9:

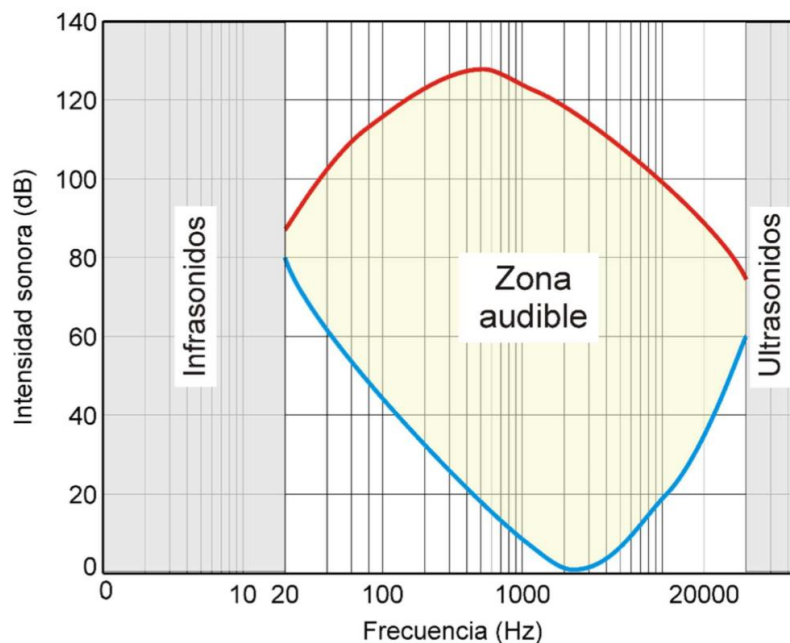


Figura 3.9 Límites de la intensidad sonora (dB) de la zona audible

Además de la intensidad sonora, la perturbación mecánica que produce un sonido a determinada frecuencia no es igual para todo el rango. En términos de presión sonora, es decir, la presión que ejerce el sonido en el tímpano del oído no es la misma en todas las



frecuencias [10]. Esta es proporcional a la intensidad sonora y, por tanto, sigue el mismo patrón que el mostrado en la curva azul de la Figura 3.9. Es decir, una señal a 20 Hz producirá una perturbación mecánica mayor que otra a 100 Hz de la misma amplitud, y su intensidad sonora también será mayor. La variación de presión producida en el tímpano puede extrapolarse a cualquier otro material físico, como si se tratase de un tímpano o membrana de otro material, y por tanto los efectos serán similares.

3.4.- Propagación de ondas

El sistema de cancelación deberá emitir ondas de naturaleza mecánica, a un medio material sólido como es el cristal. Las ondas mecánicas se clasifican del siguiente modo:

3.4.1.- Ondas longitudinales

Las ondas mecánicas longitudinales son aquellas en las que las partículas del medio en el que se propagan oscilan en la misma dirección de propagación. Las ondas sonoras propagadas a través de cualquier medio tridimensional son un ejemplo de ondas mecánicas longitudinales [11].

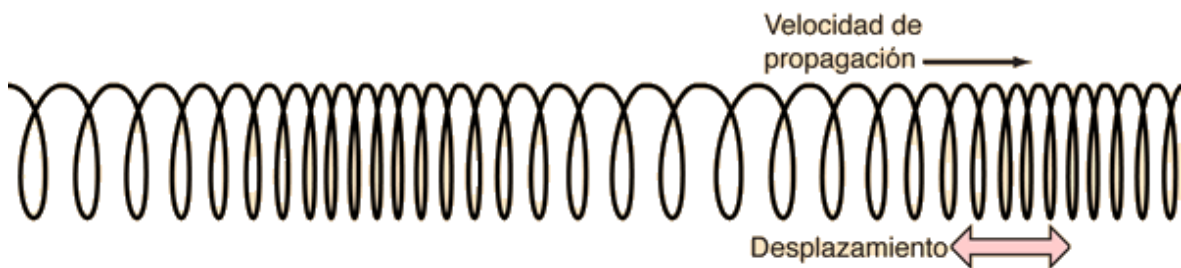


Figura 3.10 Representación gráfica de la propagación de ondas longitudinales

3.4.2.- Ondas transversales

Las ondas mecánicas transversales son aquellas en las que las partículas del medio en el que se propagan oscilan en dirección perpendicular a la dirección de propagación. Las ondas propagadas por la superficie de un líquido, como las que se generan al lanzar una piedra al agua son un ejemplo de ondas mecánicas transversales [11].

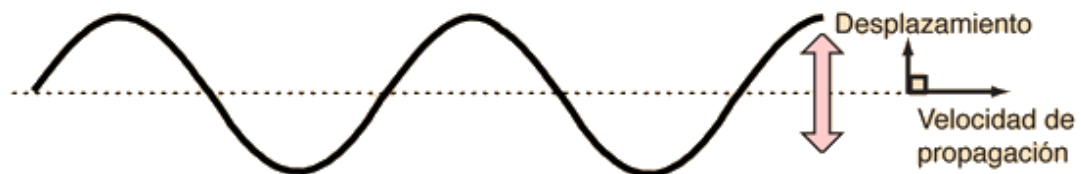


Figura 3.11 Representación gráfica de la propagación de ondas transversales

A las ondas mecánicas periódicas, sean transversales o longitudinales, pueden aplicarse la teoría de señales y sistemas desarrollada en este apartado, para conocer previamente cómo van a comportarse cuando el sistema de cancelación se vaya a probar.



3.5.- Protocolos de comunicación

El hardware del sistema de cancelación de vibración utilizará diferentes protocolos para el envío y recepción de datos de control, de configuración inicial o de procesado. A continuación, se describen brevemente los protocolos eléctricos utilizados en todo el proyecto por las diferentes partes del sistema de cancelación.

3.5.1.- I²C

Es un estándar eléctrico de comunicación síncrono. Consiste en un bus serie bidireccional que utiliza dos líneas: una de datos (SDA) y otra de reloj (SCL). Ambas líneas son de tipo drenador abierto, por lo que necesitan de resistencias de polarización para poder poner su estado a nivel alto [12]. Los dispositivos basan su comunicación en la dualidad maestro-esclavo. El maestro es siempre el dispositivo que maneja la línea del reloj y es el que inicia las transferencias. El esclavo nunca inicia la transferencia, sino que espera por un cambio en la línea de datos, provocado por el maestro, para comenzar la transferencia. Tanto maestro como esclavo pueden enviar y recibir, pero siempre es el maestro el que iniciará las transferencias. Puede haber varios esclavos controlados por un solo maestro, todo depende de la capacidad de líneas destinadas a I²C que presente el dispositivo en cuestión. Un ejemplo de conexión de un maestro y varios esclavos vía I²C se muestra en la Figura 3.12:

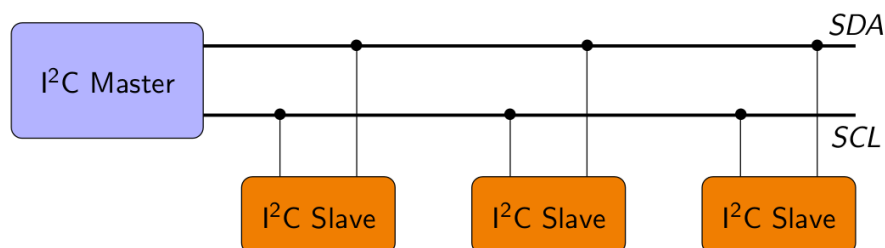


Figura 3.12 Diagrama de comunicación I²C entre maestro y esclavos

3.5.2.- SPI

Es un estándar eléctrico de comunicación síncrono. Consiste en un bus serie bidireccional que puede utilizar tanto tres como cuatro líneas: una/dos de datos (SDIO/SDI SDO), una de reloj (CLK) y otra de selección de chip (CS). Las líneas son de tipo push-pull, por lo que no necesitan de resistencias de polarización para poner su estado tanto a nivel alto como a nivel bajo [13]. Presenta una velocidad de transmisión superior al I²C, pero utiliza más pines. El direccionamiento de los dispositivos que controla se lleva a cabo mediante las líneas específicas, a diferencia de lo que ocurre en I²C que se envía la dirección del dispositivo en la propia línea de datos. También se basa en la dualidad maestro-esclavo, en la que el maestro controla la línea del reloj, inicia las transferencias y puede controlar a más de un esclavo. Un ejemplo de conexión de un maestro y varios esclavos vía SPI se muestra en la Figura 3.13:

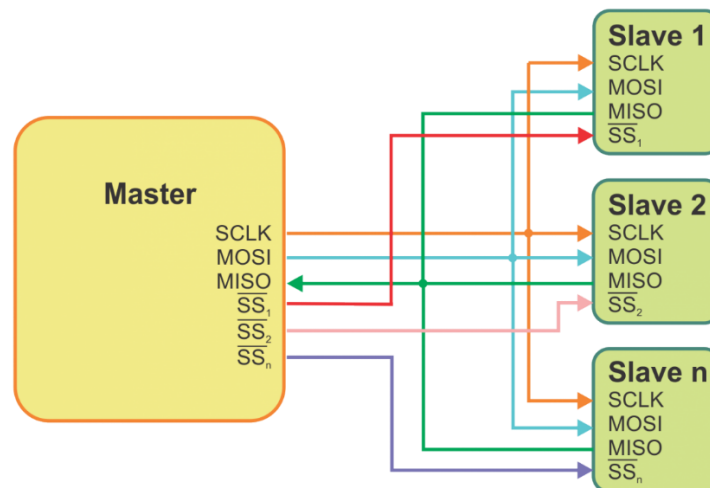


Figura 3.13 Diagrama de comunicación SPI entre maestro y esclavos

3.5.3.- I²S

Es un estándar eléctrico de comunicación síncrono derivado del SPI. Consiste en un bus serie bidireccional que utiliza cuatro líneas: tres de reloj (MCLK, LRCLK/WS y SCLK) y una de datos (SDATA). La línea del reloj MCLK puede ser opcional, si se decide habilitar o no en el dispositivo maestro. Es un tipo de SPI a cuatro líneas y puede utilizarse en varios modos para transmitir los datos que contendrán tramas de audio. Típicamente, el audio se transmite por I²S en tramas de 8, 16, 24 o 32 bits. Las líneas son de tipo push-pull (como en SPI), por lo que no necesitan ser polarizadas [13]. El direccionamiento también es específico, por lo que se utilizarán tantos buses como esclavos maneje el maestro. La principal diferencia con el SPI radica en la utilización del reloj de palabra o trama, el LRCLK/WS, también llamado reloj izquierda-derecha (Left-Right Clock) o selector de palabra binaria (Word Select). Su uso sirve para distinguir las palabras binarias, de 16 bits de tamaño, que corresponden al canal izquierdo y las que corresponden al derecho, lo que permite al esclavo reproducir sonido en estéreo. Un ejemplo de conexión de un dispositivo y un códec vía I²S se muestra en la Figura 3.14:

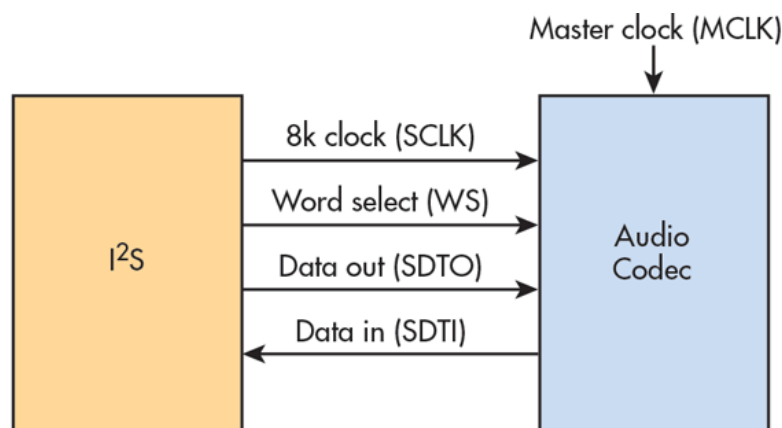


Figura 3.14 Diagrama de comunicación I²S entre un DAC y un dispositivo genérico



4.- ANÁLISIS DE DATOS

El siguiente paso para poder diseñar el sistema de cancelación activa de ruido de baja frecuencia es el análisis de datos. Los datos consisten en muestras de la vibración recogida en los cristales de una sala de máquinas por un acelerómetro. Estos datos se procesan y se transforman al dominio de la frecuencia con el fin de analizarlos y establecer un punto de partida para elegir el hardware y comenzar a implementar el software del sistema.

4.1.- Representación de datos

La primera fase del análisis consiste en representar los datos de las vibraciones que se producen en los cristales debido a las variaciones mecánicas de un motor. Estos datos han sido obtenidos previamente mediante un acelerómetro y almacenados en varios formatos digitales. Los datos recogen la aceleración en m/s^2 que las ondas mecánicas producen en el cristal respecto a los tres ejes espaciales X Y Z. Por tanto, hay tres grupos de muestras que pueden ser representados en función del tiempo. Para la representación y procesado de datos se utiliza el software R¹. A continuación, se muestran algunas de las representaciones de la vibración en los cristales en los tres ejes dimensionales recogidas durante un breve periodo de tiempo:

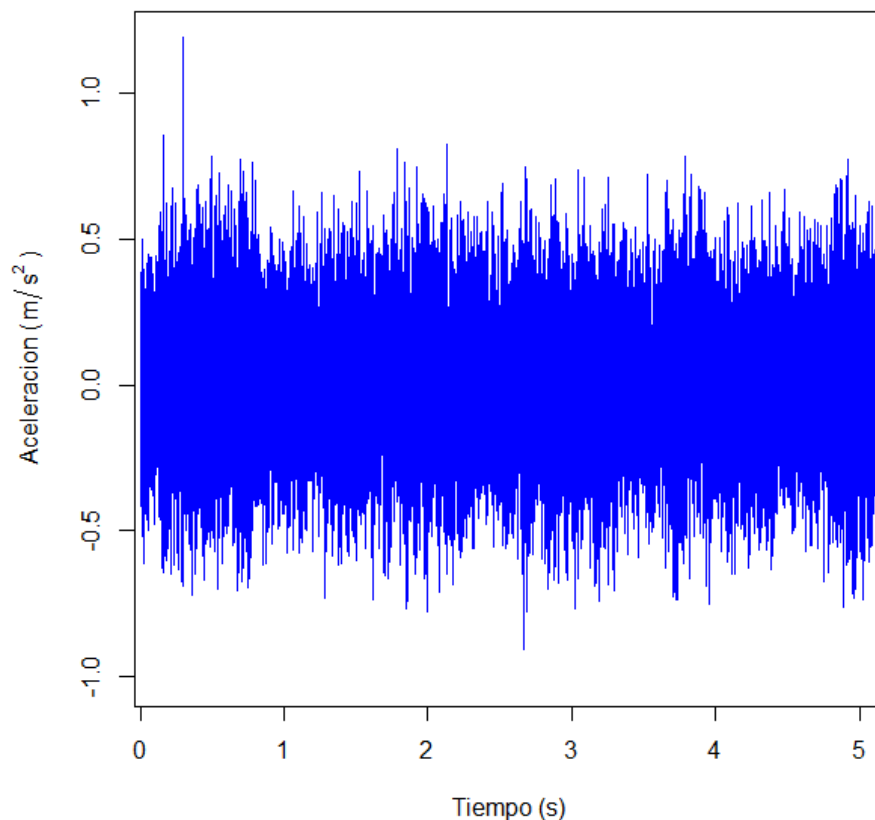


Figura 4.1 Representación de muestras de vibración en el eje X

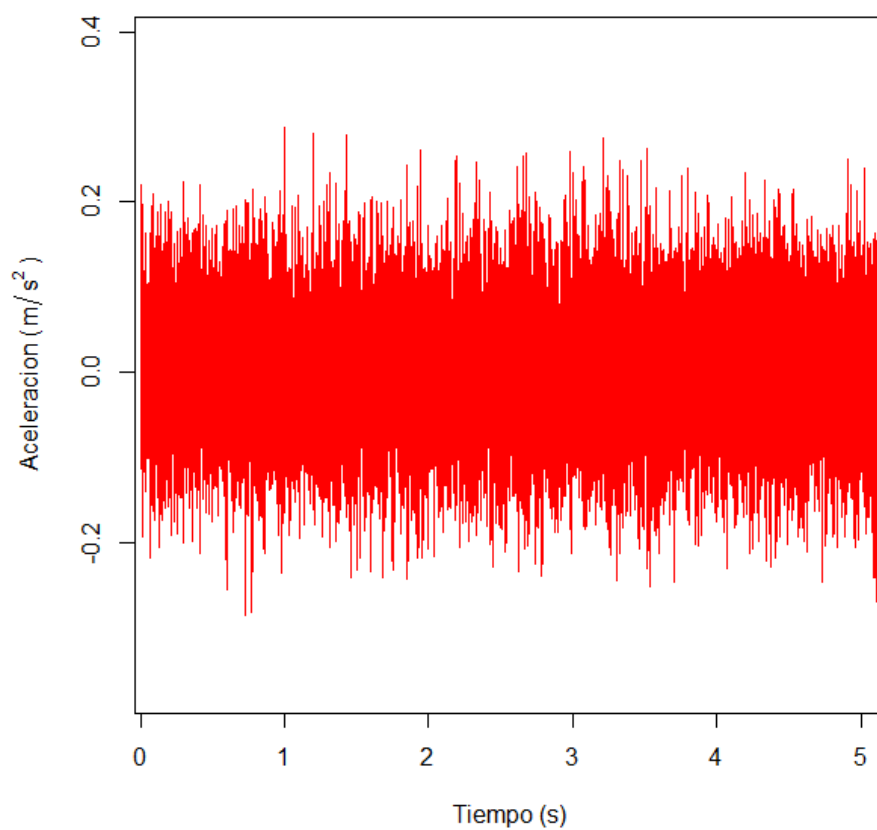


Figura 4.2 Representación de muestras de vibración en el eje Y

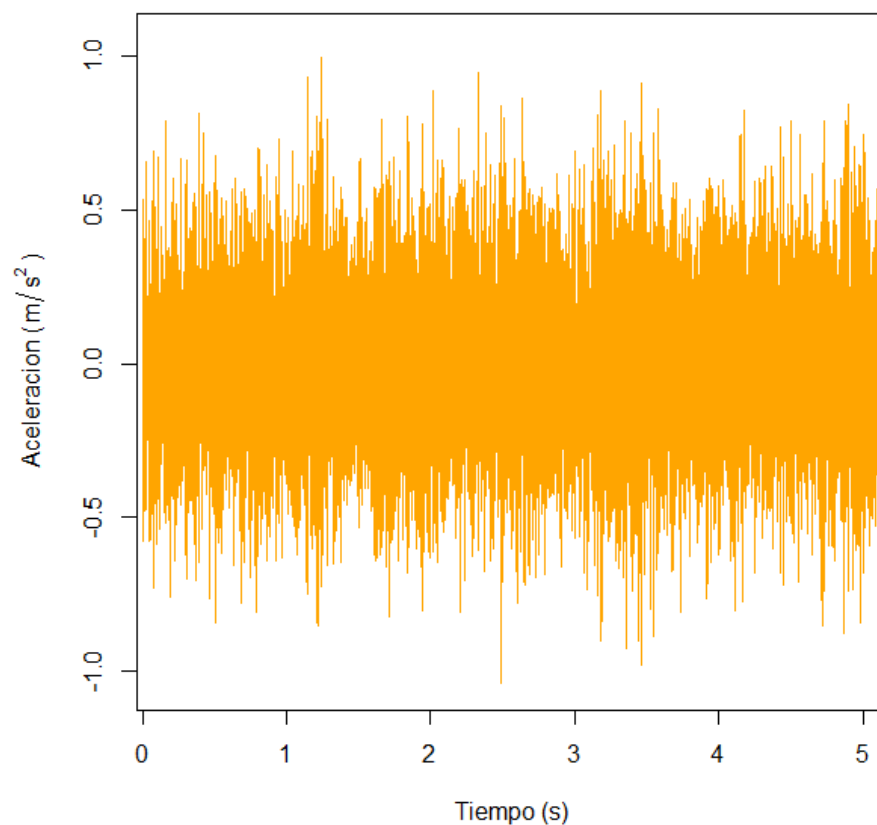


Figura 4.3 Representación de muestras de vibración en el eje Z



En la Figura 4.1, Figura 4.2 y Figura 4.3 pueden observarse una parte de las muestras recogidas por el acelerómetro en los cristales durante un periodo de tiempo aproximado de 5 segundos. Estas muestras en el dominio temporal no dan ninguna información más allá de la amplitud máxima de la aceleración que se produce en el cristal debido a la perturbación. A raíz de las representaciones, se puede intuir que las vibraciones tienen un carácter periódico, y que presentan componentes frecuenciales destacadas. Por tanto, para poder comenzar a diseñar un software para el sistema de cancelación, es necesario pasar las muestras al dominio de la frecuencia mediante un procesado y una representación de los datos transformados.

