

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE GANDIA
Grado en Ing. Sist. de Telecom., Sonido e Imagen



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



ESCUELA POLITÉCNICA
SUPERIOR DE GANDIA

“Desarrollo de un emisor de
ultrasonidos para posicionar el
telescopios de neutrinos KM3Net”

TRABAJO FINAL DE GRADO

Autor:

Carlos David Llorens Alvarez

Director/es:

Dr. Miguel Ardid Ramírez

Dr. Tomás Sogorb Devesa

GANDIA, 2011

Desarrollo de un emisor de ultrasonidos para posicionar el telescopios de neutrinos KM3Net

Autor: Carlos David Llorens Alvarez

Director 1: Dr. Miguel Ardid Ramírez

Director 2: Dr. Tomás Sogorb Devesa

Resumen — Recientemente se están empezando a desarrollar los telescopios de neutrinos, el objetivo principal de dichos telescopios es el de detectar flujos de neutrinos provenientes de eventos cósmicos de gran energía. Para lograr detectar dichos neutrinos y poder calcular su procedencia es necesario implementar *arrays* de foto-multiplicadores de gran tamaño en un medio transparente a gran profundidad (por ejemplo en el mar). Para que la información de dicho *array* sea válida es necesario conocer en todo momento la posición de dichos foto-multiplicadores. Es en este punto donde surge la necesidad de desarrollar un sistema de posicionamiento acústico. En este proyecto se trata el desarrollo de un emisor de ultrasonidos potente y versátil que sirva para dicho propósito. Para ello se han desarrollado una serie de prototipos para intentar alcanzar el objetivo de la forma más eficiente y con la precisión requerida (del orden del cm sobre distancias del orden del km). Básicamente, el prototipo debe de ser capaz de generar una señal “de casi 800 vpp” arbitraria comprendida entre 20 y 40 Khz al recibir una señal de *trigger* y todo ello con un consumo muy bajo, menor de 1W

Abstract — Recently, underwater neutrino telescopes are being developed. The main objective of these telescopes is to detect neutrino fluxes from high-energy cosmic events. To detect these neutrinos and observe its origin, it is necessary to implement arrays of photo-multipliers of large size in a transparent medium, such as deep-sea. To acquire valid information from this array we need to know the position of such photo-multipliers with a good accuracy. For this purpose, we need to develop an acoustic positioning system. This work is about the development of a versatile and powerful ultrasound emitter (transceiver) for this system. In order to do this, we have developed a series of prototypes, which basically is able to feed the acoustic transducer with arbitrary signals of almost 800 Vpp in the 20 - 40 kHz frequency range driven by a synchronous trigger signal, and all with a limited power consumption (less than 1 W).

Índice general

1. Introducción	1
1.1. ¿Que es un Neutrino?	1
1.2. Los Telescopios de Neutrinos	4
2. El sistema de posicionamiento acústico LBL¹	7
2.1. Cómo Funciona el LBL	7
2.2. Medición del tiempo de vuelo usando una señal MLS ²	9
2.3. Medición del tiempo de vuelo usando una senoidal	13
3. Requisitos de diseño para la SEB³	15
3.1. Diagrama de bloques básico de la SEB	16
4. El adaptador de impedancias	19
5. El almacenamiento de energía	23
6. El amplificador de potencia	29
7. El generador de señal	33
7.1. Generando una señal senoidal a partir de una señal cuadrada	33
7.2. Señal arbitraria usando la modulación PWM ⁴	35
7.3. El dispositivo <i>Motor Control</i> de microchip	36
8. Prototipo de la SEB	41
9. Pruebas de la SEB	43
9.1. Test en Catania para el prototipo NEMO	43

¹Long Baseline Acoustic Positioning System

²Maximum length sequence

³Sound Emission Board

⁴Modulación de ancho de pulso “Pulse Width Modulation”

9.2. Test conjunto con el IFIC ⁵ en la IL011 ⁶ de Antares	45
10. Conclusiones y Trabajo Futuro	47

⁵Instituto de Física Corpuscular del CSIC

⁶Instrumentation Line 011 de Antares

Índice de figuras

1.1.	Producción de partículas debida a interacción de rayos cósmicos.	2
1.2.	Esquema de interacción distintas partículas.	3
1.3.	Esquema <i>array</i> Ice-cube.	5
1.4.	Representación del <i>array</i> de Antares.	5
2.1.	Ejemplo de un sistema de posicionamiento LBL [10].	8
2.2.	Ejemplo de cálculo de posicionamiento sin <i>trigger</i>	9
2.3.	Señal MLS de orden 10 pregrabada dentro de la SEB.	10
2.4.	En la foto se puede observar el TEST en una piscina con el transductor FFR ⁷ y el hidrófono situado a 10cm.	11
2.5.	Retardo electrónico introducido por la SEB.	12
2.6.	Máximo de la correlación con una distancia entre emisor y receptor de 10cm.	12
2.7.	Seno muestreado a 200Khz “azul” y después interpolado x4 “rojo”.	14
2.8.	Seno muestreado a 200Khz “*” y seno adaptado a las muestras “azul”.	14
3.1.	Diagrama de bloques básico de la SEB.	17
4.1.	Impedancia del Transductor FFR.	19
4.2.	Impedancia del Transductor FFR esperada en el primario del transformador.	20
5.1.	Circuito equivalente de un condensador electrolítico.	24
5.2.	Detalle de la parte inferior de la SEB con los condensadores de Tantalio.	25
5.3.	Nueva placa con 100 condensadores de tantalio $C=22\text{mF}$ $\text{ESR}^8=1\text{m}\Omega$	25
5.4.	Herramienta de VISHAY para el cálculo de la esperanza de vida de los condensadores.	27