4.2.- Procesado y representación del espectro

Con objeto de conocer las componentes espectrales que presentan las vibraciones se pasa a procesar los datos aplicando una operación de transformada de Fourier rápida al vector de muestras de cada eje. Es necesario conocer la frecuencia de muestreo a la que se han obtenido los datos, puesto que la operación de transformada tendrá como salida otro vector del mismo tamaño encuadrado en un eje de frecuencias que va desde 0 a F_s . Los alias de las componentes inferiores a $F_s/2$ estarán presentes en la segunda mitad del vector. Esta información es redundante, por lo que hay que reducir su tamaño a la mitad de las muestras y evitar así los alias de las frecuencias de interés. Por tanto, se pasa a tener un vector de la transformada rápida de los datos de la aceleración en m/s^2 encuadrado en un eje de frecuencias que va de 0 a $F_s/2$ y con la mitad de las muestras. Para conocer las componentes espectrales de la vibración, se sacan las posiciones de los máximos del vector transformado. Éste puede tener uno o varios máximos relativos, lo que indicará la presencia de varias componentes. Se puede también establecer un umbral para determinar qué es máximo y qué no, pero mediante una función de máximos que proporciona R no es necesario, ya que entrega a su salida la posición de los máximos relativos del vector. Una vez se tienen los índices, la operación de conversión a frecuencia analógica es la siguiente:

$$f_{componente} = \frac{indice_{m\acute{a}x\ rel} \cdot F_s/2}{N/2 - 1} \quad (4-1)$$

siendo N el número de muestras del vector de los datos de vibraciones.

Como las componentes de interés estarán mucho más abajo que $F_s/2$, es necesario realizar un zoom a las representaciones originales limitando la frecuencia superior. Las muestras han sido tomadas a una $F_s = 16.384$ KHz, por lo que se corta el vector de espectro por la mitad y se representa hasta $F_s/2 = 8.192$ KHz. A continuación, se muestran los espectros de los datos de aceleración en los tres ejes dimensionales. En azul, la Figura 4.4 muestra el espectro de las vibraciones en el eje X, y la Figura 4.5 un zoom más detallado en bajas frecuencias. En rojo, la Figura 4.6 muestra el espectro de las vibraciones en el eje Y, y la Figura 4.7 el zoom detallado. En naranja, la Figura 4.8 muestra el espectro de las vibraciones en el eje Z, y la Figura 4.9 el zoom detallado.

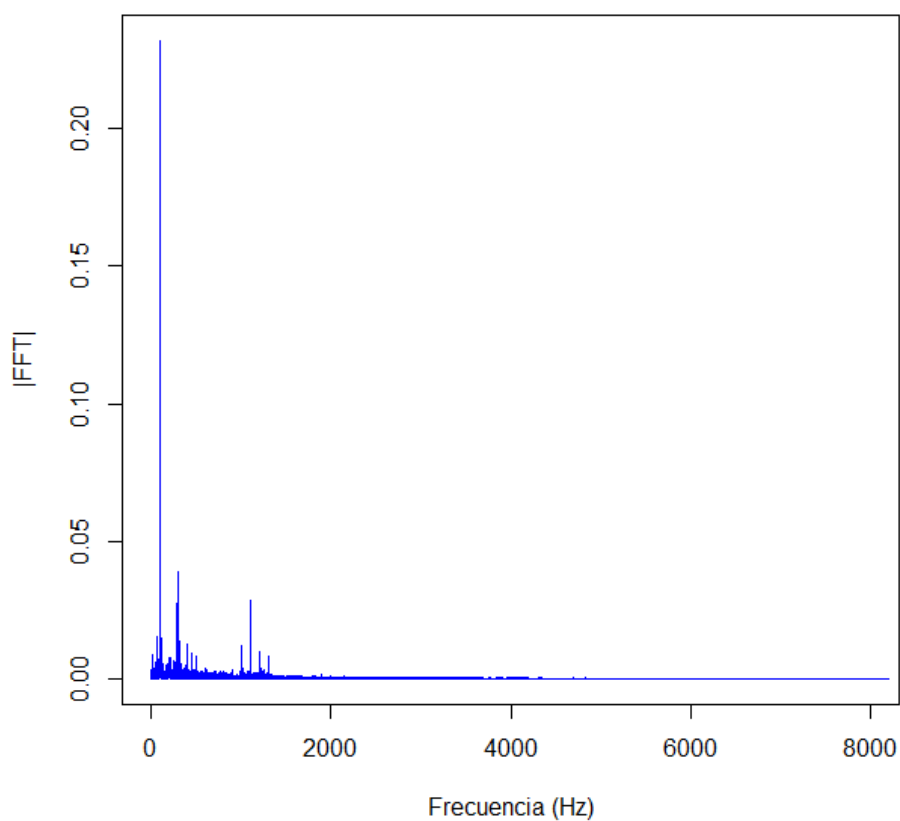


Figura 4.4 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje X

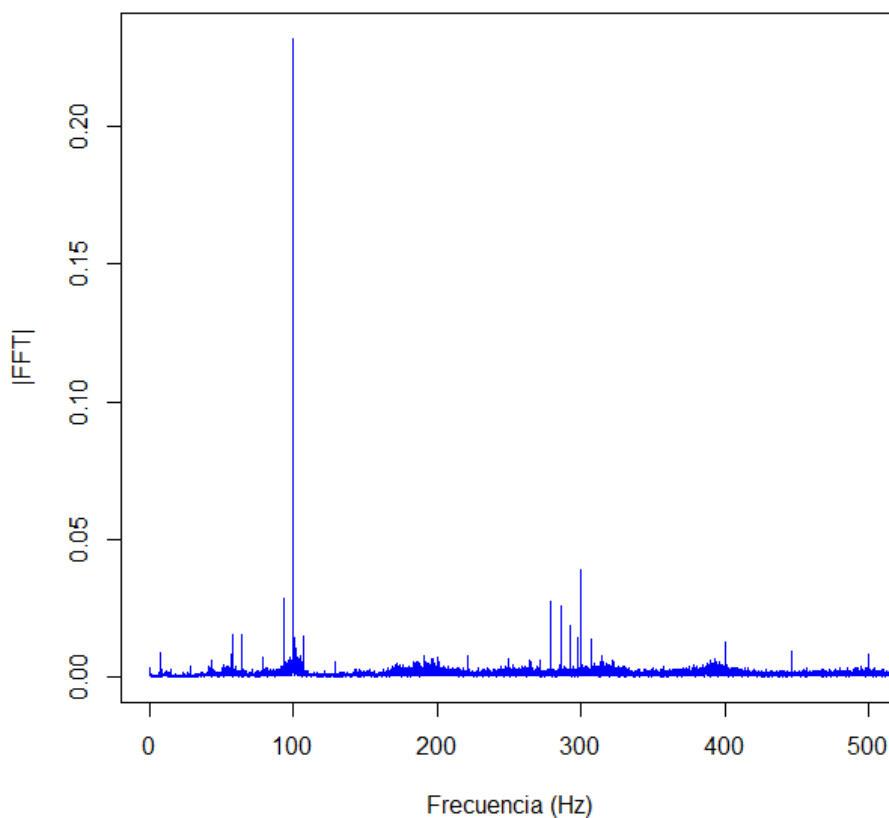


Figura 4.5 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje X (ZOOM)

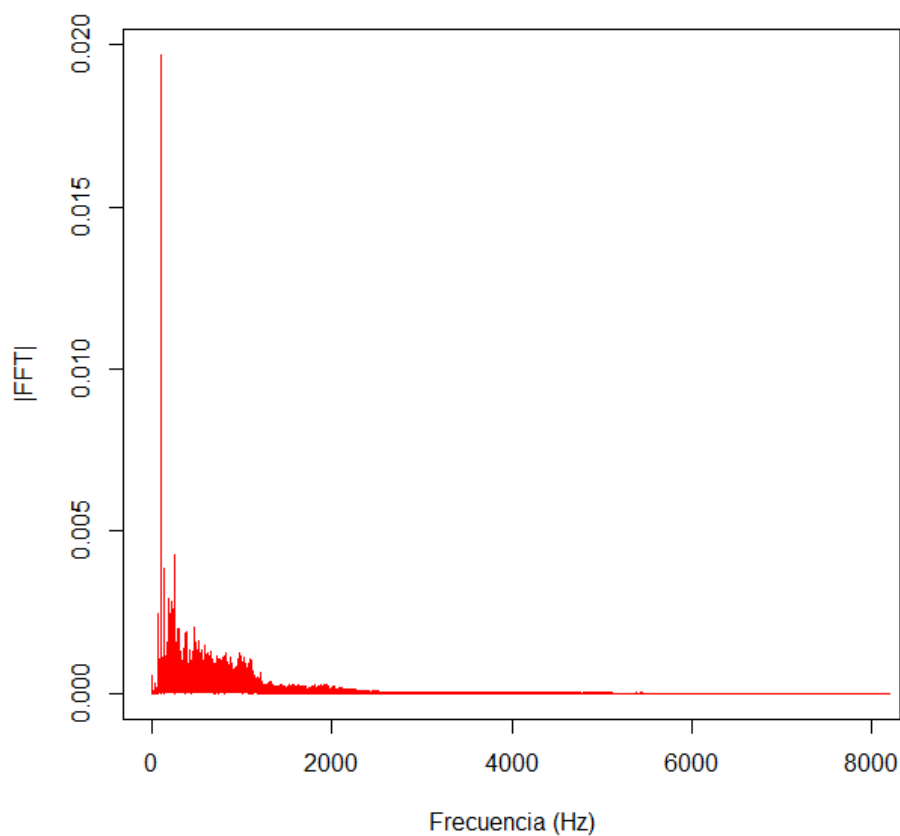


Figura 4.6 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje Y

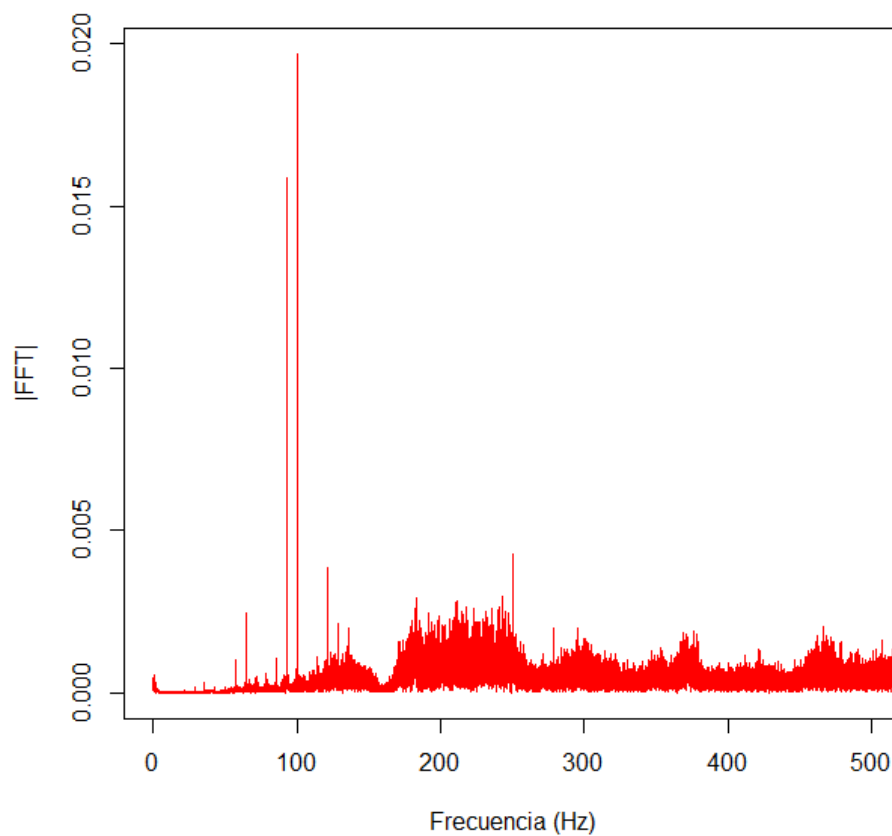


Figura 4.7 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje Y (ZOOM)

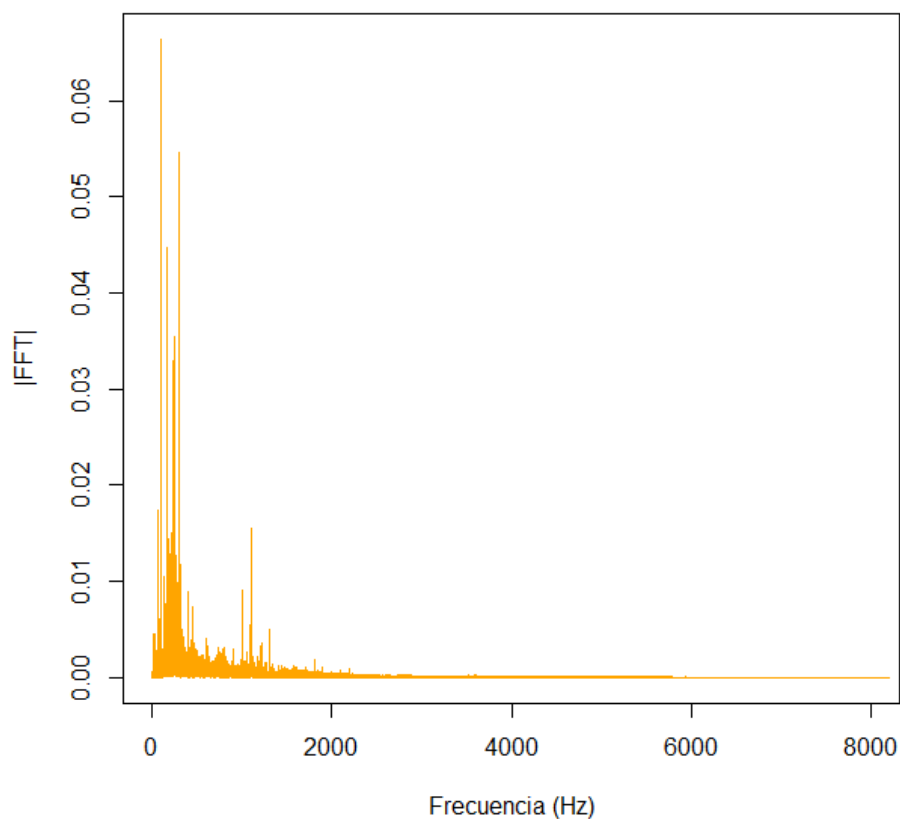


Figura 4.8 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje Z

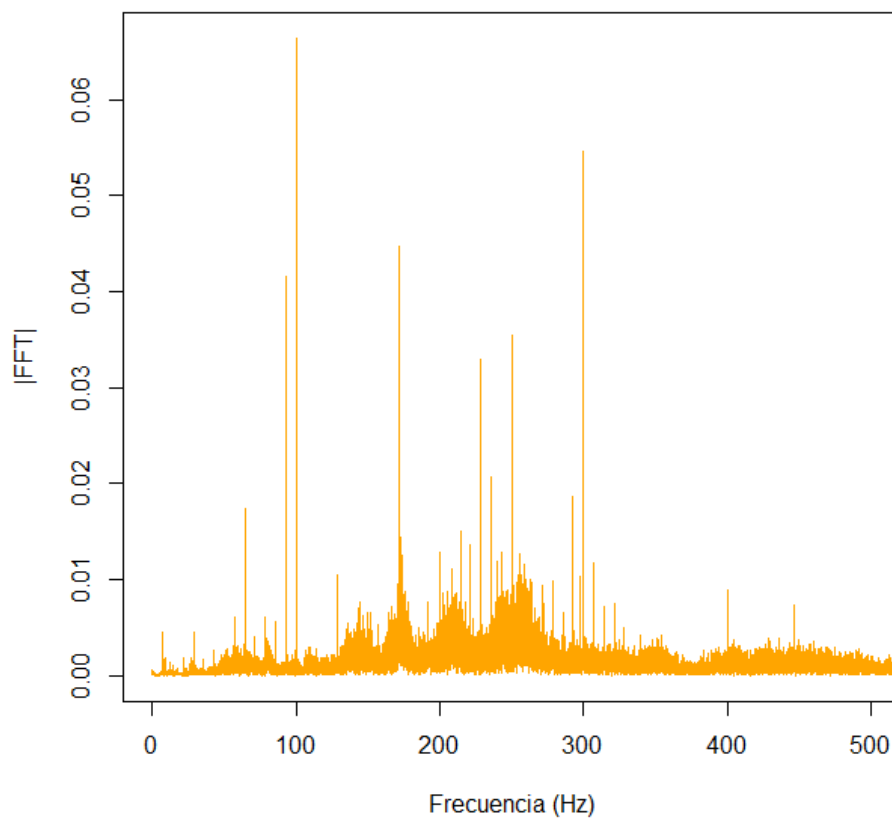


Figura 4.9 Representación del espectro de las muestras de vibración en el eje Z (ZOOM)



4.3.- Análisis del espectro

En la Figura 4.5, Figura 4.7 y Figura 4.9, las representaciones con *zoom*, pueden observarse las componentes frecuenciales destacadas en cada eje dimensional del acelerómetro. Haciendo uso de la función de máximos relativos $max()$ ² que proporciona R para vectores, se obtienen los máximos relativos y sus posiciones respecto a la media y desviación típica de las muestras del vector. En concreto, los valores de 92 Hz y 100 Hz se repiten como máximos en todas las hojas de medidas y están presentes en varios ejes. También es posible ver en la Figura 4.9 máximos en 184 Hz y en 300 Hz, debidos probablemente a los armónicos de segundo y tercer orden producidos por las componentes predominantes al ser de menor amplitud. Por tanto, el sistema a diseñar deberá tener las características adecuadas en cuanto a frecuencia de muestreo y capacidad de emisión de sonido para poder contrarrestar frecuencias en las bandas de SLF y ULF (30 Hz a 3 KHz). Concretamente, será suficiente con que se cancelen algunas componentes puntuales, las fundamentales, aunque es conveniente otorgar cierto margen de adaptabilidad al sistema, por lo que cuanto mayor sea la frecuencia límite de muestreo del sistema, mayor adaptabilidad tendrá.

4.4.- Elección de componentes

La elección de los dispositivos sistema de captación y el sistema de emisión debe estar basado en este análisis: a mayor frecuencia de muestreo, mayor será la banda de frecuencias que se pueda detectar. Además, las muestras que puedan procesarse de una vez en cada ciclo de procesamiento cambiarán la resolución en frecuencia del sistema: a mayor número de muestras manejadas, mejor resolución en frecuencia. La velocidad de comunicación con el conversor también es importante para la velocidad en la adaptación y transmisión de muestras: a mayor velocidad, mejor adaptabilidad y menor tiempo de bloqueo de transmisión. Las partes críticas del sistema están en el sistema de captación y en el procesador digital (microprocesador), por lo que deben elegirse los componentes que presenten cierto margen a los límites mínimos indicados en las características de:

- Frecuencia de muestreo máxima
- Número de bits por muestra
- Frecuencia de comunicación I2S
- Memoria RAM
- Frecuencia de reloj del procesador
- Velocidad de acceso a memoria DMA

Debido a las características del ruido que se pretende cancelar, el dispositivo de captación debe ser un acelerómetro, al ser una superficie y no una zona espacial el medio de interferencia de las señales. La sensibilidad que presentan los acelerómetros capacitivos a detectar variaciones mecánicas es mayor que la de los micrófonos.



Los dispositivos de emisión deben poder transmitir la señal a una superficie de un material sólido, con la menor pérdida posible. Los altavoces resonantes son una buena opción puesto que transmiten el sonido al contacto con el medio. Presentan menos pérdidas que los dispositivos piezoeléctricos y son mucho más fáciles de utilizar. Dentro de los altavoces resonantes, los altavoces dinámicos suelen presentar una potencia mayor que el resto, por lo que serán el tipo de altavoz que componga el sistema de emisión.

Por último, el tipo de procesador digital será un microcontrolador (MCU) embebido en placa de desarrollo. Cumple las funciones de un DSP con buenas prestaciones para la aplicación deseada y tiene un número de funcionalidades superior tanto al del DSP como al de las FPGA. Las placas de desarrollo extienden aún más las funcionalidades de estos microcontroladores incorporando módulos extra y facilitando el uso de los pines de entrada y salida.

Tras una primera búsqueda y valoración de dispositivos siguiendo los criterios comentados en este apartado, se seleccionaron algunos potenciales componentes finales del sistema, cuyas características principales se comparan en la Tabla 4.1, Tabla 4.2 y Tabla 4.3:

Acelerómetro	MMA8452Q	ADXL312	ADXL345	KXTJ3-1057
Rango	±8 g	±12 g	±16 g	±16 g
Frecuencia de muestreo	800 Hz	3.2 KHz	3.2 KHz	1.6 KHz
Bits por muestra	12	13	13	14

Tabla 4.1 Tabla comparativa de los acelerómetros

Microcontrolador	MKRZERO	STM32F407VGx	STM32F411xE	DEV-14056
RAM	32 KB	192 KB	128 KB	192 KB
Frecuencia I2S	48 KHz	192 KHz	192 KHz	96 KHz
Frecuencia de reloj	48 MHz	168 MHz	100 MHz	120 MHz
DMA	No	Sí / 16 buses	Sí / 16 buses	Sí / 16 buses

Tabla 4.2 Tabla comparativa de los microcontroladores

Altavoces	SparkFun COM-10975	AIYIMA	B00Y7Q9JEG
Impedancia	4 Ω	4 Ω	4 Ω
Potencia	1 – 5 W	1 – 25 W	5 – 20 W
Rango de frecuencia	0 – 20 KHz	0 – 20 KHz	0 – 20 KHz

Tabla 4.3 Tabla comparativa de los altavoces



La relación entre las características físicas, la calidad de los componentes, el precio, el previo conocimiento de los dispositivos o una marca contrastada serán los parámetros que marquen la elección de cada componente final que integrará el sistema.

5.- HARDWARE

El hardware que se utilizará para el sistema de cancelación constará de las siguientes partes: un microprocesador ARM embebido en una placa de desarrollo, un acelerómetro externo, una fuente de alimentación, un amplificador de audio y unos altavoces resonantes.

5.1.- STM32F407VGT Discovery Board

La placa de desarrollo STM32F407VGT consta de un microprocesador de la serie 32F4xx de arquitectura ARM de 32 bits, 192 KB de memoria RAM, 1 MB de memoria Flash, dos buses de pines GPIO, un acelerómetro interno LIS3DSH, un convertor digital/analógico CS43L22, un micrófono MP45DT02, una salida de audio jack de 3.5mm, dos pulsadores, un depurador STLINK propio, un puerto USB, un puerto mini USB y un oscilador de cristal interno, entre otros muchos componentes. La frecuencia de trabajo que puede alcanzar el microprocesador es de 192 MHz, lo que unido su gran capacidad de memoria, tanto Flash como RAM, y sus funcionalidades hace que sea el hardware principal elegido para el sistema e cancelación. Sus dimensiones son 97x66x10mm. En la Figura 5.1 se puede ver la placa de desarrollo y el microprocesador:



Figura 5.1 Placa de desarrollo STM32F407VGT utilizada en el sistema desarrollado



5.2.- Acelerómetro ADXL345

El acelerómetro ADXL345 es un acelerómetro capacitivo de 3 ejes. Permite la comunicación mediante I²C y SPI. Tiene dos salidas para dos interrupciones, y viene montado en una pequeña placa reguladora de tensión de 20x20x1mm. El rango de aceleraciones que llega a medir puede ser configurado entre valores de $\pm 2g$, $\pm 4g$, $\pm 8g$ y $\pm 16g$ a una tasa máxima de 3200 muestras por segundo. La mejor resolución de medida que puede alcanzar es de $6,1 \cdot 10^{-5}g$, lo que lo convierte en un acelerómetro muy preciso. Por todas estas características, es el sistema de captación de muestras elegido para el sistema de cancelación. En la Figura 5.2 se puede ver el acelerómetro:



Figura 5.2 Acelerómetro ADXL345 utilizado en el sistema desarrollado

5.3.- Fuente de alimentación

La fuente de alimentación RS-25-5 es una fuente alterna/continua que entrega una tensión de salida de 5V y potencia de 25W. Tiene un tipo de entrada universal, para 110V hasta 330V, lo que hace que su montaje sea posible en diferentes tomas de corriente. Además, dispone de una caja de protección de 79x51x28mm con circulación de aire libre a través de los orificios que presenta en tres de sus caras. En la Figura 5.3 puede verse la fuente:



Figura 5.3 Fuente de alimentación RS-25-5 utilizada en el sistema desarrollado

5.4.- Amplificador de audio

El amplificador de audio TPA3116D2 es un amplificador digital de 2x50W de potencia máxima con dos canales y un amplio margen de tensión de entrada, de 4.5V a 27V, lo que permite una mayor flexibilidad en el montaje con cualquier fuente de alimentación. También dispone de una salida mini-jack de audio, disipador de calor, un control de volumen y encendido/apagado, y un sistema de protección contra sobretensión. Sus dimensiones son 75x60x17mm. En la Figura 5.4 puede verse la fuente de alimentación:

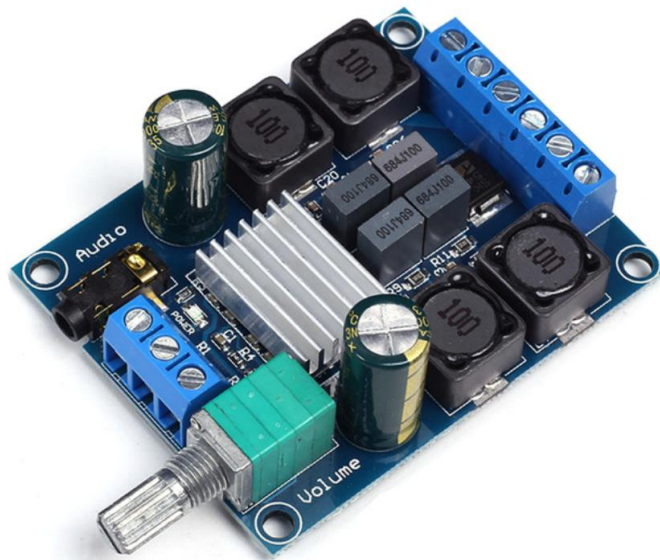


Figura 5.4 Amplificador digital TPA3116D2 utilizado en el sistema desarrollado

5.5.- Altavoces

Los altavoces resonantes Aiyima 4Ω 25W son unos minialtavoces mecánicos de tipo subwoofer de 33mm / 50mm ϕ que producen sonido mediante la vibración de una de sus piezas al contacto con una superficie plana. Presentan una resistencia de 4Ω y son capaces de trabajar hasta los 25W de potencia. No necesitan de alimentación externa y cada altavoz recibe el audio en mono, por lo que serán necesarios dos altavoces si se busca una salida de audio en estéreo. En la Figura 5.5 puede verse un altavoz como los utilizados en el sistema de cancelación:

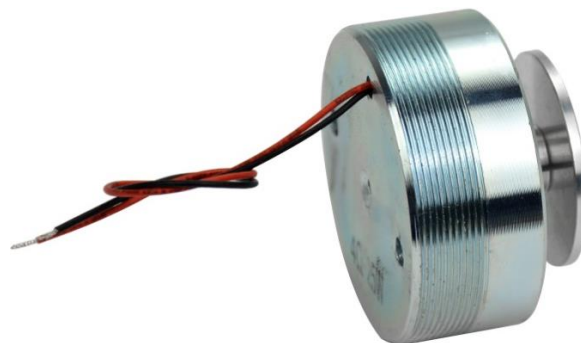


Figura 5.5 Altavoces resonantes tipo subwoofer Aiyima utilizados en el sistema desarrollado



6.- DESARROLLO DEL SOFTWARE

Una vez representados los datos recogidos y analizadas sus componentes espectrales, se procede a implementar la parte software del sistema. El programa principal consiste en una máquina de estados global, que llamará a su vez a otras máquinas de estados responsables del funcionamiento de las partes del sistema: inicio, configuración y función. También habrá ficheros con funciones de configuración, ficheros de definición de variables y ficheros de funciones de cálculo.

Se representa en la Figura 6.1 un esquema del conjunto de ficheros de todo el proyecto, sin indicar todos los ficheros creados en compilación por el fabricante del hardware:

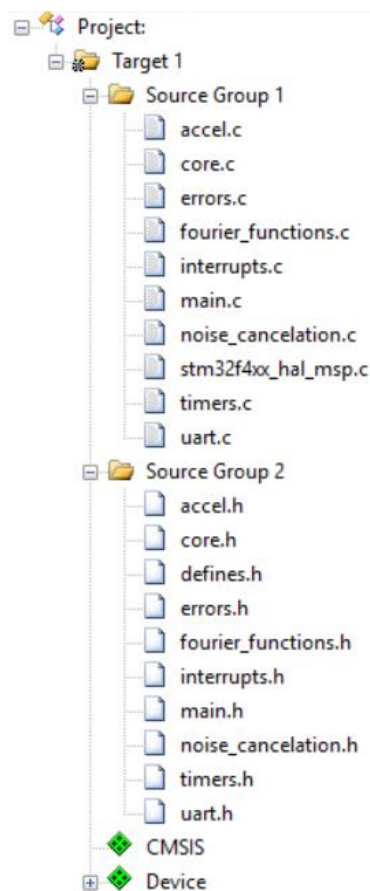


Figura 6.1 Árbol de ficheros del proyecto

6.1.- Selección de módulos software internos

Los módulos software que ofrece el microprocesador que serán necesarios para que el hardware de la placa se configure y funcione son los siguientes: CORE, COMMON, CORTEX, DMA, GPIO, I2C, I2S, PWR, RCC, SPI, TIM y UART. Estos módulos se seleccionan previamente en el compilador y sirven para cargar unos ficheros que ya incorpora el propio fabricante que inicializan y configuran el funcionamiento de los pines y



protocolos de comunicaciones que se marquen en el árbol de componentes, como se muestra en la Figura 6.2:

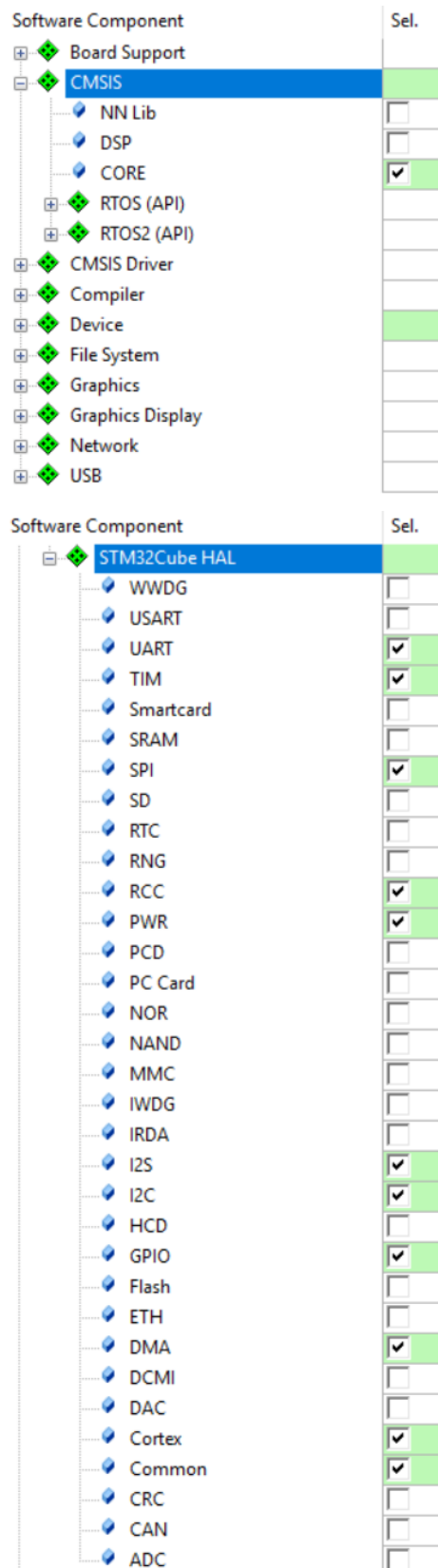


Figura 6.2. Selección de los componentes software en el compilador Keil ARM



6.2.- Selección de pines

La disposición de pines del microcontrolador es la que se muestra a continuación en la Figura 6.3:

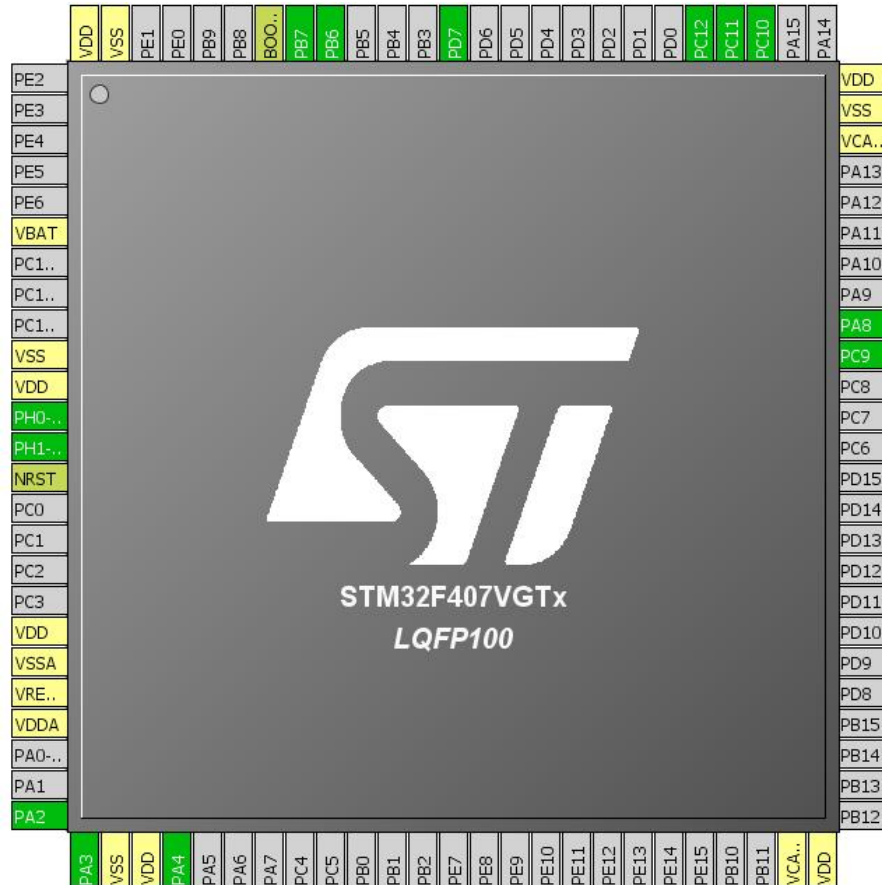


Figura 6.3 Esquema del selector de pines en STM32CubeMX

El software STM32CubeMX permite obtener una configuración de pines genérica para cada módulo activado. Los pines son todos de entrada/salida o GPIO (General Purpose Input Output). Algunos de ellos se encuentran conectados con algunos dispositivos de la placa, y por tanto no pueden cambiarse o sustituirse por otros. La hoja de características de la placa de desarrollo indica qué pines están libres y cuáles van unidos a diferentes dispositivos internos. Algunos pines pueden estar destinados a diferentes modos o funciones, como pueden ser las de reloj, open-drain, chip select o push-pull.

Los pines de propósito general ocupados para los protocolos de comunicación del sistema de cancelación desarrollado se muestran en la Tabla 6.1:



Módulo	Pines utilizados (GPIO)
SPI	PB6, PB7, PD7
I2C	PA8, PA9
I2S	PC10, PC11, PC12, PA4
UART	PA2, PA3

Tabla 6.1 Pines GPIO ocupados por los protocolos de comunicación del sistema

El resto de los pines marcados en amarillo en la Figura 6.3, tiene funciones de alimentación RCC y masa común, y son activados por el micro en el momento de su inicio.

6.3.- Configuración inicial del software

En primer lugar, se realiza una configuración inicial de las partes básicas del software, como son el oscilador local del sistema, la frecuencia del reloj del sistema, la frecuencia del reloj de periféricos, habilitación general de pines, SPI, I²S, I²C, timers, UART y DMA.

6.3.1.- Oscilador

Se utilizará el cristal externo HSE de la placa a una frecuencia de 8 MHz, que puede ser aumentada hasta los 192 MHz mediante el uso de un PLL que incorpora el propio microcontrolador y que es configurado como se indica a continuación en la Tabla 6.2 y en la Figura 6.4:

Oscilador	RCC
Tipo	HSE
Frecuencia	8 MHz
PLL	Sí
Fuente del PLL	HSE
Parámetro M	4
Parámetro N	168
Parámetro P	2

Tabla 6.2 Parámetros de configuración del oscilador principal del sistema



```

void Oscilator_Config() {
    //flag_osc = 0;

    __HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE(); // Habilita Power Control Clock
    HAL_StatusTypeDef estado_configuracion;
    // Configuración del Osc
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct;
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
    RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 4;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 168;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = 2;

    estado_configuracion = HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct);
    if(estado_configuracion != HAL_OK)
    {
        estado_maquina_main = error;
        estado_errores = oscilator;
    }
}
}

```

Figura 6.4 Configuración del oscilador principal del sistema en Keil

6.3.2.- Reloj del sistema

Se utiliza el oscilador configurado en el apartado anterior como fuente principal del reloj del sistema, y se configura como se muestra a continuación en la Tabla 6.3 y en la Figura 6.5:

Reloj del sistema	RCC
Tipo	SYSCLK, HCLK, PCLK
PLL	Sí
Fuente del reloj	PLL
Divisor AHBCLK	1
Divisor APB1CLK	4
Divisor APB2CLK	2
Frecuencia Max Timers	84 MHz
Frecuencia Max Periféricos	42 MHz

Tabla 6.3 Parámetros de configuración del reloj principal del sistema



```

void Clock_Config() {

    //flag_clk = 0;

    HAL_StatusTypeDef estado_configuracion;
    // Configuración del Clk
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct;
    RCC_ClkInitStruct.ClockType = (RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK | RCC_CLOCKTYPE_HCLK
    | RCC_CLOCKTYPE_PCLK1 | RCC_CLOCKTYPE_PCLK2);
    RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
    RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
    RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV4;
    RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;

    estado_configuracion = HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_7);
    if(estado_configuracion != HAL_OK)
    {
        estado_maquina_main = error;
        estado_errores = clock;
    }
}
    
```

Figura 6.5 Configuración del reloj principal del sistema en Keil

La configuración de reloj utilizada resulta en una frecuencia de trabajo del sistema de 84 MHz. Los valores de los multiplicadores M, N, P del PLL y de los divisores han sido obtenidos mediante el software STM32CubeMX. El interfaz gráfico de configuración de relojes se muestra en la Figura 6.6:

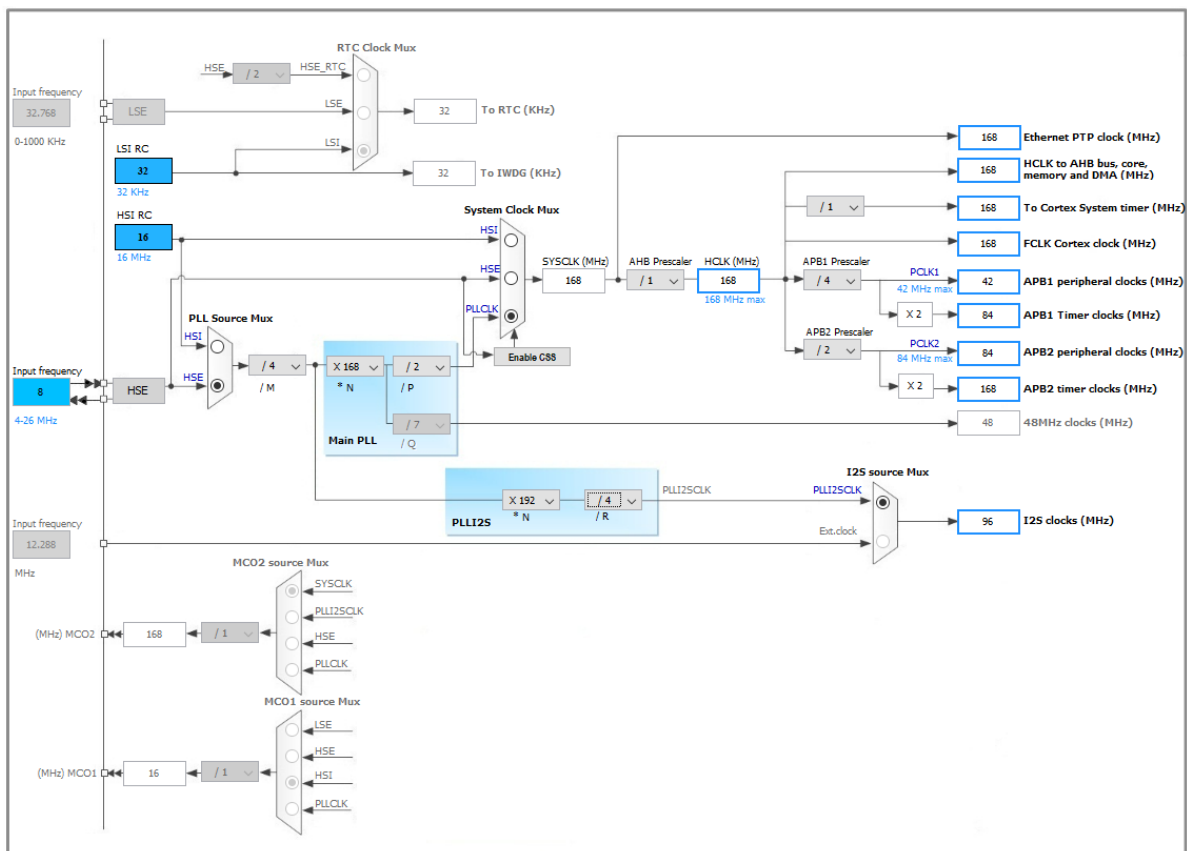


Figura 6.6 Esquema de la configuración interna de las frecuencias principales del sistema en STM32CubeMX