⁷Transductor Free Flooded Ring de Sensor Technology

⁸Equivalent series resistance

6.1.	Esquema de un puente en H para poder atacar a la carga con modulación ternaria.	30
6.2.	Esquemático de la parte de potencia de la SEB.	31
7.1.	Señal senoidal filtrando pasobajo una señal cuadrada de la misma frecuencia.	34
7.2.	Si aplicamos deslizamiento de fase podemos variar la amplitud de los armónicos.	34
7.3.	Suma de dos senos de igual amplitud pero uno de 30KHz y el otro de 35Khz.	35
7.4.	Señal Moduladora 30Khz y señales triangulares de 1,25Mhz . . .	36
7.5.	Señal Modulada "PWM" de una señal senoidal de 30Khz y una moduladora de 1,25Mhz	37
7.6.	Señal PWM filtrada	37
7.7.	Funcionamiento <i>Normal Run</i> del dispositivo motor control en el que se comporta como una modulación con un diente de sierra. . .	38
7.8.	Funcionamiento <i>Up/Down</i> del dispositivo motor control en el que se comporta como una modulación con una triangular.	39
8.1.	Esquemático de la parte de control de la SEB.	42
9.1.	gráfica de presión recibida con el hidrófono calibrado RESON y emitidas con la SEB y el FFR.	44
9.2.	La SEB conectada y funcionando junto con el resto de la electrónica del test NEMO.	44
9.3.	La SEB montada en el bastidor que hay dentro del recipiente del Laser del IFIC.	45
9.4.	El recipiente del Laser del IFIC y el transductor FFR montados en el ancla de la IL011 de Antares.	46

Lista de Acrónimos

SEB	Sound Emission Board	41
FFR	Transductor Free Flooded Ring de Sensor Technology	43
PWM	Modulación de ancho de pulso “Pulse Width Modulation”	33
IFIC	Instituto de Física Corpuscular del CSIC	45
IL011	Instrumentation Line 011 de Antares	45
LBL	Long Baseline Acoustic Positioning System	7
SBL	Short Baseline Acoustic Positioning System	7
USBL	Ultra-short Baseline Acoustic Positioning System	7
GPS	Global Positioning System	8
INFN	Istituto Nazionale di Fisica Nucleare	13
LNS	Laboratori Nazionali del Sud	43
MLS	Maximum length sequence	33
MATLAB	MATrix LABoratory Software de MathWorks	11
EMI	ElectroMagnetic Interference	32
ESR	Equivalent series resistance	30
ESL	Equivalent series inductance	24
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor - Field Effect Transistor	29
LVDS	Low Voltage Differential Signaling	41
ADC	Analog to Digital Converter	42
CPPM	Marseilles Centre for particle physics	45
SPI	Serial to Parallel Interface	41

Capítulo 1

Introducción

En esta introducción vamos a intentar explicar la motivación que ha impulsado el siguiente proyecto, que está relacionada con el telescopio de neutrinos submarino KM3NeT. Como idea global es necesario entender que un telescopio de neutrinos submarino es un *array* de fotomultiplicadores de un kilómetro cubico que estará sumergido, a más de 2000 metros, en el fondo marino. Y como todo *array* de receptores es necesario conocer en todo momento la posición absoluta de todos los elementos para poder así obtener datos coherentes y precisos. La idea básica para posicionar el *array* de foto-detectores es usar una serie de hidrófonos dispuestos por la estructura para poder medir el tiempo de vuelo entre nuestros emisores y dichos hidrófonos y así poder estimar la distancia. Este proyecto trata sobre el desarrollo del emisor de ultrasonidos que pretendemos usar para poder medir los tiempos de vuelo y así poder calcular la posición de los fotomultiplicadores en el telescopio de neutrinos KM3NeT. A continuación vamos a dar una serie de conceptos teóricos que creemos necesarios para entender que es y cómo funciona un telescopio de neutrinos 1.1 y 1.2.

1.1. ¿Que es un Neutrino?

Antes de entrar en las particularidades de funcionamiento y objetivos de un telescopio de neutrinos [3], se debe conocer algunas características de esta partícula. Los neutrinos son partículas elementales con carga neutra, de tipo fermiónico (una partícula se clasifica como fermión cuando posee un spín semi-entero). El neutrino fue propuesto por primera vez en 1930 por el físico austríaco Wolfgang Pauli, para verificar la conservación de energía y momento lineal en la desintegración β de los neutrones:

$$p \rightarrow n + e^+ + \nu_e \quad (1.1)$$

Pauli postuló que tanto la masa como la energía se conservarían si una “hipotética” partícula, denominada neutrino, participase en la desintegración incorporando las cantidades perdidas. Esta partícula no debería tener masa, ni carga, no ser sensible a la interacción fuerte, y tener una sección eficaz ínfima $\sigma \sim 10^{-44} \text{cm}^2$. Existen tres tipos de neutrinos asociados a las tres familias leptónicas existentes, neutrino electrónico (V_e), neutrino muónico (V_μ) y neutrino tauónico (V_τ), además de sus respectivas antipartículas ($\bar{V}_e, \bar{V}_\mu, \bar{V}_\tau$). La generación de neutrinos puede deberse a diferentes procesos, algunos de origen natural como los procesos de desintegración en el núcleo solar, rayos cósmicos... y otros de origen artificial como los neutrinos generados en los reactores de las centrales nucleares. Se estima que el sol emite $2 \cdot 10^{38}$ neutrinos por segundo, de los cuáles la Tierra recibe $4 \cdot 10^{10}$ por segundo y por cm^2 . Los rayos cósmicos son también una importante fuente de neutrinos. El término rayo cósmico es utilizado para referirse a la radiación de alta energía que llega a la tierra desde el espacio. Los rayos cósmicos están compuestos en un 90 % por protones (núcleos de hidrógeno) y en un 9 % de partículas α (se denomina partícula alfa al núcleo de Helio, está constituido por dos protones y dos neutrones).