6.3.3.- Reloj de periféricos

El reloj de periféricos utiliza otro PLL diferente para generar su frecuencia de trabajo, y hay que configurarlo en una estructura aparte, como se muestra a continuación en la Tabla 6.4 y en la Figura 6.7:

Reloj de periféricos	RCC
Tipo	I2S
PLL	Sí
Fuente del reloj	PLL
Parámetro I2SN	192
Parámetro I2SR	4
Frecuencia máxima	96 MHz

Tabla 6.4 Parámetros de configuración del reloj de periféricos

```
void Peripheral_Clock_Config() {  
    //flag_periph = 0;  
  
    HAL_StatusTypeDef estado_configuracion;  
    // Configuracion del I2Sclk  
    RCC_PeriphCLKInitTypeDef PeriphClkInitStruct;  
    PeriphClkInitStruct.PeriphClockSelection = RCC_PERIPHCLK_I2S;  
    PeriphClkInitStruct.PLLI2S.PLLI2SN = 192;  
    PeriphClkInitStruct.PLLI2S.PLLI2SR = 4;  
  
    estado_configuracion = HAL_RCCEx_PeriphCLKConfig(&PeriphClkInitStruct);  
  
    if(estado_configuracion != HAL_OK)  
    {  
        estado_maquina_main = error;  
        estado_errores = peripheral;  
    }  
  
    __HAL_RCC_PLLI2S_ENABLE();  
}
```

Figura 6.7 Configuración del reloj de periféricos en Keil

6.3.4.- SPI

Una vez configurados los relojes del sistema y de los periféricos, se pueden configurar las instancias de los protocolos de comunicaciones que utilizará el sistema. El primero a configurar será el SPI. Habrá que configurar una instancia de SPI, que será la responsable de la comunicación con las líneas de datos del acelerómetro externo ADXL345, aunque se



ha configurado otra instancia para las pruebas con el acelerómetro que trae la propia placa, el LIS3DSH. La configuración de ambos módulos se muestra en la Tabla 6.5, Figura 6.8 y Figura 6.9:

SPI	Instancias SPI1 SPI2
Líneas	4
Rol	Maestro
Tamaño de trama	8 bits
Formato	MSB
Chip Select	Hardware
Frecuencia máxima	96 MHz

Tabla 6.5 Parámetros de configuración del protocolo SPI

```
void SPI_Config() {  
  
    //flag_spi = 0;  
  
    HAL_StatusTypeDef estado_configuracion;  
  
    SPI_handler.Instance = SPI1;  
    SPI_handler.Init.Direction = SPI_DIRECTION_2LINES;  
    SPI_handler.Init.Mode = SPI_MODE_MASTER;  
    SPI_handler.Init.DataSize = SPI_DATASIZE_8BIT;  
    SPI_handler.Init.CLKPolarity = SPI_POLARITY_LOW;  
    SPI_handler.Init.CLKPhase = SPI_PHASE_1EDGE;  
    SPI_handler.Init.NSS = SPI_NSS_HARD_OUTPUT;  
    SPI_handler.Init.BaudRatePrescaler = SPI_BAUDRATEPRESCALER_16;  
    SPI_handler.Init.FirstBit = SPI_FIRSTBIT_MSB;  
    SPI_handler.Init.CRCCalculation = SPI_CRCCALCULATION_DISABLED;  
    SPI_handler.Init.TIMode = SPI_TIMODE_DISABLED;  
  
    //__HAL_SPI_RESET_HANDLE_STATE(&SPI_handler);  
    estado_configuracion = HAL_SPI_Init(&SPI_handler); // Inicia  
    if(estado_configuracion != HAL_OK)  
    {  
        estado_maquina_main = error;  
        estado_errores = spi;  
    }  
}
```

Figura 6.8 Configuración del protocolo SPI en Keil (instancia SPI1)



```

SPI2_handler.Instance = SPI2;
SPI2_handler.Init.Direction = SPI_DIRECTION_2LINES;
SPI2_handler.Init.Mode = SPI_MODE_MASTER;
SPI2_handler.Init.DataSize = SPI_DATASIZE_8BIT;
SPI2_handler.Init.CLKPolarity = SPI_POLARITY_HIGH;
SPI2_handler.Init.CLKPhase = SPI_PHASE_2EDGE;
SPI2_handler.Init.NSS = SPI_NSS_HARD_OUTPUT;
SPI2_handler.Init.BaudRatePrescaler = SPI_BAUDRATEPRESCALER_16;
SPI2_handler.Init.FirstBit = SPI_FIRSTBIT_MSB;
SPI2_handler.Init.CRCCalculation = SPI_CRCCALCULATION_DISABLED;
SPI2_handler.Init.TIMode = SPI_TIMODE_DISABLED;

// __HAL_SPI_RESET_HANDLE_STATE(&SPI_handler);
estado_configuracion = HAL_SPI_Init(&SPI2_handler); // Inicia
if(estado_configuracion != HAL_OK)
{
    estado_maquina_main = error;
    estado_errores = spi;
}
}

```

Figura 6.9 Configuración del protocolo SPI en Keil (instancia SPI2)

El microcontrolador se configura en modo maestro, es decir, el acelerómetro será el esclavo y el microcontrolador será el que inicie siempre la comunicación. El tamaño de cada trama de datos se configura a 8 bits, de tipo MSB.

6.3.5.- I²S

El I²S debe configurarse como otra instancia del SPI, al ser un protocolo que se apoya en este último. La configuración se muestra a continuación en la Tabla 6.6 y en la Figura 6.10:

I2S	Instancia SPI3
Líneas	4
Rol	Maestro
Standard	Phillips
Tamaño de trama	16 bits
Frecuencia de muestreo	48 KHz
Fuente del reloj	PLL
Full Duplex	Desactivado

Tabla 6.6 Parámetros de configuración del protocolo I²S



```

void I2S_Config (void){

    // Configuración I2S
    I2S_handler.Instance = SPI3;
    I2S_handler.Init.Mode = I2S_MODE_MASTER_TX;
    I2S_handler.Init.Standard = I2S_STANDARD_PHILLIPS;
    I2S_handler.Init.DataFormat = I2S_DATAFORMAT_16B; //16 bits
    I2S_handler.Init.MCLKOutput = I2S_MCLKOUTPUT_ENABLE;
    I2S_handler.Init.AudioFreq = I2S_AUDIOFREQ_48K;
    I2S_handler.Init.CPOL = I2S_CPOL_LOW;
    I2S_handler.Init.ClockSource = I2S_CLOCK_PLL;
    I2S_handler.Init.FullDuplexMode = I2S_FULLDUPLEXMODE_DISABLE;

    HAL_I2S_Init(&I2S_handler);
}

```

Figura 6.10 Configuración del protocolo I²S en Keil (instancia SPI3)

Se configura en modo maestro, como el SPI. El tamaño de los datos se establece en 16 bits para dar una resolución suficiente a la cuantificación de las muestras de audio. La frecuencia de muestreo se configura a 48 KHz tras varias pruebas, ya que era la frecuencia más alta que mejor funcionaba (a 96 KHz había problemas con la comunicación).

6.3.6.- I²C

El protocolo I²C será el responsable de la configuración de los registros del conversor digital-analógico. Se configura como se indica a continuación en la Tabla 6.7 y en la Figura 6.11:

I2C	Instancia I2C1
Líneas	2
Rol	Maestro
Velocidad	100 KHz
Direccionamiento	7 bits
Ciclo de trabajo	1/2

Tabla 6.7 Parámetros de configuración del protocolo I²C



```

void I2C_Config(void) {

    // Configuración I2C
    I2C_handler.Instance = I2C1;
    I2C_handler.Mode = HAL_I2C_MODE_MASTER;
    I2C_handler.Init.ClockSpeed = 100000;
    I2C_handler.Init.DutyCycle = I2C_DUTYCYCLE_2;
    I2C_handler.Init.AddressingMode = I2C_ADDRESSINGMODE_7BIT;
    I2C_handler.Init.OwnAddress1 = 0x3A;
    I2C_handler.Init.OwnAddress2 = 0x00;
    I2C_handler.Init.DualAddressMode = I2C_DUALADDRESS_DISABLE;
    I2C_handler.Init.GeneralCallMode = I2C_GENERALCALL_DISABLE;
    I2C_handler.Init.NoStretchMode = I2C_NOSTRETCH_DISABLE;

    HAL_I2C_Init(&I2C_handler);
}

```

Figura 6.11 Configuración del protocolo I²C en Keil

6.3.7.- Timers

Se activan dos timers para que realicen diversas funciones. Una de ellas será mantener parpadeando un led de aviso, llamado *Keep Alive*, que permitirá conocer el estado del microcontrolador de forma visual. La otra función es el aumento de varios contadores, que permitirán tener el control del tiempo de ejecución de ciertas partes de código que se explicarán posteriormente.

Para configurar ambos timers, es necesario establecer los parámetros de prescaler y periodo. El prescaler dividirá la frecuencia del sistema entre el número que se establezca, para conseguir una frecuencia varios órdenes de magnitud más pequeña, a razón de:

$$f_{sub1} = \frac{f_{CLK}}{prescaler + 1} \quad (6-1)$$

Lo ideal es bajar a una frecuencia que sea cómoda en cuanto a múltiplos, por ejemplo, una frecuencia potencia de 10. Particularizando y despejando la expresión, si se desea reducir la frecuencia a 1 MHz:

$$prescaler = \frac{f_{CLK}}{f_{sub1}} - 1 = \frac{84MHz}{1MHz} - 1 = 83$$

El periodo es el parámetro que indica cada cuanto saltará la interrupción del timer y por tanto es equivalente a la frecuencia de conteo, tal como se indica a continuación:

$$f_{conteo} = \frac{f_{sub1}}{periodo + 1} \quad (6-2)$$

Si se desea que el timer configurado con el anterior prescaler cuente cada 1 ms, o lo que es lo mismo, que tenga una frecuencia de conteo de 1 KHz, hay que configurar el siguiente periodo:



$$periodo = \frac{f_{sub1}}{f_{conteo}} - 1 = \frac{1MHz}{1KHz} - 1 = 999$$

Puede verse como una combinación de los parámetros permite disponer de varias frecuencias de conteo de los timers, solamente hay que calcular una primera frecuencia f_{sub1} que sea cómoda para reducirla posteriormente con el parámetro periodo.

Se han configurado los timers TIM6 y TIM7 como se indica en la Tabla 6.8:

Timer	$T_{conteo} = 1/f_{conteo}$	f_{sub1}	Periodo	Prescaler
TIM6	1 ms	1 MHz	83	999
TIM7	0,01 ms	1 MHz	83	9

Tabla 6.8 Parámetros de configuración de los Timers

Y en la Figura 6.12 y Figura 6.13 se muestra la configuración en Keil de ambos timers:

```

void TIM6_Config(void) {
    // Configuración del timer
    __HAL_RCC_TIM6_CLK_ENABLE();

    HAL_RCC_GetClockConfig(&TIMER6.clkconfig, &TIMER6.pFLatency);
    TIMER6.uwAPB1Prescaler = TIMER6.clkconfig.APB1CLKDivider;

    if (TIMER6.uwAPB1Prescaler == RCC_HCLK_DIV1) {
        TIMER6.uwTimclock = HAL_RCC_GetPCLK1Freq();
    }
    else {
        TIMER6.uwTimclock = 2*HAL_RCC_GetPCLK1Freq();
    }

    TIMER6.uwPrescalerValue = (uint32_t) ((TIMER6.uwTimclock / 1000000U) - 1U); // Se consigue una freq de 1 MHz

    TIM6_handler.Instance = TIM6;
    TIM6_handler.Init.Prescaler = TIMER6.uwPrescalerValue;
    TIM6_handler.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
    TIM6_handler.Init.Period = (1000000U / 1000U) - 1U; // Cada 1 ms
    TIM6_handler.Init.ClockDivision = 0;
    TIM6_handler.Init.RepetitionCounter = 0;
    TIMER6.estado_configuracion = HAL_TIM_Base_Init(&TIM6_handler);
    if (TIMER6.estado_configuracion != HAL_OK)
    {
        estadoErrores = timer6;
    }

    HAL_TIM_Base_Start_IT(&TIM6_handler);
}

```

Figura 6.12 Configuración del TIMER6 en Keil



```

void TIM7_Config(void){
    // Configuración del timer
    __HAL_RCC_TIM7_CLK_ENABLE();

    HAL_RCC_GetClockConfig(&TIMER7.clkconfig, &TIMER7.pFLatency);
    TIMER7.uwAPB1Prescaler = TIMER7.clkconfig.APB1CLKDivider;

    if (TIMER7.uwAPB1Prescaler == RCC_HCLK_DIV1) {
        TIMER7.uwTimclock = HAL_RCC_GetPCLK1Freq();
    }
    else {
        TIMER7.uwTimclock = 2*HAL_RCC_GetPCLK1Freq();
    }

    TIMER7.uwPrescalerValue = (uint32_t) ((TIMER7.uwTimclock / 1000000U) - 1U); // Se consigue una freq de 1 MHz

    TIM7_handler.Instance = TIM7;
    TIM7_handler.Init.Prescaler = TIMER7.uwPrescalerValue;
    TIM7_handler.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
    TIM7_handler.Init.Period = (1000000U / 100000U) - 1U; // Cada 0.01 ms
    TIM7_handler.Init.ClockDivision = 0;
    TIM7_handler.Init.RepetitionCounter = 0;
    TIMER7.estado_configuracion = HAL_TIM_Base_Init(&TIM7_handler);
    if(TIMER7.estado_configuracion != HAL_OK)
    {
        estado_erroses = timer7;
    }

    HAL_TIM_Base_Start_IT(&TIM7_handler);
}

```

Figura 6.13 Configuración del TIMER7 en Keil

6.3.8.- UART

La comunicación UART se habilitará únicamente para la realización de pruebas de diferentes parámetros que serán recibidos por un puerto serie. Este módulo no pertenece al software del proyecto, pero sí ha sido útil para su desarrollo. Su configuración inicial es la siguiente:

```

void USART2_Init(void){

    USART2_Handle.Instance = USART2;
    USART2_Handle.Init.BaudRate = 115200;
    USART2_Handle.Init.WordLength = UART_WORDLENGTH_8B;
    USART2_Handle.Init.StopBits = UART_STOPBITS_1;
    USART2_Handle.Init.Parity = UART_PARITY_NONE;
    USART2_Handle.Init.Mode = UART_MODE_TX_RX;
    USART2_Handle.Init.HwFlowCtl = UART_HWCONTROL_NONE;
    USART2_Handle.Init.OverSampling = UART_OVERSAMPLING_8;

    HAL_UART_Init(&USART2_Handle);
    HAL_UART_IRQHandler(&USART2_Handle);
    HAL_UART_Receive_IT(&USART2_Handle, character, 1);
}

```

Figura 6.14 Configuración del protocolo UART en Keil

Se configura el UART a 115200 Baudios y 8 bits de tamaño de palabra binaria, por lo que, cuando se conecte a cualquier puerto serie, éste deberá ser configurado igual.



6.3.9.- DMA

El módulo DMA es necesario para la transmisión del I²S. Ésta debe ser no bloqueante, y por tanto necesita de un acceso directo a memoria para leer los datos y volcarlos en la línea SDIO. La configuración es la siguiente:

```
void DMA_Config(void)
{
    /* DMA controller clock enable */
    __HAL_RCC_DMA1_CLK_ENABLE();

    /* DMA interrupt init */
    /* DMA1_Stream5_IRQn interrupt configuration */
    HAL_NVIC_SetPriority(DMA1_Stream7_IRQn, 0, 0);
    HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA1_Stream7_IRQn);

    /* I2S3 DMA Init */
    /* SPI3_TX Init */
    hdma_spi3_tx.Instance = DMA1_Stream7;
    hdma_spi3_tx.Init.Channel = DMA_CHANNEL_0;
    hdma_spi3_tx.Init.Direction = DMA_MEMORY_TO_PERIPH;
    hdma_spi3_tx.Init.PeriphInc = DMA_PINC_DISABLE;
    hdma_spi3_tx.Init.MemInc = DMA_MINC_ENABLE;
    hdma_spi3_tx.Init.PeriphDataAlignment = DMA_PDATAALIGN_HALFWORD;
    hdma_spi3_tx.Init.MemDataAlignment = DMA_MDATAALIGN_HALFWORD;
    hdma_spi3_tx.Init.Mode = DMA_CIRCULAR;
    hdma_spi3_tx.Init.Priority = DMA_PRIORITY_HIGH;
    hdma_spi3_tx.Init.FIFOMode = DMA_FIFOMODE_ENABLE;
    hdma_spi3_tx.Init.FIFOThreshold = DMA_FIFO_THRESHOLD_FULL;
    hdma_spi3_tx.Init.MemBurst = DMA_MBURST_SINGLE;
    hdma_spi3_tx.Init.PeriphBurst = DMA_PBURST_SINGLE;

    __HAL_LINKDMA(hi2s, hdmatx, hdma_spi3_tx);
}
```

Figura 6.15 Configuración del DMA en Keil

Se configura el DMA en modo circular con incremento de posición de memoria automático, para que vaya leyendo los datos sin necesidad de indicarle todas las posiciones que debe leer, sino únicamente la posición a partir de la cuál leerá de forma cíclica. La velocidad de acceso dependerá de la frecuencia de reloj configurada para el sistema.

6.4.- Funciones del sistema

Las funciones que desarrollará el sistema de cancelación de señal serán el muestreo de la señal recibida por el acelerómetro, la obtención y el procesado de las muestras, la obtención de las características físicas de la señal (frecuencia y fase), la emisión de la onda cancelante y la capacidad de adaptabilidad de los cambios en la señal de entrada.

6.4.1.- Muestreo del acelerómetro

El acelerómetro externo ADXL345 será el encargado de proporcionar al sistema las muestras necesarias de la onda mecánica de vibración sobre el cristal. Esto lo hará volcando



los datos de aceleración de sus tres ejes en los registros de datos cada cierto tiempo, los cuales serán procesados por el microcontrolador una vez obtenidos. Como se necesita una buena resolución en frecuencia, será necesario establecer una buena relación entre la frecuencia de muestreo y el número de muestras a tomar en cada ciclo. La relación de resolución se presenta en la siguiente expresión:

$$\Delta f = \frac{F_s \text{ acelerómetro}}{N} \quad (6-3)$$

Además, la máxima frecuencia que podrá detectarse sin que exista ambigüedad debida al aliasing es $F_s/2$. Como interesa poder detectar el mayor número de componentes frecuenciales posibles, la frecuencia de muestreo será la más alta que permita el acelerómetro ADXL345. Para que la resolución en frecuencia sea buena, se establece la siguiente relación:

$$\Delta f = \frac{F_s \text{ acelerómetro}}{N} = \frac{3200 \text{ Hz}}{4096} = 0,78125 \text{ Hz}$$

El error en frecuencia es menor a la unidad y puede ser corregido en un lapso de tiempo corto. En cuanto al rango de aceleraciones que se desean medir, lo ideal sería tener el mayor rango posible, como sucedía con las frecuencias. La ventaja de esto es que se pueden medir vibraciones mayores y que el riesgo de saturación baja considerablemente. La desventaja puede ser la pérdida de sensibilidad si la vibración es muy baja. Por tanto, se decide elegir el segundo rango de aceleraciones más alto del acelerómetro, que serían $\pm 8g$. Los datos serán guardados en 2 registros de 8 bits, por lo que la resolución en amplitud de la aceleración que se puede medir es:

$$\Delta a = \pm \frac{8g(16g)}{2^{16} - 1} = 2,4414 \cdot 10^{-4} g$$

En la Figura 6.16 se representa la disposición y dirección de medida de los ejes del acelerómetro ADXL345:

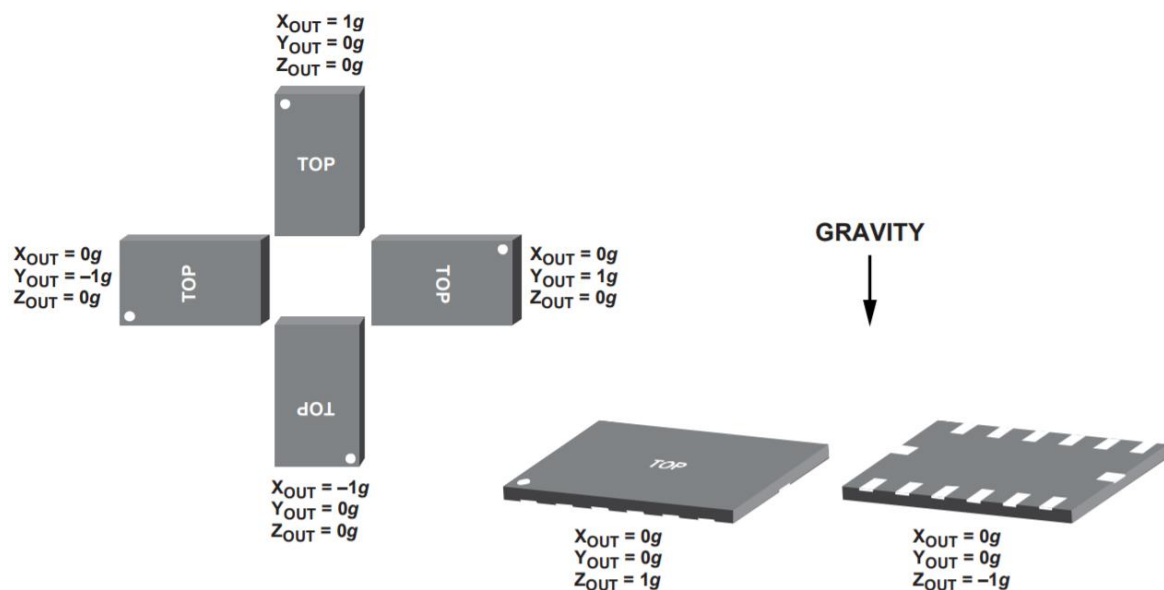


Figura 6.16 Representación de los ejes del acelerómetro según la hoja de características



6.4.2.- Obtención de datos y procesado

En cada ciclo, el acelerómetro tomará 4096 muestras que almacenará en forma de valor entero de 16 bits en dos registros de 8 bits. Será necesario concatenar ambos enteros para tener el valor correcto de aceleración. En primer lugar, se leen los registros del bit alto y bajo de los ejes X, Y, Z. La lectura de los registros hace que se vacíen para que entre el siguiente dato. Esta lectura se realiza mediante I²C, y es iniciada en cada ciclo de lectura por el microcontrolador.

Por tanto, se van leyendo los registros en bucle y se van almacenando en una estructura de tipo vector de 4096 posiciones de 16 bits. Para concatenar los valores de 8 bits, se hace uso de la función *make16(h,l)*³. Una vez almacenados, se puede sacar de la estructura el vector de las 4096 muestras de cada eje para poder trabajar con él en el dominio transformado.

6.4.3.- Cálculo de frecuencia

Tras extraerse los datos de aceleración en uno de los ejes, es posible calcular el espectro y conocer qué componentes frecuenciales están presentes en la vibración. Para ello se utiliza la función *FFT()*⁴ que calcula un vector del mismo tamaño al entrante, es decir 4096 muestras de 16 bits, en el dominio de la frecuencia. Los datos son pasados a la función y calculados, pero es necesario definir el eje del dominio para obtener una frecuencia absoluta. El eje digital y analógico vienen definidos en la expresión () y puede establecerse esta equivalencia:

$$f_a \in [0,1] \xrightarrow{F_s} f_a \in [0, F_s] \quad (6-4)$$

El vector resultante contiene las componentes frecuenciales presentes, pero también contiene sus propios alias en la parte superior del vector. Por ello, solamente habrá que buscar los máximos del vector en la primera mitad de este, desde la muestra 1 hasta la N/2, ya que a partir de N/2 hasta N, aparecerán los alias o imágenes de los anteriores, y no podrá asegurarse si lo que se detecta es una frecuencia o un alias. Por tanto, el radio del dominio frecuencial se reduce a $F_s/2$. Este fenómeno es esperado, ya que consiste en la demostración del teorema de Nyquist llevado a la práctica con señales digitales, en donde también se cumple que $f_{max} \leq F_s/2$.

Para hallar la frecuencia analógica de los máximos del vector se hace uso de una función propia de cálculo del máximo de un vector y su posición o índice, teniendo en cuenta el fenómeno de aliasing anteriormente comentado, y estableciendo la siguiente relación derivada de la expresión 4.112:

$$f_a = indice_{max} \cdot \frac{F_s/2}{N/2} = indice_{max} \cdot \frac{F_s}{N} \quad (6-5)$$



Esta frecuencia tendrá un error debido a la resolución en frecuencia dada por la expresión (6-3) anteriormente descrita. El paso siguiente será su adaptación hasta que la precisión aumente significativamente.

6.4.4.- Cálculo de fase

El cálculo de la fase instantánea de la onda que se está capturando es necesario para la cancelación de esta. Se necesita conocer la fase en la que se encuentra la onda recibida al momento de emitir la onda de cancelación. Para ello es necesario medir el tiempo que pasa desde que se captura la primera muestra de un ciclo con el acelerómetro hasta que se comienza a emitir por el DAC. Esto se realiza mediante una variable acumulativa, que irá sumando cada milisegundo tras cada interrupción de un timer configurado a un periodo de un milisegundo, que será el TIMER6, como se muestra en la Figura 6.12. Cuando se toma la primera muestra del acelerómetro, se reinicializa la variable a 0, y se utiliza posteriormente en la construcción del vector de la onda a emitir.

En primer lugar, hay que obtener el desfase que presenta la onda al momento de su captura. Cuando se muestrea cualquier señal, nunca se conoce en qué momento de fase se encuentra. Como en este sistema, la frecuencia es hallada por medio de un acelerómetro, no es necesaria la implementación de un PLL para el cálculo de fase inicial de la onda, sino que es posible aplicando la siguiente expresión:

$$\theta_{inicial} = \pm \arccos(\overline{v_{rx}[1]}) \quad (6-6)$$

siendo $\overline{v_{rx}[1]}$ la primera muestra normalizada entre -1 y 1 del vector de muestras recibidas. Para hallar el arco coseno de un valor de una muestra se utiliza la función $\arccos()$ que entrega valores entre 0 y π . Por tanto, para distinguir el signo de la fase y eliminar la ambigüedad, se comprueba la pendiente de la recta entre la primera y la segunda muestra recibida. Si la pendiente es positiva, quiere decir que el coseno va aumentando, y por tanto su desfase inicial tiene el signo '-'. Si la pendiente es negativa, quiere decir que el coseno va disminuyendo, y por tanto su desfase inicial tiene signo '+

Tras calcular la fase inicial, se pretende conocer qué fase presenta la onda en el instante en el que se va a emitir. Considerando una onda senoidal, el valor teórico que presentaría en ese instante seguiría la siguiente expresión:

$$x_{inst} = \text{Acos}(2\pi f t_{ret} \pm \theta_{inicial}) \quad (6-7)$$

La variable t_{ret} es la medida por la variable del TIMER6 con un factor de conversión a segundos, es decir $t_{ret} = \text{variable}/1000$.

Conociendo el valor teórico de la onda en el instante de emisión es posible conocer la fase aplicando de nuevo la expresión (6-6) en este caso con el valor x_{inst} :

$$\theta_{inst} = \pm \arccos(\overline{x_{inst}})$$



Con esta fase instantánea, es posible construir un vector para la onda a emitir que estará en fase con la onda que se está recibiendo. Para que la cancelación sea posible, habrá que añadir un desfase de $\pm\pi$ al vector de onda transmitida.

6.4.5.- Emisión de onda

El proceso de emisión se llevará a cabo tras haber calculado al menos una vez la frecuencia y la fase de los datos de vibración. En los siguientes ciclos, la emisión irá acompañada de una adaptación para poder reducir al máximo posible los errores. La onda se generará en la memoria del propio microcontrolador, en formato digital, se pasará al conversor digital/analógico interno de la placa y tendrá su salida por el Jack de 3.5 mm hacia los altavoces. La comunicación con el conversor será mediante I2S, y la transmisión de sonido se realizará utilizando DMA en modo circular, para que no exista bloqueo en la ejecución del bucle general del programa.

La función del vector de la onda emitida a construir es la siguiente:

$$f(t) = A\cos(2\pi ft \pm \Delta\theta \pm \pi) \quad (6-8)$$

El vector resultante seguirá por tanto la siguiente expresión:

$$v_{tx}[i] = A\cos(2\pi ft[i] \pm \Delta\theta \pm \pi) \quad (6-9)$$

El tiempo t deberá ser un vector que contenga los instantes temporales de la función tal que su periodo de muestreo coincida con el periodo de muestreo configurado para el DAC. En este caso, cada instante de tiempo viene definido por:

$$t[i] \equiv t_i = \frac{i}{F_{s\ DAC}} = \frac{i}{48\ KHZ} \quad (6-10)$$

El desfase $\Delta\theta$ inicial será la fase calculada mediante la expresión (6-6), es decir θ_{inst} .

6.4.6.- Cálculo de errores

Todas las expresiones utilizadas hasta ahora para calcular frecuencias, fases y valores son correctas en la teoría, pero presentan ciertas desviaciones tanto en la monitorización como llevadas a la práctica. Estas desviaciones van provocando errores que son acumulativos y que hay que ir corrigiendo a medida que se van produciendo.

La corrección de errores está basada en la observación de muestras y sus desviaciones en frecuencia, fase y valor respecto al teórico en un rango determinado y en su extrapolación al resto de valores posibles.

Se han realizado observaciones de las tres variables durante una fase de pruebas, obteniéndose resultados de desviación significativa únicamente para el caso de la variable frecuencia. Así que se determinó un rango de observación y se tomaron los valores reales,



calculados y monitorizados de la frecuencia de la onda emitida. Las gráficas de dispersión se muestran a continuación en la Figura 6.17 y Figura 6.18:

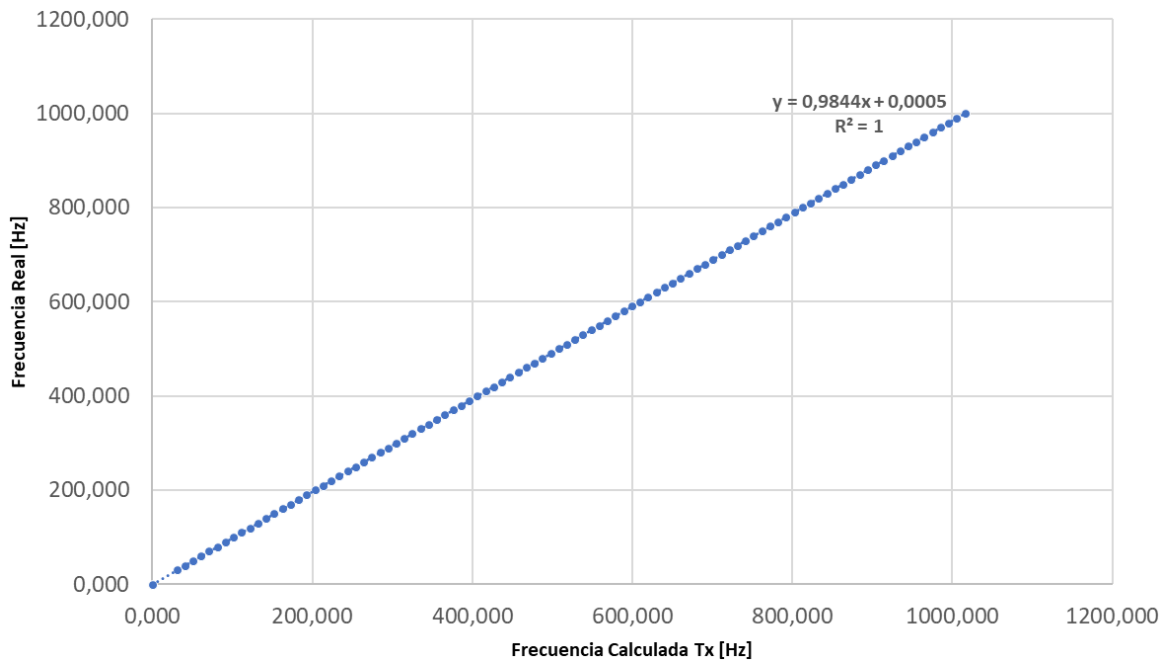


Figura 6.17 Recta de regresión de la frecuencia real frente a la frecuencia calculada por el sistema

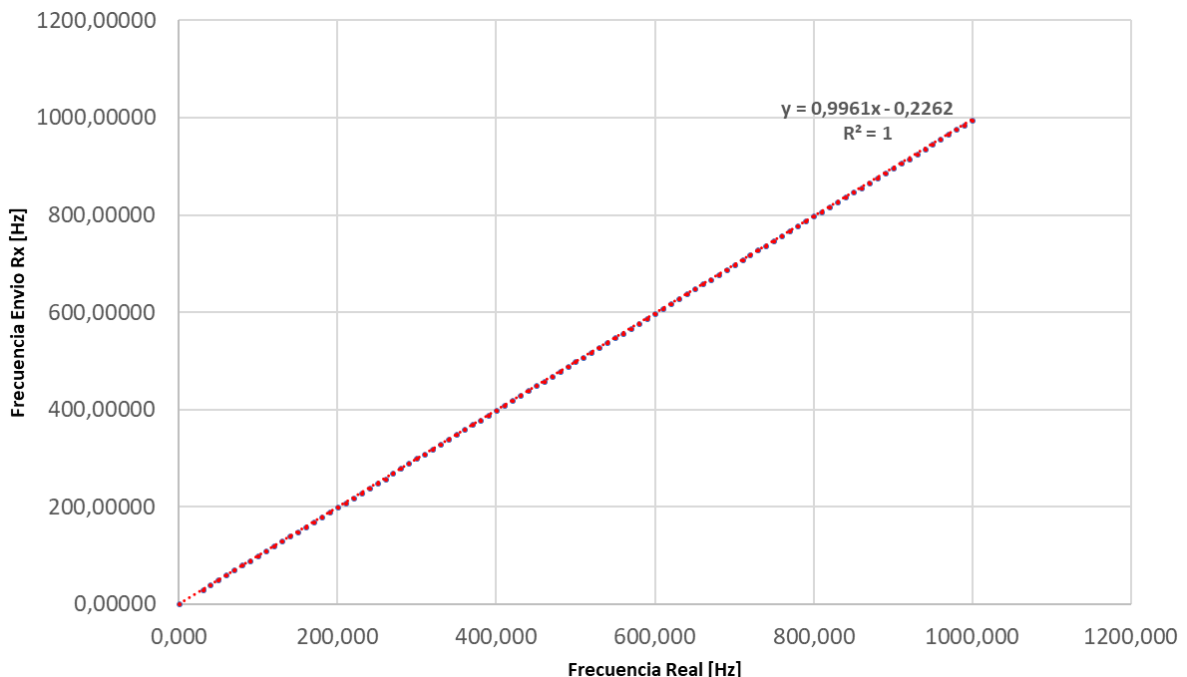


Figura 6.18 Recta de regresión de la frecuencia transmitida frente a la frecuencia real

Se han tomado 100 muestras con valores de frecuencia entre 0 y 1000 Hz separados cada 10 Hz. Se ha anotado la frecuencia calculada por el software implementado (vista por pantalla), la frecuencia real de vibración recibida y la frecuencia real de la onda emitida. Una vez tomadas las 100 muestras se representan las gráficas de dispersión, que vienen representadas en la Figura 6.17 y Figura 6.18. Combinando las rectas de regresión de ambas



gráficas, es posible hallar la función que calcula la frecuencia de emisión respecto de la frecuencia calculada por el sistema teniendo en cuenta las desviaciones:

$$f_{emision} = 1,0239f_{calculada} - 0,0002 \quad (6-11)$$

6.4.7.- Adaptabilidad de frecuencia y fase

La adaptabilidad de la frecuencia y de la fase de la onda emitida puede ser vista de dos formas: la capacidad de cambiar de frecuencia y fase cuando cambia cualquiera de estas dos variables en la onda recibida, y la capacidad para afinar lo máximo posible la frecuencia y la fase tras ser calculada de forma teórica.

El primer caso es la forma de adaptabilidad genérica de cualquier sistema: adaptarse a un cambio en alguna de sus variables de entrada. La frecuencia es calculada por el acelerómetro en ciclos que tienen un periodo aproximado de 1 segundo. Éste es el tiempo que tarda el sistema en realizar las siguientes acciones:

- Tomar todas las muestras de la onda recibida
- Procesarlas y concatenarlas en un vector
- Calcular la transformada rápida de ese vector
- Calcular el desfase inicial
- Construir un vector de onda a emitir
- Iniciar la emisión con las nuevas variables calculadas

Como la frecuencia y la fase de la onda son introducidas de nuevo en el sistema de emisión, se produce una realimentación, y la onda emitida cambiará si lo hace la recibida. El tiempo de adaptación ha sido medido mediante un timer de prueba habilitado exclusivamente para ello, dando un valor medio tras varias medidas de:

$$t_{adap} \approx 1,32 \text{ s}$$

El segundo caso de adaptabilidad es más crítico porque es necesario que las variables se ajusten lo máximo posible a las de la onda recibida para la total cancelación. Mediante la extrapolación de las desviaciones empíricas de las variables se puede reducir el error, pero es necesario un sistema que afine aún más la frecuencia y la fase de la señal emitida para obtener una señal cancelada por debajo de un umbral establecido. Esto se realiza mediante un sistema de comprobación de la amplitud de la señal recibida.

El acelerómetro estará continuamente midiendo la suma de las ondas en el cristal. Como en los primeros ciclos no existe todavía estabilidad en el cálculo de la frecuencia, el sistema no emitirá hasta que la frecuencia sea considerada estable, esto es, que se repita su valor durante cierto número de ciclos. Si esto ocurre, querrá decir que efectivamente existe una onda incidente en el cristal de frecuencia conocida y que se pasará a cancelar en el ciclo siguiente. En cuanto la frecuencia cambie se debe comprobar si se mantiene estable la nueva frecuencia o si por el contrario varía de forma aleatoria. Si se mantiene estable en la nueva frecuencia, se pasa a cancelar con las nuevas variables, pero si varía de forma aleatoria hay



que considerar que la frecuencia de la onda recibida es 0 Hz, es decir, que no existe onda incidente.

Una vez que el sistema pasa al estado de cancelación, el acelerómetro que está continuamente midiendo sobre el cristal obtiene las muestras de la suma de señales. Si la cancelación es eficiente, la suma de las ondas tendrá un valor muy bajo y las muestras también lo serán. Si la cancelación no está siendo buena, la suma de las ondas tendrá valores altos, y por tanto será necesario afinar las variables de emisión: frecuencia y fase. Para distinguir entre qué es cancelación eficiente y qué no, se establece un umbral de amplitud de la aceleración recibida en el cristal:

- Si el valor recibido está por debajo, querrá decir que la cancelación es suficientemente buena y que ya no es necesario afinar más la frecuencia y la fase de la onda emitida.
- Si el valor recibido está por encima, querrá decir que la cancelación no es suficientemente buena y que por tanto es necesario afinar la frecuencia y la fase de la onda emitida.

La expresión que se utiliza para la afinación de la frecuencia a partir de la frecuencia base hallada mediante el acelerómetro y aplicando las desviaciones es la siguiente:

$$f_{Tx} = f_{calculada} \pm \delta f \quad (6-12)$$

La expresión que se utiliza para la afinación de la fase a partir de la calculada a partir de las muestras recibidas es similar a la aplicada a la frecuencia, y es la siguiente:

$$\theta_{Tx} = \theta_{calculada} \pm \delta \theta \quad (6-13)$$

El valor de δf se establece en $\delta f = 0,05 \text{ Hz}$. Cuando se calcula la nueva f_{Tx} , se comienza añadiendo (sumando) δf y se comprueba si los valores recibidos superan el umbral. Si lo superan, se realiza la afinación de fase, ya que los valores estarán limitados como máximo en 0 y 2π radianes.

El valor de $\delta \theta$ se establece en $\delta \theta = 0,1 \text{ rad}$ y se añade a la fase calculada. Se comprueba a cada suma si los valores recibidos superan el umbral. Si lo superan en todo el rango de 0 a 2π rad, se pasa a sumar en frecuencia y se prueban de nuevo más fases. Si los valores están por debajo del umbral, se sigue emitiendo a la misma frecuencia y fase, pero se continúa comprobando a cada ciclo si el umbral es superado. Cada vez que el umbral sea superado, significará que aún no se ha alcanzado la frecuencia exacta, y se entrará de nuevo al ciclo de adaptación de fase y frecuencia.

Al principio de cada ciclo también se debe comprobar si la frecuencia recibida ha cambiado respecto a la anterior. Esto se realiza de nuevo comprobando si se supera el umbral de cancelación. Si se supera, significará que hay otra frecuencia emitiéndose, y por tanto se cortará la transmisión por el DAC y se reanudará con la nueva frecuencia calculada.