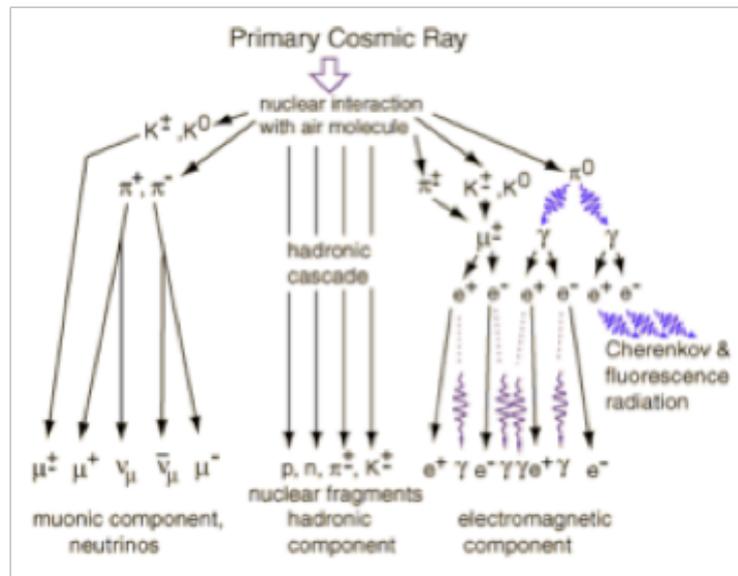


Figura 1.1: Producción de partículas debida a interacción de rayos cósmicos.

Cuando un núcleo primario colisiona con un átomo atmosférico, se genera un proceso de cascada por el cual parte de la energía que entra en juego en la reacción se transforma en materia, originándose nuevas partículas. Entre las partículas secundarias generadas se encuentran los piones (π^+, π^-) que se desintegran en muones (μ^+, μ^-) y neutrinos ($\bar{\nu}_\mu, \nu_\mu$). La fuente de neutrinos “artificial” más im-

portante es el reactor de una central nuclear. Durante el proceso de fisión nuclear del combustible utilizado (suele utilizarse U-238 con una parte entre 3,5 % hasta 4,5 % de U-235, es lo que se conoce como Uranio enriquecido, o plutonio-239) se produce la división de un núcleo en dos o más núcleos además de partículas α , β y γ . Una central nuclear puede llegar a emitir $5 \cdot 10^{20}$ neutrinos por segundo. También el propio cuerpo humano puede ser considerado como una fuente de neutrinos, ya que contiene cerca de 20 miligramos de K-40, un 11.2 % decae a Ar-40 mediante captura electrónica y posterior emisión de un positrón, mientras que el 88.8 % restante pasa a ser Ca-40 mediante desintegración β . Nuestro cuerpo puede llegar a emitir 340 millones de neutrinos por día. Para finalizar, con la introducción de las características generales de esta partícula, se va a comentar brevemente porque es interesante la detección de neutrinos frente a la detección de otras partículas que también provienen del espacio exterior. Como ya se ha dicho los neutrinos son partículas que poseen una pequeña probabilidad de interactuar con la materia, esto genera grandes dificultades y representa un desafío importante a la hora de construir infraestructuras que posibiliten su detección. Sin embargo, que el neutrino sea una partícula tan elusiva ofrece algunas ventajas. Como se observa en la figura 1.1, en los procesos nucleares estelares se generan partículas cargadas, núcleos, fotones, neutrinos entre otras partículas. Las partículas cargadas sufren desviaciones en sus trayectorias debido a la presencia de campos magnéticos, los fotones pueden ser absorbidos por la materia, pero los neutrinos que llegan a la tierra no han interactuado, ni han sufrido desviaciones lo que implica que nos ofrecen información acerca de la dirección de la fuente que los ha generado y nos permiten “observar” procesos en ambientes densos donde los campos gravitatorios, electromagnéticos, son muy intensos. De manera que, se puede concluir, que pese a la dificultad que ofrecen para ser detectados, los neutrinos son buenas partículas “mensajeras” en cuanto a la información que nos ofrecen.

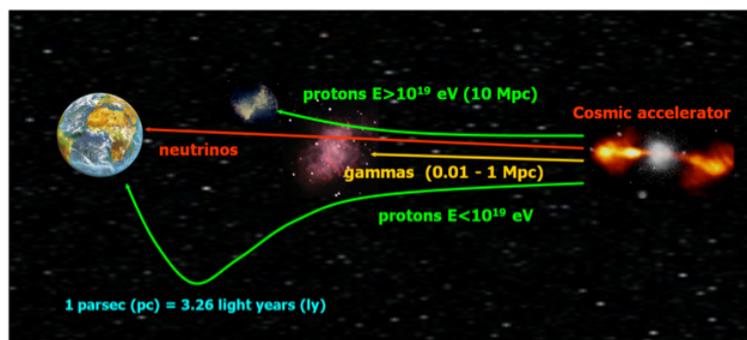


Figura 1.2: Esquema de interacción distintas partículas.

1.2. Los Telescopios de Neutrinos

Una vez se conocen las características generales de un neutrino y por qué resulta interesante su detección, se van a introducir las posibles vías de detección posibles [3].

Un telescopio de neutrinos es un dispositivo diseñado para llevar a cabo la detección de aquellas partículas generadas por la interacción de los neutrinos con la materia.