6.5.- Pruebas y resultados

Las primeras pruebas realizadas tienen como objetivo medir la estabilidad del sistema, su adaptabilidad y su correcto funcionamiento. Se ha fijado el acelerómetro a un cristal de metacrilato de 15x15cm mediante una pinza metálica. Se ha encapsulado la fuente de alimentación y el amplificador en una caja, y se ha añadido un interruptor a la toma de corriente para una mayor seguridad en el manejo. El esquema del montaje de estas pruebas se muestra a continuación en la Figura 6.19:

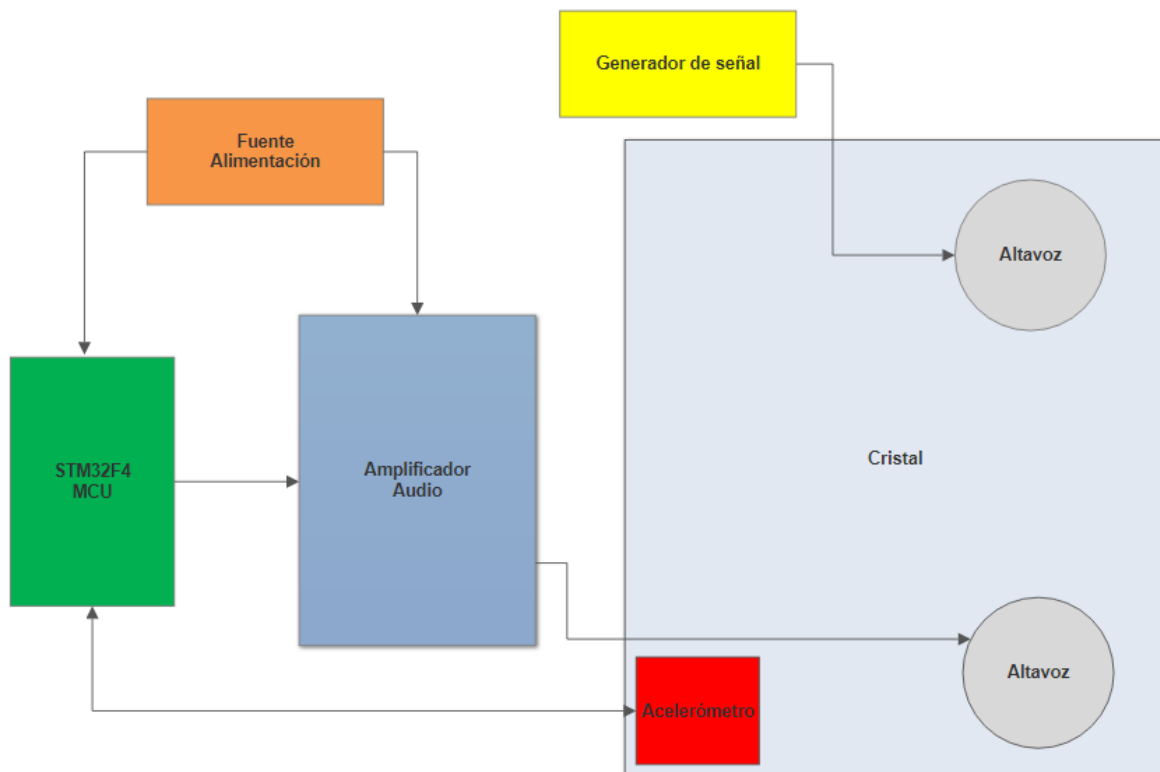


Figura 6.19 Esquema del montaje del sistema de cancelación en pruebas

El acelerómetro está sujeto al cristal de metacrilato mediante una pinza metálica, y se comunica con el micro vía SPI para enviar los datos de vibración obtenidos. Uno de los altavoces provocará la vibración, transmitiendo al cristal una señal que recibirá de un generador de señal. El otro irá enganchado al amplificador de audio y al micro, y se encargará de emitir la onda de cancelación. El acelerómetro monitorizará la actividad detectada en el cristal en todo momento, en ciclos de 4096 muestras a una tasa de 3200 Hz. El sistema irá modificando la frecuencia de la señal emitida automáticamente si la frecuencia calculada cambia. La fase se irá cambiando manualmente por medio del módulo UART (puerto serie) a través del teclado para ir observando con el osciloscopio el comportamiento de la salida del sistema. Además, el sistema se ha encapsulado en una caja de protección con un interruptor y un regulador de tensión para aumentar la seguridad y facilidad a la hora de manipularlo. A continuación, se muestra en la Figura 6.20 el montaje de las primeras pruebas:

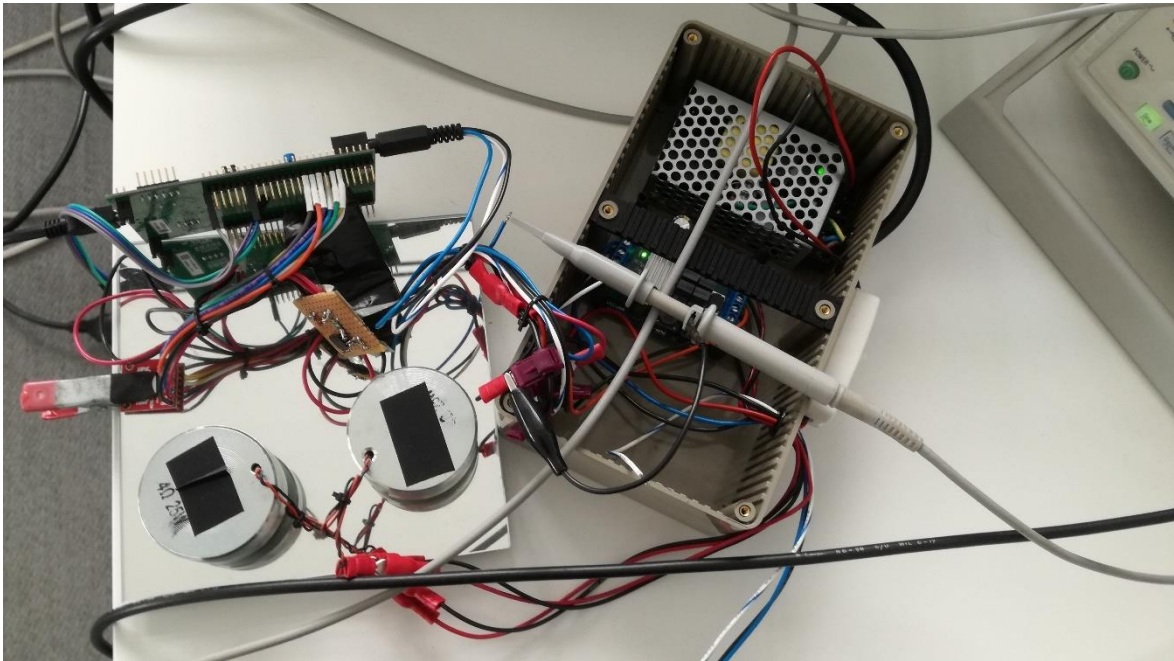


Figura 6.20 Montaje de las primeras pruebas del sistema de cancelación

Se realiza una primera prueba de comprobación de cálculo de frecuencia, y de su adaptabilidad. La segunda prueba consiste en la monitorización mediante el osciloscopio del cálculo de fase, para lo que se introduce por el puerto serie un desfase inicial. Se eligen los desfases de 0 y π radianes para ser representados, es decir, los casos en los que las señales están en fase y en contrafase respectivamente. Como frecuencias, se harán pruebas con varias frecuencias de la banda de interés (banda SLF). A continuación se muestran los resultados de dos frecuencias en esa banda: la primera de 92 Hz y la segunda de 80 Hz.

En la Figura 6.21 se muestra la situación en fase para una frecuencia de 92 Hz:



Figura 6.21 Medida en osciloscopio $f=92\text{Hz}$ y $\theta=0^\circ$. Onda recibida (verde) y transmitida (amarilla)



Como puede verse en la Figura 6.21, la medida de frecuencia en el osciloscopio es buena, y el desfase entre ondas es muy próximo a 0° . En dicha imagen, se ve un instante en el que el osciloscopio indica 4.5° . Esto es debido a que el osciloscopio calcula el desfase a partir de la ventana de muestras que toma, por lo que en ocasiones las muestras pueden no coincidir exactamente con las de la onda recibida y el cálculo de desfase es inestable, oscilando entre los -5° y los 5° , pero teniendo siempre una media en torno al desfase deseado.

Se cambia ahora la frecuencia a 80 Hz. En la Figura 6.22 se muestra la situación en fase para una frecuencia de 80 Hz:

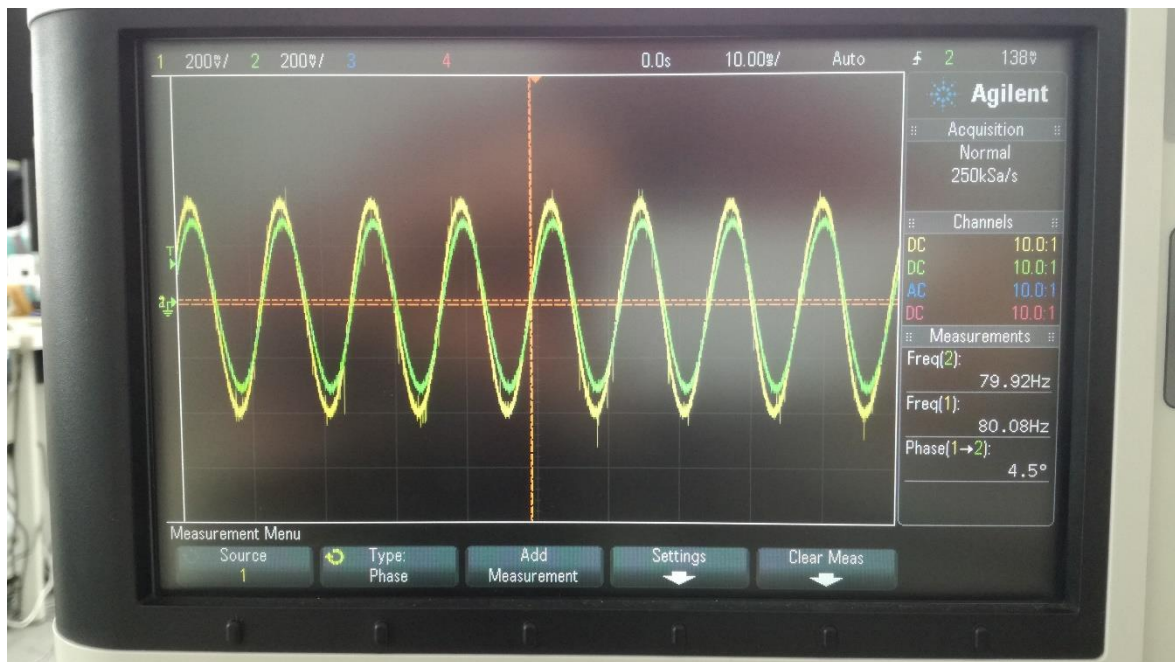


Figura 6.22 Medida en osciloscopio $f=80\text{Hz}$ y $\theta=0^\circ$. Onda recibida (verde) y transmitida (amarilla)

Se tiene una situación similar a la encontrada para la frecuencia de 92 Hz. La frecuencia es correcta y el desfase también, teniendo en cuenta la variación de cálculo mencionada en la prueba anterior, que hace que la fase calculada por el osciloscopio varíe entre valores no superiores a 5° tanto hacia desfase negativo como positivo.

Se modifica a continuación la fase de la señal transmitida a través del puerto serie hasta conseguir un desfase entre ondas de 180° . Esta situación es la que debería llevar a la cancelación de la onda recibida. Por tanto, es necesario que sea precisa y estable tanto en frecuencia como en fase.

Se procede a probar varias frecuencias como en el caso anterior, todas dentro de la banda SLF. Los resultados mostrados corresponden a las frecuencias de 80 Hz y 92 Hz.

Se muestra a continuación en la Figura 6.23 la situación en contrafase para una frecuencia de 80 Hz:

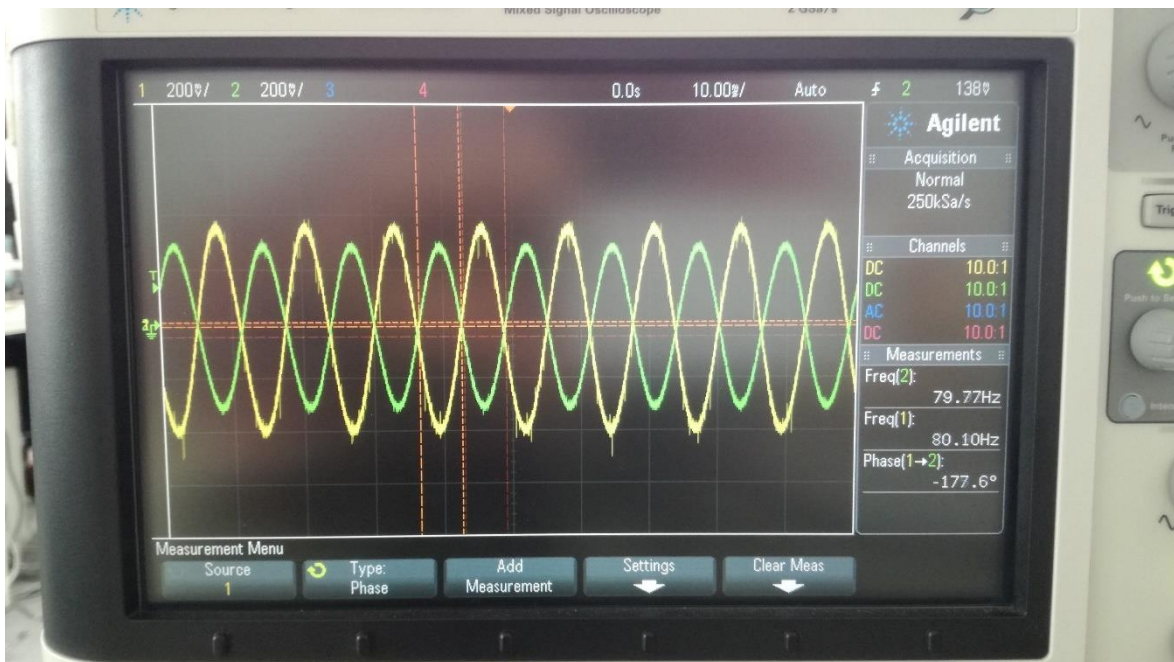


Figura 6.23 Medida en osciloscopio $f=80\text{Hz}$ y $\theta=180^\circ$. Onda recibida (verde) y transmitida (amarilla)

Cuando la contrafase es 180° , se puede observar en la Figura 6.23 que la medida del osciloscopio es cercana a ese valor, con una variación entre -5° y 5° como sucedía cuando la situación era de suma en fase. La frecuencia también se mantiene estable, sin grandes variaciones.

Se muestra a continuación en la Figura 6.24, la situación en contrafase para una frecuencia a 92 Hz :



Figura 6.24 Medida en osciloscopio $f=92\text{Hz}$ y $\theta=180^\circ$. Onda recibida (verde) y transmitida (amarilla)



A frecuencia 92 Hz, sucede prácticamente lo mismo que para 80 Hz. La frecuencia es estable en torno a dicho valor, y la fase también, teniendo en cuenta las variaciones comentadas anteriormente debido a la situación de disparo que presenta el osciloscopio en cada momento.

Se procede a utilizar el modo matemático que ofrece el osciloscopio para observar la variación de la señal suma. Los desfases representados son los desfases críticos de 0 y π radianes, aunque han podido realizarse pruebas para más desfases.

Para el caso de la suma en fase, se muestra en la Figura 6.25 la gráfica ofrecida por el osciloscopio:



Figura 6.25 Medida en osciloscopio $f=92\text{Hz}$ y $\theta=0^\circ$. Onda recibida (verde), transmitida (amarilla) y resultante (rosa)

En color rosa, se puede ver la onda resultante de la suma de las ondas recibida y emitida. La amplitud de la onda resultante es justamente el doble que el de ambas ondas por separado, como cabía esperar. La sensación de vibración aumenta en el cristal, por lo que esta no es la situación buscada.

Para el caso de suma en contrafase, se muestra en la Figura 6.26 la gráfica ofrecida por el osciloscopio:

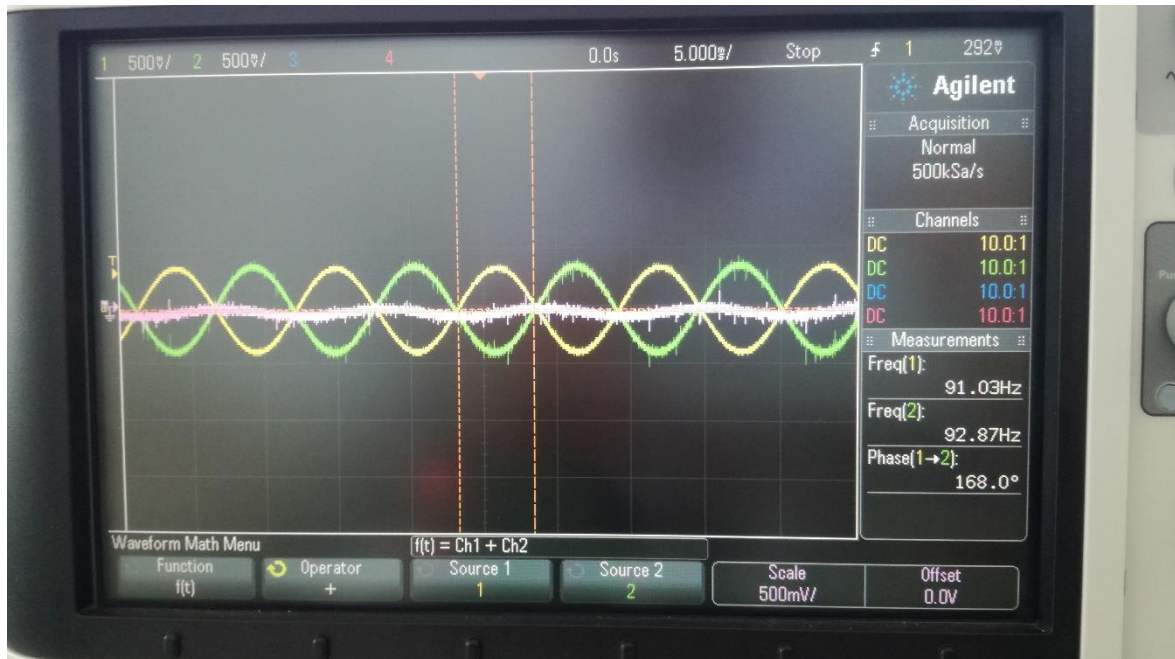


Figura 6.26 Medida en osciloscopio $f=92\text{Hz}$ y $\theta=180^\circ$. Onda recibida (verde), transmitida (amarilla) y resultante (rosa)

En color rosa, la onda resultante ahora tiene una amplitud cercana a 0, al resultar la combinación de ambas señales una resta debido a sus desfases. En este caso, la cancelación de vibración es notable y la sensación de movimiento sobre el cristal es prácticamente inapreciable.

Recogidas las pruebas anteriores de fase y frecuencia, también es posible sacar información de las muestras recogidas por el acelerómetro en varias situaciones de fase y contrafase. Haciendo uso del módulo UART y el puerto serie, se combinan dos ondas con un desfase entre ambas que se va variando de manera manual, haciendo que la fase de la onda transmitida cambie, introduciéndolo por teclado a través del puerto serie, para ver cómo influye ésta en la amplitud de la onda resultante de la suma de la onda generada y la onda emitida.

A continuación, en la Figura 6.27 y Figura 6.28, se representan algunas muestras recogidas por el acelerómetro durante un intervalo corto de tiempo de las ondas resultantes con algunos de los desfases probados a una frecuencia transmitida de 92 Hz:

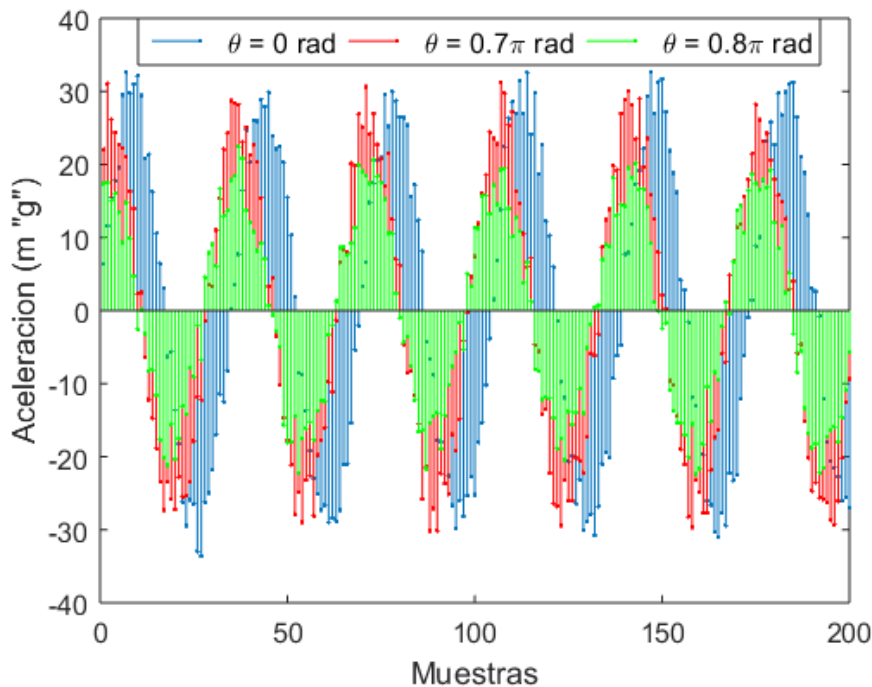


Figura 6.27 Representación de las muestras de las ondas resultantes según diferentes desfases (1)

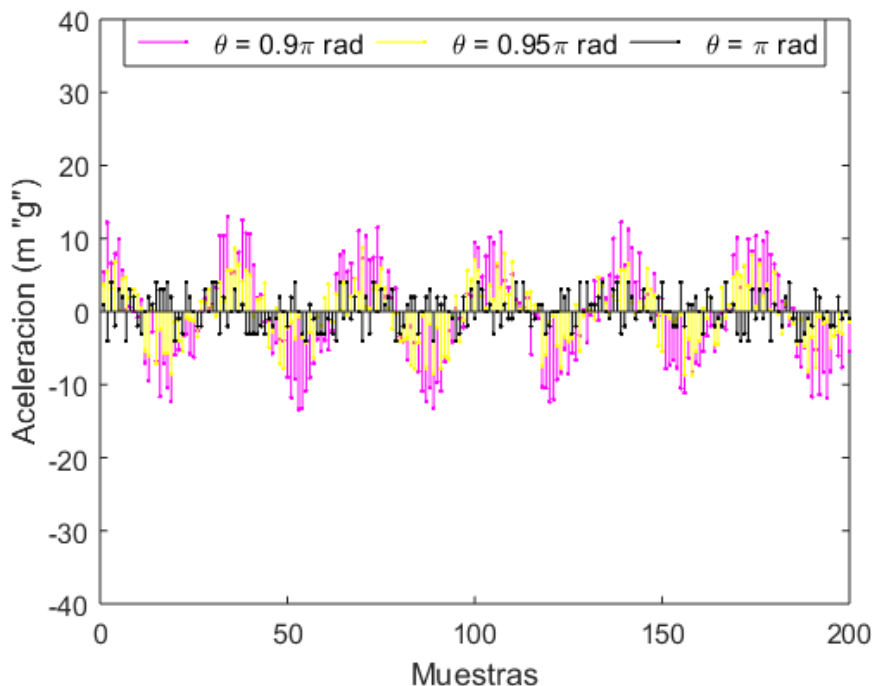


Figura 6.28 Representación de las muestras de las ondas resultantes según diferentes desfases (2)

Como puede verse en las Figura 6.27 y Figura 6.28, a medida que el desfase se acerca a π radianes, la situación de contrafase, la amplitud de la onda resultante va disminuyendo como puede observarse en las muestras verdes, magentas amarillas y negras. Si el desfase se aleja del anterior, la amplitud de la onda resultante va aumentando, hasta su punto máximo que sería el mostrado por las muestras azules, siendo $\theta = 0$ radianes, la situación de suma



en fase. Los desfases negativos a los mostrados en ambas gráficas y múltiplos de 2π son equivalentes y presentan los mismos efectos de forma cíclica.

A continuación se muestran los espectros de las muestras de las ondas resultantes para los desfases anteriores. En la Figura 6.29 el desfase de 0 radianes, en la Figura 6.30 el de 0.7π radianes, en la Figura 6.31 el de 0.8π radianes, en la Figura 6.32 el de 0.9π radianes, en la Figura 6.33 el de 0.95π radianes y en la Figura 6.34 el de π radianes.

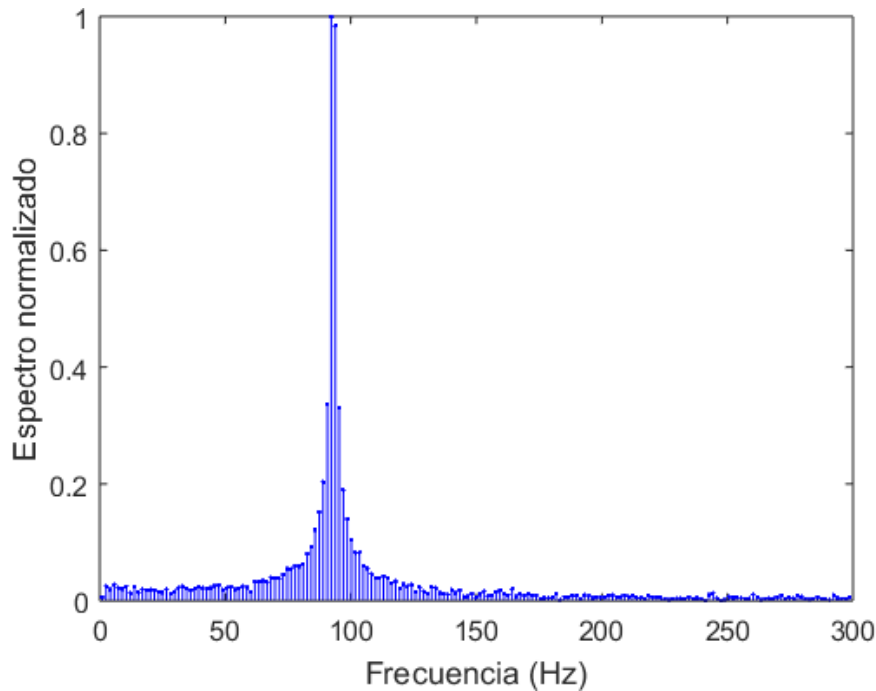


Figura 6.29 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0 rad

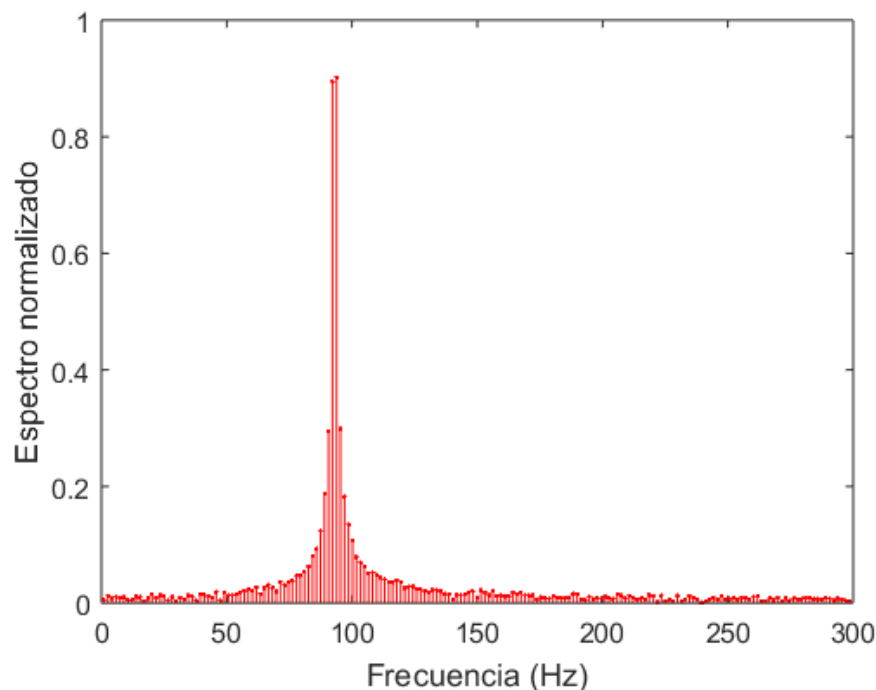


Figura 6.30 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0.7π rad

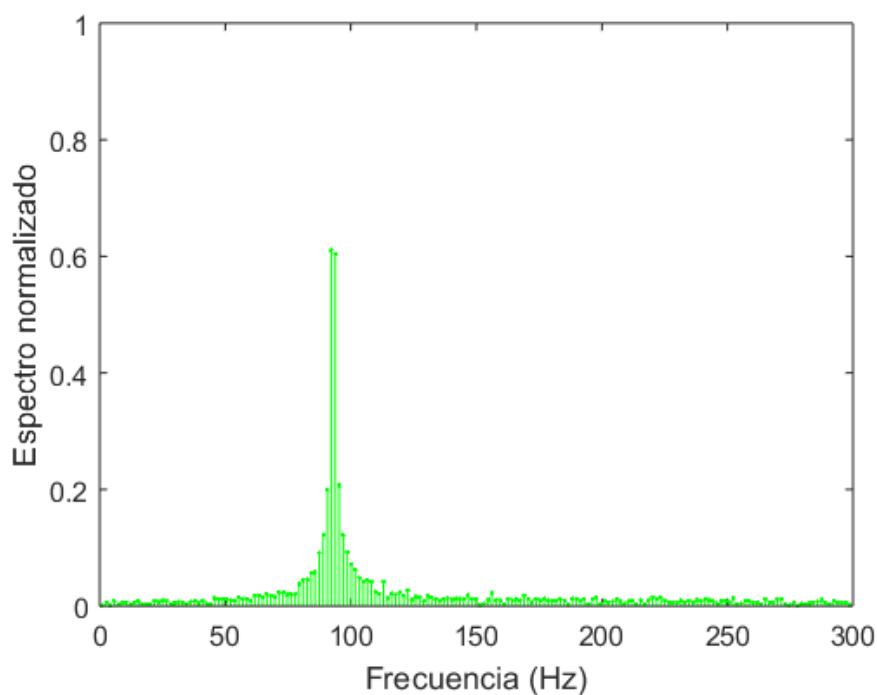


Figura 6.31 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0.8π rad

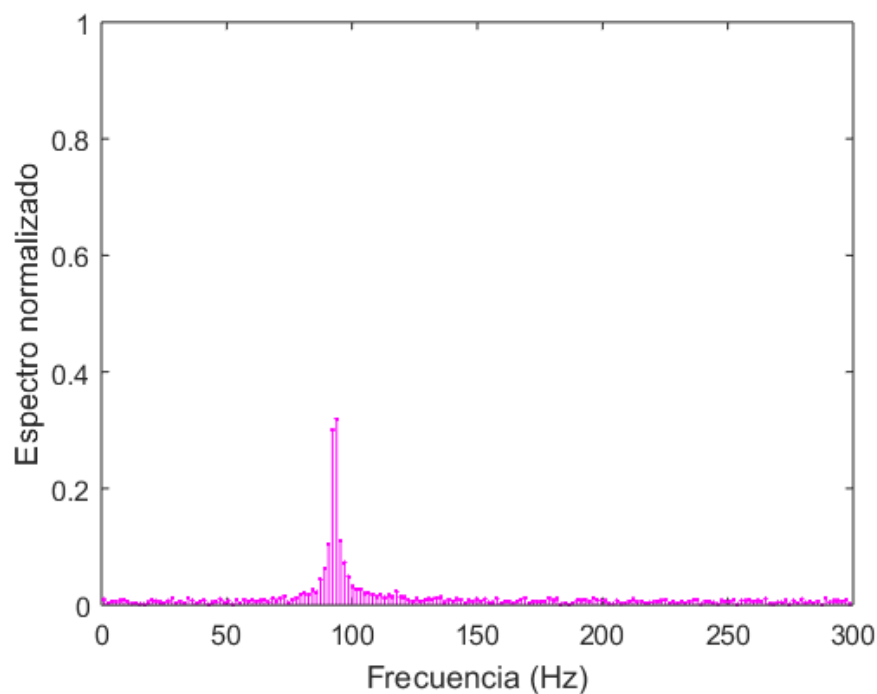


Figura 6.32 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0.9π rad

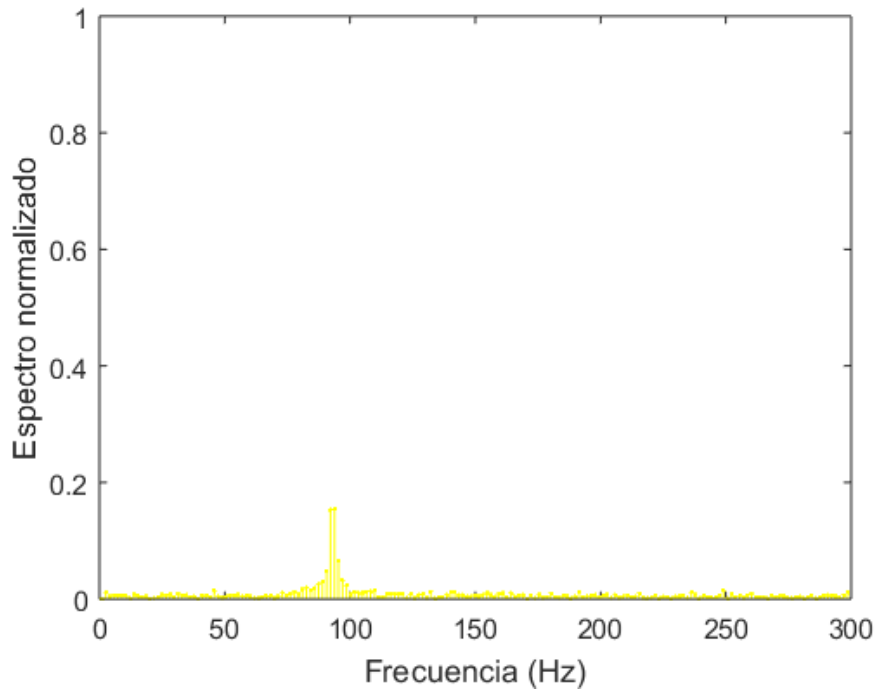


Figura 6.33 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de 0.95π rad

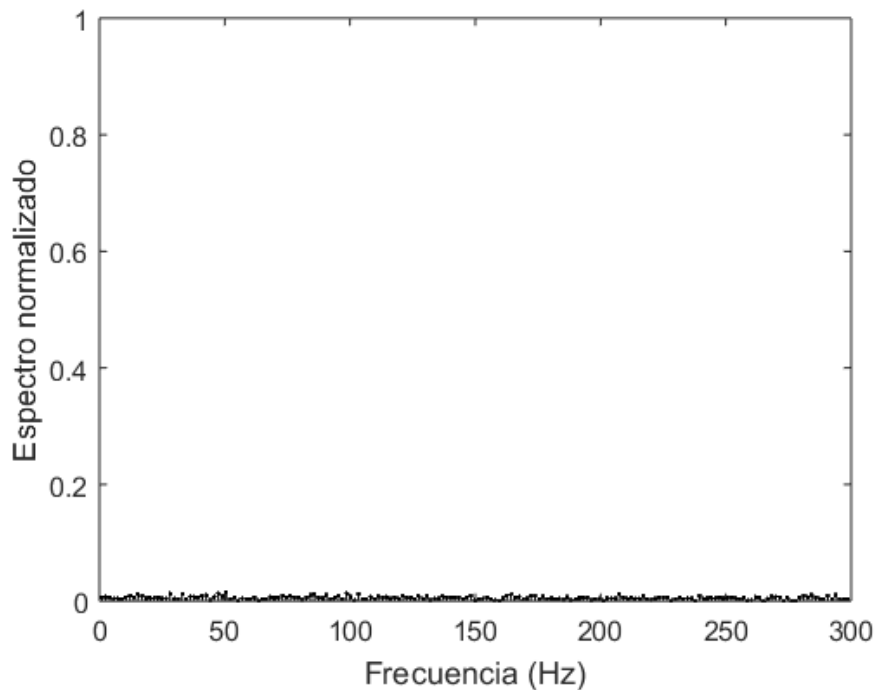


Figura 6.34 Representación del espectro de las muestras de la onda resultante con desfase de π rad

Como puede verse en la Figura 6.29, Figura 6.30, Figura 6.31, Figura 6.32, Figura 6.33 y Figura 6.34 a medida que el desfase entre ondas se acerca a π radianes, la amplitud



del espectro disminuye, hasta el punto de ser hasta 10 veces menor cuando el desfase es de 0.95π radianes. No es necesario que el desfase sea exactamente π radianes para que la sensación de cancelación sea notable, ya que a partir de los 0.7π radianes, la reducción empieza a apreciarse.

Para poder establecer un umbral de amplitud adecuado, conocer cómo se comportaría el sistema en un entorno de mayores dimensiones y cercano al real, y comprobar si los resultados de las pruebas de estabilidad se siguen dando si se modifica el entorno, se procede a realizar una segunda prueba en un entorno diferente. Para ello, se pasa a instalar el sistema sobre un cristal de 1×2.5 m y 2 cm de grosor. El montaje no cambia respecto al mostrado en la Figura 6.20. A continuación, en la Figura 6.35 se muestra el montaje de una de estas pruebas:

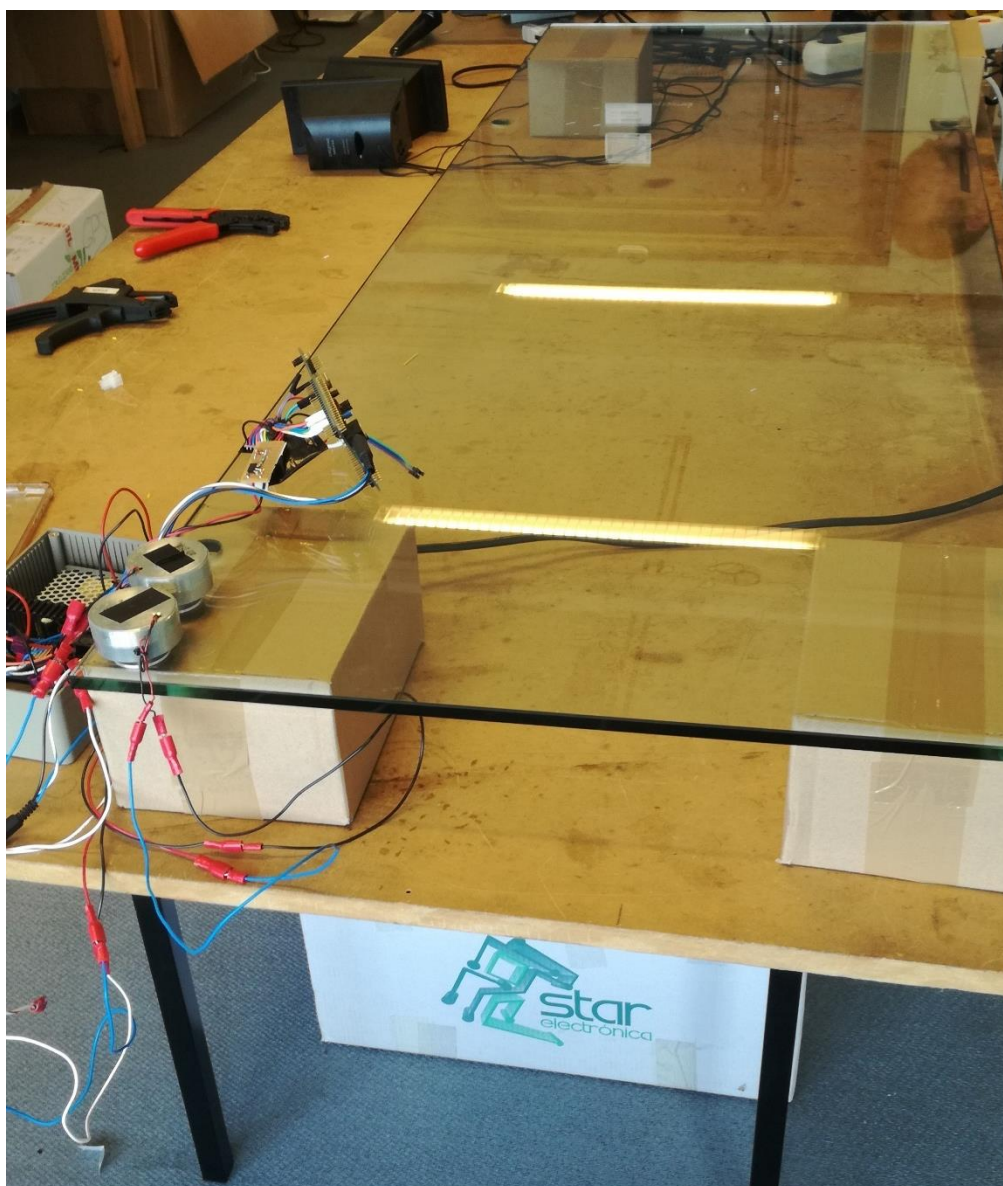


Figura 6.35 Montaje de la segunda prueba del sistema de cancelación



Para tener una idea de cómo se comporta el sistema en funcionamiento en el nuevo entorno, se han simulado en Matlab⁵ diferentes escenarios de funcionamiento en los que se ve la progresión que va sucediéndose en la intensidad de la vibración sobre el cristal a medida que el sistema va adaptando la fase hasta conseguir una cancelación prácticamente total.