La mayoría de telescopios de neutrinos que actualmente están contruidos, o se encuentran en su etapa de diseño, poseen algunas características comunes. Debido a que el neutrino posee una pequeña probabilidad de interacción con la materia, se necesitan detectores con un gran volumen de detección efectivo así como un sistema de detección óptica muy sensible, que permita la detección, y posterior amplificación, de la señal óptica generada por la partícula que interacciona con la materia, debido a que es muy débil. A causa de la poca señal que deja a su paso una partícula que emite luz de Cerenkov, se debe de cuidar la relación señal ruido en el detector. Las fuentes de ruido usuales en este tipo de dispositivos son las cascadas de partículas elementales producidas por los rayos cósmicos, que colisionan con la atmósfera, las partículas que se producen por decaimiento radiactivo y los posibles isótopos radiactivos presentes en las cercanías del detector. Es por esto, que la mayoría de telescopios de neutrinos deben poseer un cierto “blindaje” ante estas fuentes de ruido. Debido al gran volumen que se necesita para realizar la detección y teniendo en cuenta la atenuación de la luz en agua o hielo se hace necesario que exista un gran número de foto-multiplicadores.

La mayor parte de telescopios de neutrinos están contruidos bajo el agua o el hielo, debido a que en ambos medios las partículas generadas por los neutrinos viajan a mayor velocidad que la de la luz generándose la emisión de luz. Por ejemplo, el experimento IceCube situado en el polo sur, está actualmente en proceso de construcción y, consta de 70 líneas dispuestas de manera vertical que contarán con más de 4200 fotomultiplicadores enterrados en el hielo a una profundidad entre 1450 y 2450 metros, utilizando este medio como material detector. En la figura 1.3 se presenta un esquema del *array* de fotomultiplicadores diseñado para Ice-Cube.

Antares es el primer telescopio de neutrinos submarino. Se encuentra en el Mar Mediterráneo a 2500 m de profundidad a 40 km de la costa de Toulon (Francia). Éste ya está construido y en fase de explotación científica: toma de datos y análisis. En la figura 1.4 se puede observar una representación gráfica del detector y la disposición de las doce líneas que contienen los sensores ópticos

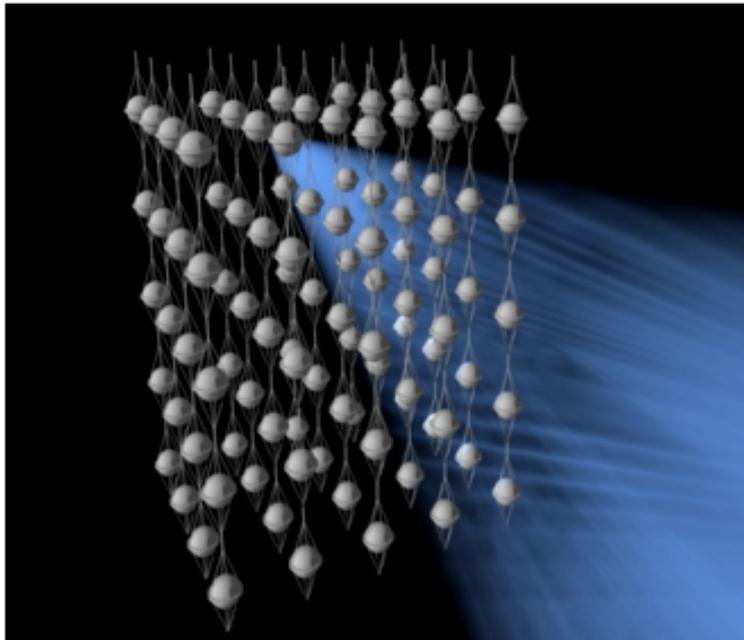


Figura 1.3: Esquema *array* Ice-cube.

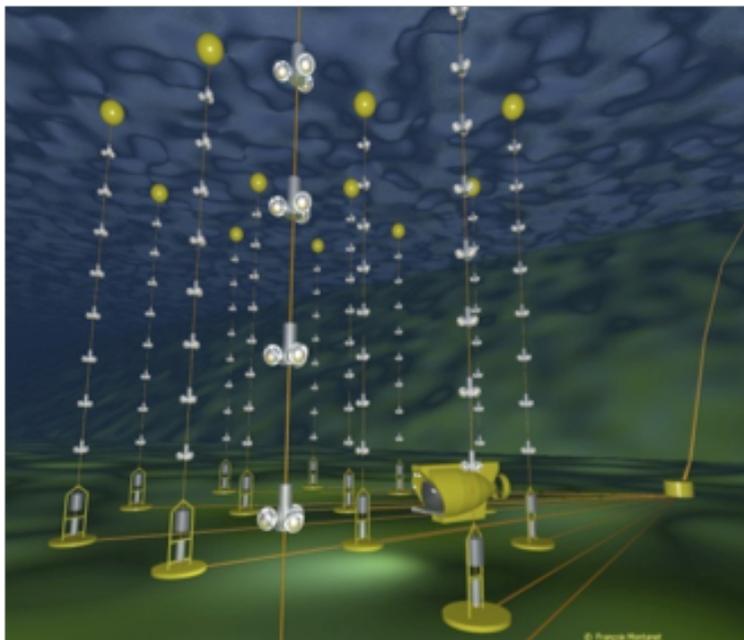


Figura 1.4: Representación del *array* de Antares.

Capítulo 2

El sistema de posicionamiento acústico LBL¹

Dado que un telescopio de neutrinos submarino es un gran *array* de fotomultiplicadores suspendidos de una gigantesca estructura flotando a 3Km bajo la superficie del mar, podemos dar por supuesto que la estructura se va a estar moviendo con las corrientes marinas. Y como en todo *array*, la detección de los eventos depende de la posición de los detectores. Por lo tanto, es imprescindible saber en todo momento la posición de dichos fotomultiplicadores. En Antares, que es el primer telescopio de neutrinos submarino que ha entrado en funcionamiento, ya se han probado diversos métodos de posicionamiento [4] como por ejemplo *tilt meters*, compases y un sistema acústico. Después de muchas pruebas, correlando la información de los diferentes sistemas de posicionamiento, ha quedado patente que el mejor y más preciso es el acústico, Y es por eso que hemos optado por diseñar este emisor para el sistema de posicionamiento de Km3Net.