La simulación se ha obtenido para una situación del altavoz en $X = 2.5$ m $Y = 1$ m, que es la situación que se muestra en el montaje de pruebas de la Figura 6.35. Los resultados pueden verse a continuación en la Figura 6.36, Figura 6.37, Figura 6.38, Figura 6.39 y Figura 6.40:

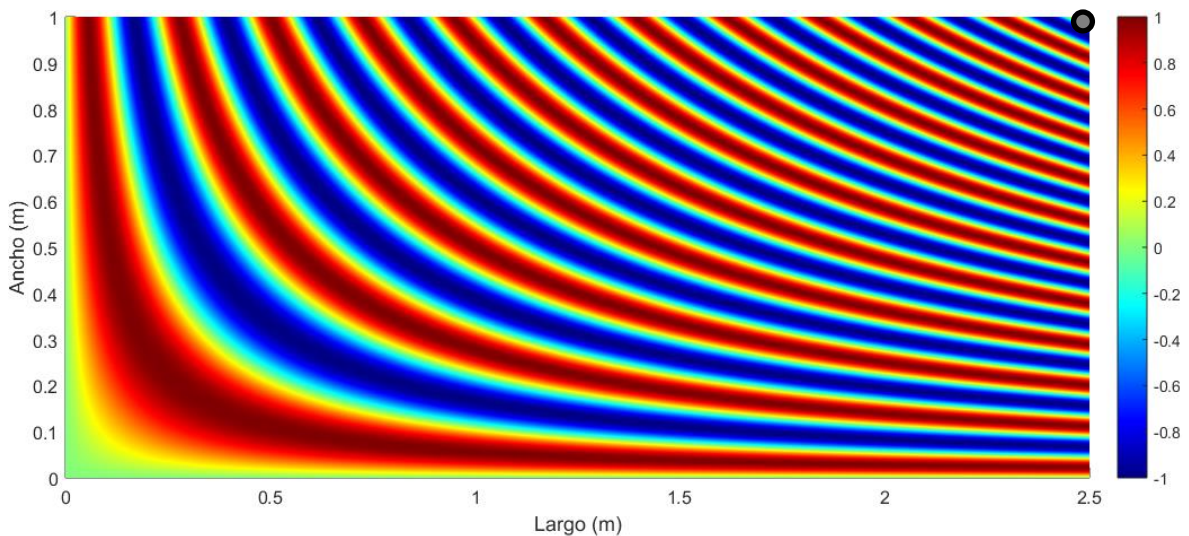


Figura 6.36 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada cuando no hay onda emitida

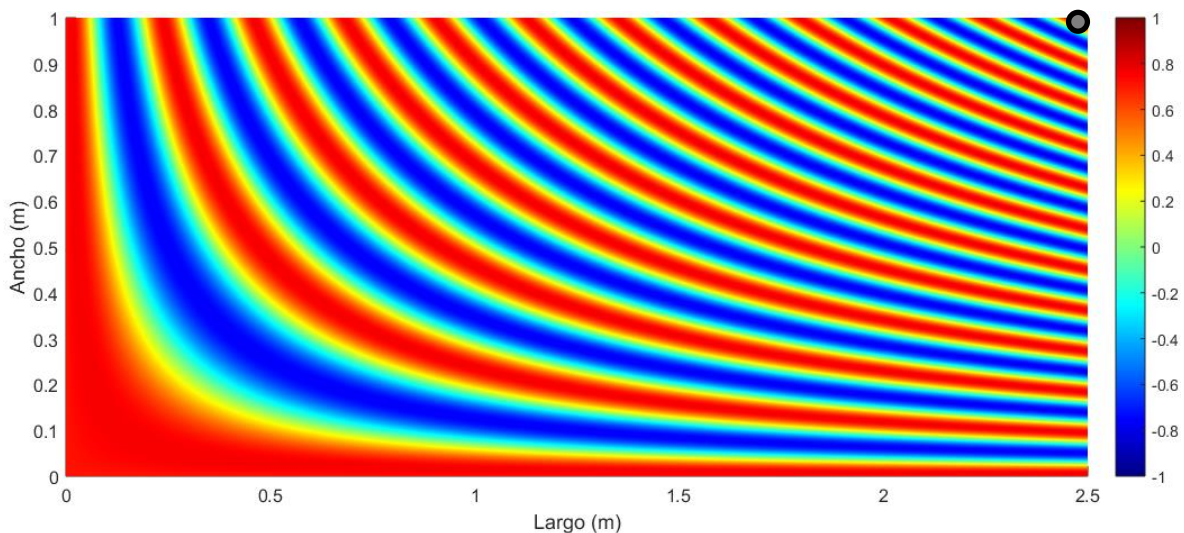
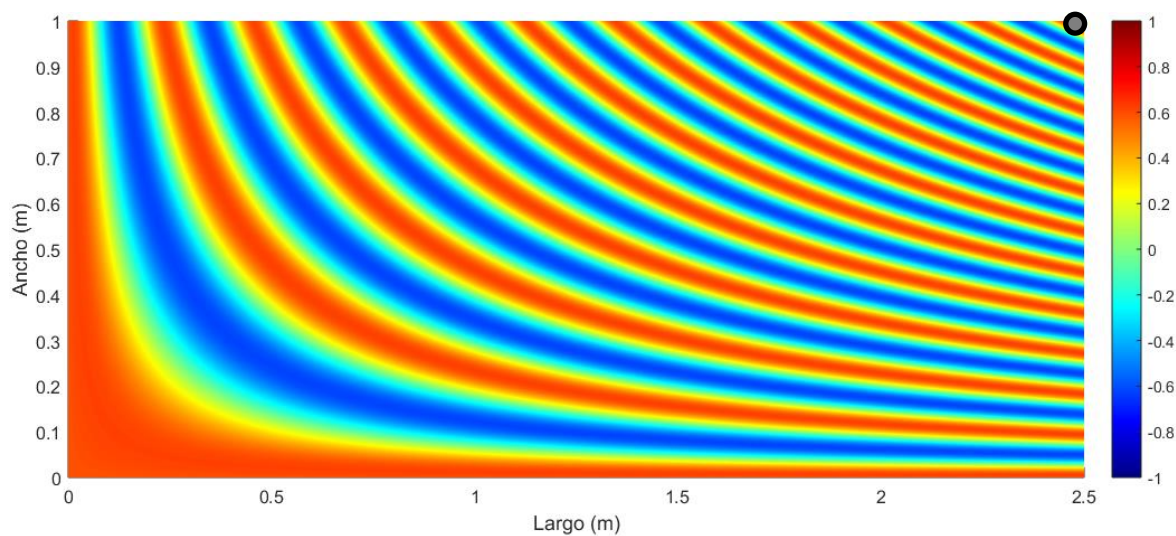
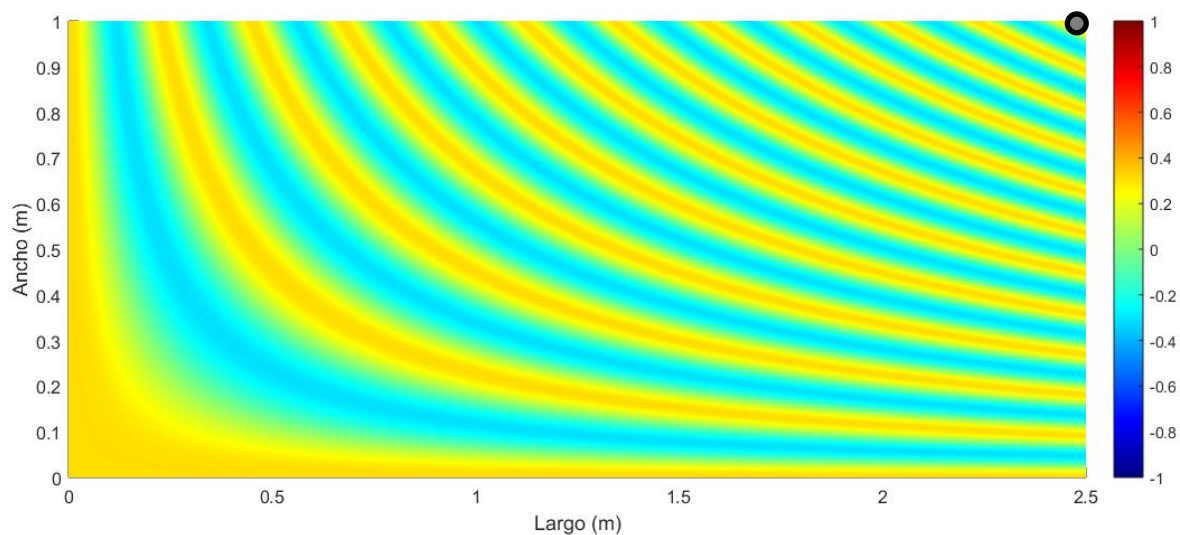
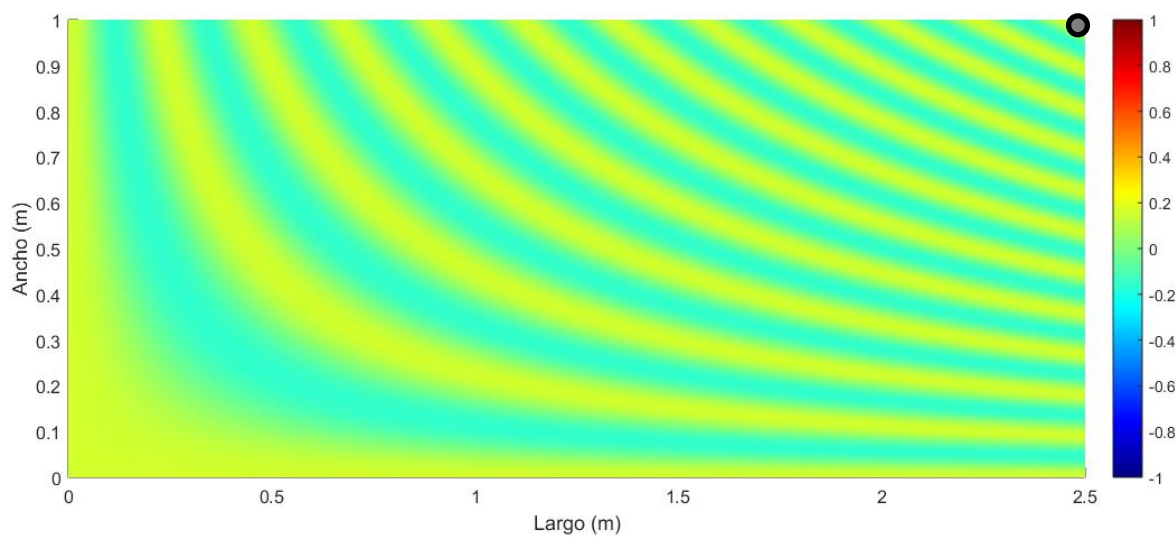


Figura 6.37 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada con $\theta = 0.75\pi$ rad

Figura 6.38 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada con $\theta = 0.8\pi$ radFigura 6.39 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada con $\theta = 0.9\pi$ radFigura 6.40 Intensidad de vibración (aceleración) normalizada con $\theta = 0.95\pi$ rad



Como puede verse en las anteriores ilustraciones, el comportamiento ideal del sistema sobre el nuevo entorno es el esperado: a medida que la fase se va acercando a π rad, la suma resultante va haciéndose más pequeña, y la intensidad de vibración va bajando con ella. Por tanto, para que el sistema se enganche en contrafase y permanezca en ese estado todo el tiempo, será necesario establecer un umbral de vibración real, en el que la aceleración no supere un valor determinado y se tenga un escenario similar al de la Figura 6.40.

Como se indica en el epígrafe 6.4.7.- el valor del umbral que determina si la cancelación es efectiva y si es necesario afinar la frecuencia y la fase puede establecerse de acuerdo con estas pruebas, cuando el máximo del espectro de las muestras de la onda combinada sea 10 veces menor que el de la onda que se desea cancelar, la cancelación se considerará efectiva. Por tanto:

$$a_{umbral} = \frac{a_{RX}}{10}$$

Como al inicio de cada ciclo se reciben muestras de la onda que se desea cancelar con la transmisión interrumpida, se puede calcular el máximo tras la obtención, con la función de máximo de un vector $max()^2$ que ofrece ARM. El umbral será este valor dividido entre 10. No obstante, el establecimiento del umbral de amplitud de onda recibida es un parámetro variable que puede dejarse abierto a ser modificado en otras pruebas futuras.

En síntesis, existen dos escenarios posibles para los que la onda resultante no resulta ser una onda cancelada, sino que es una onda a una amplitud considerable e incluso a veces, superior a la que se recibe:

1. La frecuencia calculada es diferente a la de la onda recibida: La onda se encuentra en ciertos instantes en fase y en otros en contrafase, por lo que la sensación de cancelación es momentánea, y varía según la diferencia de frecuencia entre ambas ondas, sumándose en fase y en contrafase cada el periodo de tiempo que marque la diferencia entre ambas.

2. La fase calculada no está π radianes desfasada de la fase de la onda recibida: La onda será estable en frecuencia, pero la amplitud no será 0, y se tendrán los escenarios mostrados en la Figura 6.27. La onda resultante tendrá menos amplitud que la recibida a partir de los $\pi/2$ radianes y hasta los $-\pi/2$ radianes de desfase, y tendrá más amplitud desde los 0 radianes hasta los $\pm \pi/2$ radianes de desfase.



7.- CONCLUSIONES

De la realización de este proyecto se han obtenido algunas conclusiones que pasan a detallarse a continuación:

La frecuencia de muestreo en un sistema digital es una variable limitante que fija la frecuencia máxima que se puede obtener mediante el análisis del espectro de las señales entrantes, cumpliendo con el teorema de Nyquist. La aplicación de este teorema es directa y muy sencilla en la práctica, puesto que solamente hay que limitar la frecuencia máxima que se quiere analizar a la mitad de la frecuencia de muestreo. Además, cuando se cumple este hecho, el número de muestras que se toman es tal, que es posible recuperar totalmente cualquier señal analógica original sin pérdida de información mediante la interpolación de funciones.

La transformada de Fourier discreta es una operación que presenta una complejidad computacional directamente proporcional al número de muestras que se quieran transformar. Concretamente, su orden de complejidad es lineal-logarítmico $O(n \cdot \log n)$. Esto es así porque se trata de una operación de N sumas, en la que va implicada una operación de multiplicación por una exponencial. Por tanto, a mayor número de muestras, mayor será el tiempo de computación de la operación de transformada, aumentando el tiempo total de adaptabilidad del sistema.

La programación encapsulada en máquinas de estado forma un árbol que ejecuta el código por pasos y de manera eficiente, sin que exista bloqueo en ninguno de los estados de las máquinas: una máquina principal llama a otras sub-máquinas encargadas de realizar las acciones definidas en cada uno de sus estados. Cuando las acciones se acaban, se completa un ciclo y la máquina principal vuelve al primer estado. En caso de error en alguno de sus estados, la máquina principal dispone de un estado que se encarga de la gestión de estos, para que se cambien las variables oportunas y se vuelva al estado de funcionamiento normal del programa.

La adaptabilidad de un sistema ante cambios en sus señales de entrada es una mejora que dota de flexibilidad y de precisión al sistema: flexibilidad porque permite que el sistema cambie si lo hace alguna de sus entradas, y precisión porque cambia la salida tomando como referencia la diferencia entre señales, es decir, si la diferencia es grande va cambiando, y a medida que esa diferencia decrece, el cambio también es menor.

Los errores de amplitud, frecuencia y fase que se producen con el paso de la señal por los diferentes dispositivos del sistema son variables que no se puede acotar, ni mucho menos eliminar. Al principio del proyecto, cuando se estaba diseñando el software, los errores no estaban siendo contemplados como algo crítico, pero con el paso de las etapas y el inicio de las pruebas, éstos pasaron a un primer plano. Y como se ha mencionado, no se pueden acotar



ni eliminar, la única opción pasa por hacer un diseño que sea capaz de contrarrestar o minimizar de manera autónoma los errores que él mismo produce, con realimentación de información y adaptabilidad de las variables que intervienen en el sistema.

Las frecuencias más bajas son las que producen un mayor desplazamiento mecánico del material en el que inciden, pero tienen una intensidad sonora más baja. Las frecuencias medias y altas producen menores vibraciones en el material, pero tienen una intensidad sonora más alta, puesto que el oído humano presenta mayor sensibilidad para ellas. Si se atenúan las componentes fundamentales del ruido tonal, los armónicos de orden superior también se atenuarán y no serán necesarios más dispositivos emisores que se encarguen específicamente de cancelar estos armónicos superiores.

La estabilidad del sistema es otra parte crítica, y está relacionada con la parte hardware y con la parte software: dependiendo de la precisión y fiabilidad que presente el sistema de captación, la información de realimentación que recibe el sistema será más o menos fiable, y dependiendo de cómo esté implementada la programación, la estabilidad también se verá afectada. En ocasiones es necesario sacrificar velocidad de adaptación o subir el umbral de aceleración en favor de ganar estabilidad. Existe una relación de compromiso entre estas características que debería ser analizada para que el sistema que se diseñe sea lo más eficiente posible.



8.- LÍNEAS FUTURAS

Como continuación del trabajo de investigación realizado en este proyecto, algunas de las posibles líneas futuras que se podrían explorar son las siguientes:

Mejora de la cancelación mediante array de altavoces: con un solo altavoz, la cancelación es parcial, pero esto puede mejorarse aumentando el número de altavoces y formando un array. Existen varias formas de colocación de arrays que pueden hacer que la cancelación sea todavía más eficiente. Esta línea futura puede ser explorada consultando el trabajo de la referencia [14], en el que se simulan varios escenarios en Matlab con diferentes formatos de arrays sobre una superficie.

Reducción del tiempo de adaptación de la frecuencia y fase de la señal emitida: el uso de una placa de desarrollo o microprocesador de características superiores podría reducir tiempos de adaptación y retardos de transmisión. La utilización de otras arquitecturas que utilicen otros lenguajes que aligeren la memoria en el programa podría también suponer reducciones en los tiempos de ejecución.

Incorporación de sistema de cancelación de ruido blanco añadido a la cancelación acústica, por medio de un filtro con algoritmo adaptativo en estructura feedback o feedforward: como se indicaba al inicio, este proyecto no consistía en un sistema de cancelación de ruido blanco, sino de ruido tonal. Por lo que si se desea un sistema que incorpore también la cancelación de ruido blanco podría añadirse al sistema un algoritmo adaptativo y filtro de ruido blanco para reducir el ruido que va combinado con la vibración de los cristales, y así reducir aún más la sensación de cancelación.

Incorporación de sistema de cancelación múltiple de armónicos: los armónicos superiores pueden ser reducidos aún más si se incorporan más salidas a altavoces que emitan a frecuencias múltiplo de la frecuencia recibida. Para ello sería necesario el cambio de hardware que permita la transmisión en modo no bloqueantes de varias ondas y probablemente también un cambio de software que analice el estado de todas las frecuencias que se desean cancelar.



9.- BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. M. Olivares, «Ingeniería Avanzada para Sistemas de Control de Ruido Acústico mediante Técnicas Adaptativas» ETSI Telecomunicación, España, 1998.
- [2] A. O. Pizarro y E. Romero Aguirre, «Implementación de un control activo de ruido acústico de baja frecuencia en el DSP TMS320C50 utilizando un filtro adaptable en configuración Feedback» IMPULSO Revista, México, 2005.
- [3] P. B. J. Eduardo y P. Mauricio, «Aplicación de control activo de ruido para protectores auditivos industriales» Universidad de San Buenaventura, Colombia, 2010.
- [4] P. Cobo, T. Bravo, M. Cuesta, C. Ranz y M. Sigüero, «Control Activo del Ruido» *Revista de Acústica*, vol. XXXI, 2000.
- [5] D. G. Rubio, «Cancelación Activa de Ruido utilizando el Kit TMS320C5515 EZDSP» 2015.
- [6] E. M. Gomez, «Cancelación Activa de Ruido en audífonos» Bogotá D.C., 2007.
- [7] R. G. Ayestarán, Teoría de muestreo, Procesado de Señal, Universidad de Oviedo, 2015.
- [8] L. Budde y M. R. Zannier, «Auriculares con control activo de ruido».
- [9] ITU, «The Radio Regulation Edition 2016» de *World Radiocommunication Conference*, Genova, 1995.
- [10] M. F. García, Umbrales de audición, Televisión y Radiodifusión, Universidad de Oviedo, 2016.
- [11] U. e. I. d. G. V. Departamento de Educación, «Portal de aprendizaje Permanente del Gobierno Vasco» [Disponible online]. Available link: <https://www.hiru.eus/es/fisica/propagacion-de-vibraciones-ondas-mecanicas>.
- [12] P. Semiconductors, «The I2C Bus Specification, Version 2.1». Países Bajos Enero 2000.



- [13] M. Inc, «SPI Block Guide, Version 3.06». Chicago, EEUU Febrero 2003.
- [14] A. C. Morcillo, Control Activo de Ruido mediante técnicas de Wave Field Synthesis, Universidad Politécnica de Valencia, 2014.

¹ R es un entorno y lenguaje de programación matemático libre que se distribuye bajo la licencia GNU GPL. Proporciona multitud de herramientas estadísticas, gráficas y analíticas para el tratamiento y procesado de conjuntos de datos almacenados en ficheros.

² La función *max()* que incorpora el lenguaje C entrega en su salida los índices o posiciones de los máximos relativos de un vector de muestras.

³ La función *make16(h, l)* que incorporan los lenguajes C y C++ concatena los bits de dos vectores de 8 bits de tamaño y genera como salida un vector de 16 bits de tamaño con los vectores de entrada concatenados según el orden que se indica en los argumentos de entrada: h – byte alto, l – byte bajo

⁴ La función *FFT()* es una función implementada que realiza la transformada de Fourier discreta de las muestras de un vector pasado como argumento, y entrega a su salida un vector del mismo tamaño encuadrado en una frecuencia entre 0 y F_s .

⁵ Matlab es una herramienta de software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M). Está disponible para las plataformas Unix, Windows, Mac OS X y GNU/Linux.