2.1. Cómo Funciona el LBL

El sistema de posicionamiento acústico LBL pertenece a una de las tres grandes clases de sistemas de posicionamiento acústico submarino que se utilizan para el seguimiento de vehículos subacuáticos y buzos. Las otras dos clases son: el USBL² y el SBL³. El sistema LBL es el único que utiliza redes de emisores montados en el fondo marino como puntos de referencia para la navegación. La técnica LBL tiene una precisión de posicionamiento muy alta y la estabilidad de la posición es independiente de la profundidad del agua. Por lo general, la precisión

¹Long Baseline Acoustic Positioning System

²Ultra-short Baseline Acoustic Positioning System

³Short Baseline Acoustic Positioning System

es mejor de 1 metro y puede llegar a alcanzar unos pocos centímetros. El sistema LBL se emplea generalmente para trabajos de investigación bajo el agua, donde la precisión o la estabilidad de la posición basada en los sistemas de posicionamiento SBL o USBL no es suficiente.



Figura 2.1: Ejemplo de un sistema de posicionamiento LBL [10].

En la figura 2.1 se puede ver una aplicación típica de un sistema LBL. Este sistema necesita un mínimo de tres emisores de referencia (B, C y D) y las estaciones de buzo (A). Este sistema se basa en emplazar en posiciones conocidas del fondo marino una serie de emisores que emiten alternativamente (o simultáneamente si tienen algún sistema de modulación que lo permita) una secuencia conocida por el receptor. El receptor calculará su posición por triangulación, teniendo en cuenta la diferencia en el tiempo de llegada de las señales de cada uno de los emisores y un tiempo base igual para todos. Así, usando un algoritmo similar al del GPS⁴, podrá establecer su posición si conoce la posición de cada uno de los emisores que recibe. Otra posibilidad, que es la que se usa en los telescopios de neutrinos, es que exista una señal de *trigger* enviada por un medio con una velocidad de transmisión mucho mayor que la del agua (eléctrico, óptico) que indique a los emisores que deben emitir y al receptor en qué momento se ha realizado la emisión de la señal para que pueda medir el tiempo de vuelo con precisión.

Por ejemplo, en la figura 2.2 podemos ver un esquema de funcionamiento de un sistema de posicionamiento, similar al del GPS, en el que el receptor R no sabe en qué momento han salido las diferentes señales de los emisores y solo conoce la diferencia de recorrido que han seguido las señales con respecto a la que llegó primero, o lo que es lo mismo, conoce r_1 y r_2 .

⁴Global Positioning System

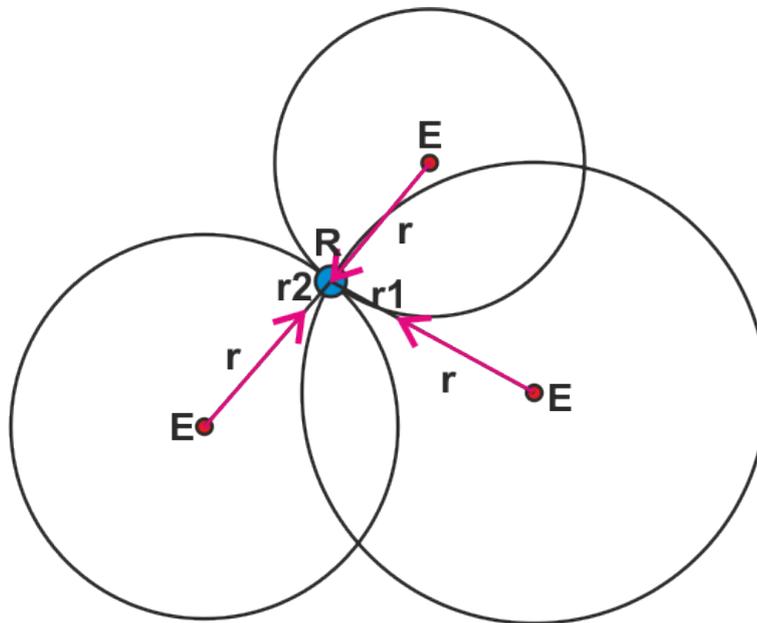


Figura 2.2: Ejemplo de cálculo de posicionamiento sin *trigger*.

La variable incógnita que tiene que averiguar el receptor es r . Para averiguar esta variable un posible sistema se basa en trazar círculos desde cada una de las posiciones conocidas de los emisores. Cada uno de esos círculos tiene de radio la variable r más su correspondiente distancia extra recorrida. Así, iremos incrementando iterativamente el tamaño de r hasta que los tres círculos tengan un punto de intersección común.

Con este método obtendremos las distancias recorridas por cada una de las señales emitidas por los emisores, aun no sabiendo cuando las señales han salido de los receptores, y así podremos calcular nuestra posición por triangulación. Obviamente, esta parte del algoritmo no es necesaria si tenemos acceso a una señal de *trigger*, que nos indique en qué momento las diferentes señales han salido de los emisores y, por lo tanto, así poder medir directamente el tiempo de vuelo total.

2.2. Medición del tiempo de vuelo usando una señal MLS⁵

Una buena forma de averiguar el tiempo de vuelo emitiendo desde todos los emisores al mismo tiempo es utilizar señales de espectro ancho fuertemente

⁵Maximum length sequence

incorreladas entre ellas, para después correlar la señal recibida por el receptor con cada una de las señales emitidas.

Este método se basa en que existen una serie de señales de espectro ancho, como por ejemplo la señal MLS, que están incorreladas entre ellas y con el resto de señales existentes, como por ejemplo el ruido de fondo, y que además presentan un espectro ancho y plano. Por ejemplo, en la figura 2.3 se puede observar el aspecto de una señal MLS de orden 10. Conforme podemos observar en la imagen es una señal de carácter binario, solo tiene dos estados 1 y -1, y podemos ver que también es de tiempo discreto. Esta señal tiene como una de sus características el tener un espectro plano en todo el ancho de banda digital, o sea, entre 0 y $0,5$ por fs. Lo que quiere decir, que si por ejemplo emitimos esta señal con una frecuencia de muestreo de 400Khz obtendremos una señal analógica que tendrá un espectro plano entre unos 200Hz y 200Khz aproximadamente. Esto es debido a que la frecuencia máxima a la que es válida la MLS analógica son $0,5 * f_s = 0,5 * 400\text{Khz} = 200\text{Khz}$. Y la mínima viene dada por la duración de la señal. En este caso ya que la MLS es de orden 10 y por ello tiene 1023 muestras y como además se emite a 400Khz , la duración de dicha señal sería de $1023/400\text{Khz} \approx 2,6\text{mS}$. Si durante este tiempo la señal estuviese todo el tiempo a 1 eso equivaldría a medio ciclo de la frecuencia mínima. O lo que es lo mismo la frecuencia mínima sería igual a $1/(2,6\text{mS} * 2) \approx 200\text{Hz}$.

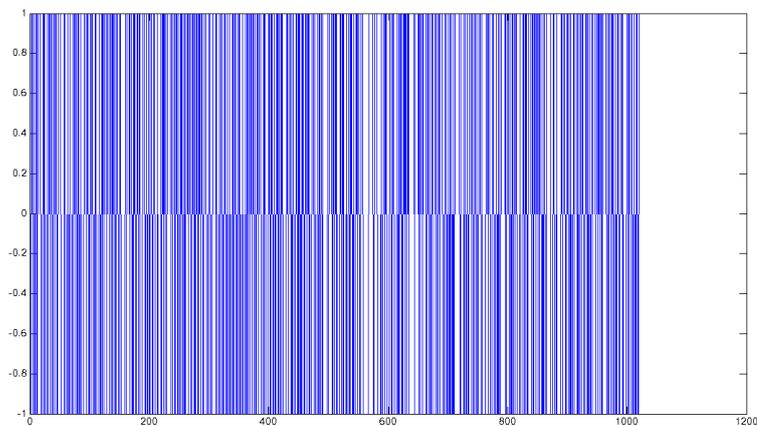


Figura 2.3: Señal MLS de orden 10 pregrabada dentro de la SEB.

Con la intención de probar si podemos utilizar esta técnica con nuestro sistema se ha realizado una prueba en el laboratorio. Esta prueba servirá para probar si podemos medir una distancia con la SEB⁶ y el transductor FFR⁷ usando la señal MLS. En la Figura 2.4 se puede observar como se ha situado en una piscina el

⁶Sound Emission Board

⁷Transducer Free Flooded Ring de Sensor Technology

2.2. MEDICIÓN DEL TIEMPO DE VUELO USANDO UNA SEÑAL MLS 11

transductor y el hidrófono a unos 10cm de distancia. Hemos decidido realizar el test a esta distancia para minimizar el efecto de las reflexiones de la piscina.

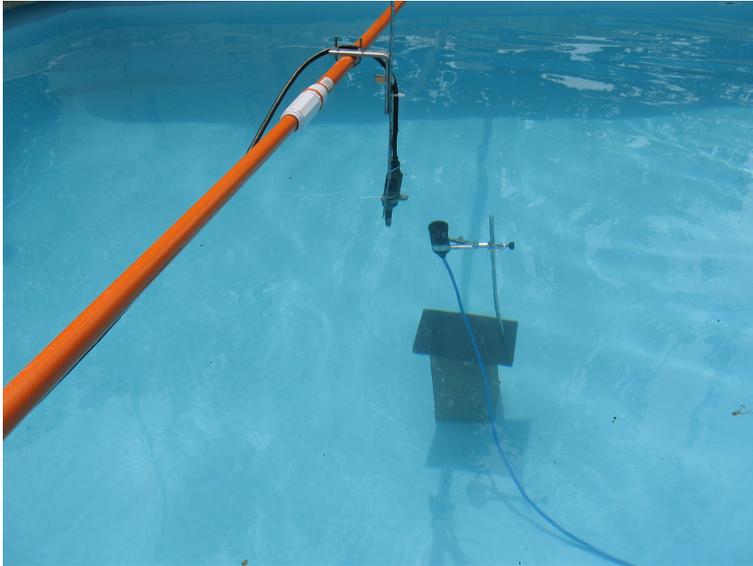


Figura 2.4: En la foto se puede observar el TEST en una piscina con el transductor FFR y el hidrófono situado a 10cm.

Una vez situado el FFR y el hidrófono efectuamos una emisión de la MLS y registramos con una tarjeta captadora tanto la señal eléctrica con la que excitamos el FFR como la señal recogida por el hidrófono. El inicio de la grabación de las señales ha sido sincronizado usando la misma señal de *trigger* que empleamos para la emisión. En la figura 2.5 podemos observar un pequeño fragmento del inicio de las señales registradas por la tarjeta captadora (azul para la señal eléctrica y rojo para la señal recibida por el hidrófono). Se ha seleccionado este fragmento porque en él se puede observar el retardo eléctrico debido a los componentes electrónicos de la parte de potencia de la SEB. También podemos observar en la misma imagen como tenemos un poco de señal que se nos cuela en el receptor antes de que llegue la señal acústica, esto es debido a que tenemos algo de acoplo electromagnético entre la SEB y el hidrófono. Conforme podemos observar en la figura el retardo eléctrico ronda los $5\mu S$.

El siguiente paso consiste en calcular la correlación cruzada de la señal recibida con la MLS que hemos emitido. La correlación cruzada [9] se usa para medir la similitud entre dos señales, y se define en el dominio discreto conforme a la ecuación 2.1. En la figura 2.6 se muestra un detalle de la correlación realizada en MATLAB⁸ en el que se aprecia el tiempo desde el centro de la correlación (que se

⁸MATrix LABoratory Software de MathWorks

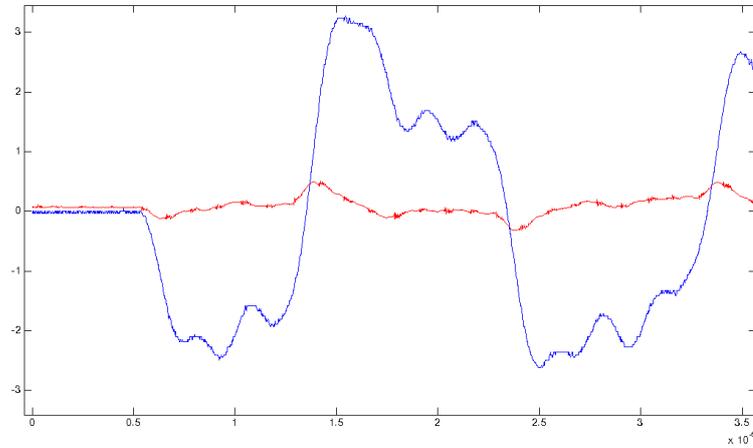


Figura 2.5: Retardo electrónico introducido por la SEB.

ha recortado para que sea el origen) y el pico máximo de correlación. También se puede observar en la misma imagen un pico más pequeño que llega aproximadamente a los $5\mu S$ y que es debido a la interferencia electromagnética introducida por la SEB.

$$(f \star g)[n] \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{m=-\infty}^{\infty} f^*[m] g[n + m]. \quad (2.1)$$

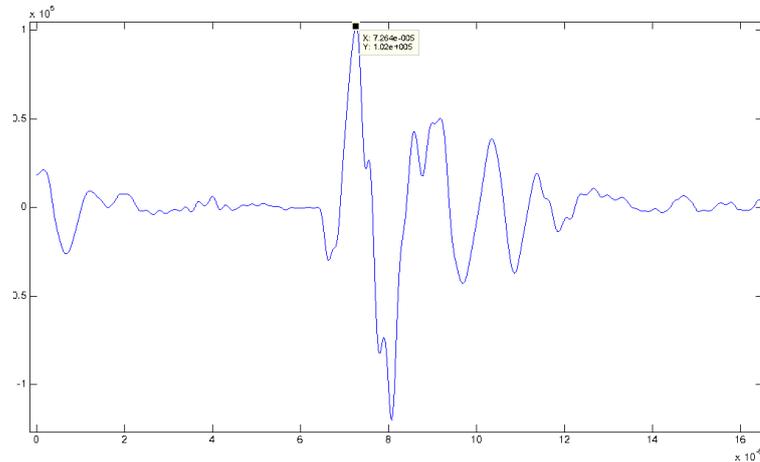


Figura 2.6: Máximo de la correlación con una distancia entre emisor y receptor de 10cm.

Y ahora que ya hemos calculado la correlación podemos calcular el tiempo de vuelo. Como podemos observar en la figura 2.6 el pico máximo de la corre-

lación se encuentra a $72,64\mu\text{S}$. Y como el retardo electrónico es de $5\mu\text{S}$ tenemos que el tiempo de vuelo son: $72,64\mu\text{S} - 5\mu\text{S} = 67,64\mu\text{S}$. Una vez calculado el tiempo de vuelo podemos calcular la distancia recorrida multiplicándolo por la velocidad de propagación del sonido en el agua (1500m/s). Y el resultado conforme podemos ver en 2.2 corresponde con la distancia a la que habíamos situado el receptor.

$$L = \Delta T * c = 67,64\mu\text{S} * 1500\text{m/s} = 101,46\text{mm} \quad (2.2)$$

2.3. Medición del tiempo de vuelo usando una senoidal

Dado que los transductores FFR tienen un ancho de banda bastante estrecho (20-40Khz) suelen ser usados para emitir señales senoidales puras (Sin armónicos). Emitir señales senoidales también puede ser usado para medir el tiempo de vuelo, aunque suele ser una forma menos precisa. Además al detectarse normalmente la señal en el receptor calculando la envolvente y estableciendo un umbral de detección, como la amplitud de la señal decrece con la distancia, también tenemos un error añadido a la señal en función de la distancia. Existe otro problema añadido en la electrónica que se está preparando para Km3Net. El problema es que la tarjeta con la que se están realizando los test de NEMO para Km3Net (la *Acou-Board* del INFN⁹) solo es capaz de capturar las señales con una frecuencia de muestreo máxima de 200kSpS. Y esto nos daría una precisión en el posicionamiento máxima de 7,5mm debido al tiempo entre muestras. O lo que es lo mismo 5uS de precisión en el tiempo de vuelo. Esta precisión podría bastar en un principio. Pero como la precisión nunca está de más hemos pensado en dos técnicas para mejorarla sin cambiar el hardware. La primera técnica consistiría en realizar una interpolación de la señal capturada. Y ya que la señal es senoidal, mientras no tengamos un problema de *aliasing* y prestemos atención al retardo introducido por el filtro del interpolador debería de funcionar.

En la figura 2.7 se puede ver un seno de 30Khz que ha sido definido en MATLAB para que aparezca muestreado a 200Khz. Así se puede ver en la señal azul que se notan bastante los saltos temporales entre muestra y muestras. Y también podemos ver en la misma figura ese seno interpolado por 4 usando la función *interp* de MATLAB.

Otra forma de poder aproximar con precisión el tiempo de llegada de la señal senoidal, es aproximar matemáticamente (por mínimos cuadrados por ejemplo) los parámetros de una función seno a la señal capturada por la tarjeta. De

⁹Istituto Nazionale di Fisica Nucleare

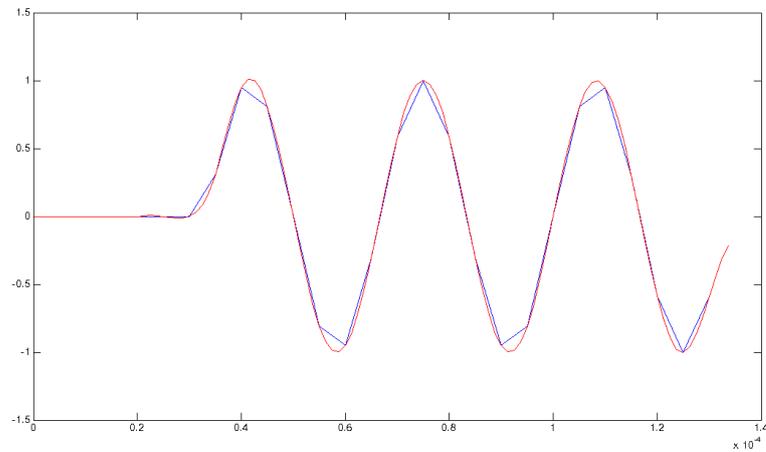


Figura 2.7: Seno muestreado a 200Khz “azul” y después interpolado x4 “rojo”.

esta forma, cuantas más muestras tengamos para el algoritmo de mínimos cuadrados, más preciso será el seno adaptado. Y podremos buscar el origen simplemente igualando la pulsación del seno a 0. En la figura 2.8 se puede ver una representación de las muestras capturadas y el seno al que corresponden.

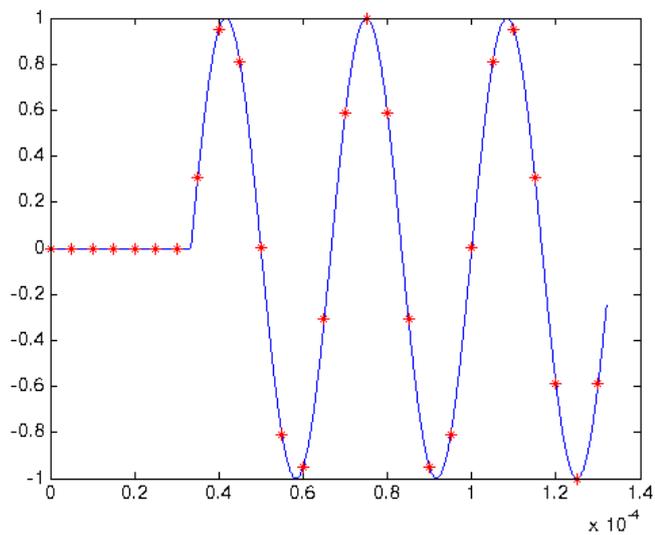


Figura 2.8: Seno muestreado a 200Khz “*” y seno adaptado a las muestras “azul”.

Capítulo 3

Requisitos de diseño para la SEB¹

En este capítulo vamos a pasar a especificar los requisitos de diseño que hemos usado para el desarrollo de la placa. Estos requisitos se basan en diversos aspectos prácticos. Por un lado tenemos que cumplir los requisitos necesarios para poder excitar el transductor FFR² con la suficiente energía como para cubrir el mayor volumen posible del telescopio de neutrinos. También tenemos que tener en cuenta que el diseño va a ser montado en un sistema que se encuentra sumergido a gran profundidad y que debido a la infraestructura que necesita nos va a imponer una serie de requisitos obvios. Y además, también tendremos que cumplir con los requisitos necesarios para poder interconectar nuestra placa con el resto de sistemas del telescopio de neutrinos. Con todo esto hemos desarrollado una lista de requisitos básicos que debe de cumplir la placa y el motivo por el que son necesarios:

- **Ser de pequeño tamaño.** Ya que el espacio para colocar los circuitos electrónicos será reducido, ver foto de ejemplo 9.3.
- **Muy eficiente.** Debido a que la corriente suministrada es limitada para todos los equipos que se instalen y también para minimizar la disipación de calor.
- **Utilizar las líneas de alimentación que ponen a nuestra disposición en las diferentes plataformas.** En el caso de Km3Net (5V@800mA y 12V@500mA).
- **Ser configurable mediante RS232 y permitir la carga de señales generadas fuera de la placa.** Este es un requisito impuesto por el consorcio Km3Net.

¹Sound Emission Board

²Transductor Free Flooded Ring de Sensor Technology

- **Responder a una señal de *trigger* LVDS³ para el envío de la señal con precisión mejor que $\pm 1\mu s$.** Esto es debido a que en $1\mu s$ el sonido recorre 1,5mm en el agua.
- **La SEB debe poder ser calibrada digitalmente para minimizar las diferencias en el retardo eléctrico que existe entre que se recibe la señal de *trigger* y obtenemos la señal eléctrica en bornes del transductor.** Esto es para poder garantizar que todas las SEB tienen el mismo retardo eléctrico $\pm 1\mu s$.
- **Cuando el sistema emisor no esté trabajando el transductor FFR se conectará a un preamplificador para poder usarlo como receptor.** Esto es más bien un motivo práctico, así podemos aprovechar el FFR como receptor.
- **El firmware de la placa debe de poder ser actualizado remotamente usando el puerto serie.** De esta forma podremos modificar *onshore* las funciones de la placa.
- **La placa dispondrá de un conector para poder controlar, en caso necesario, otros dispositivos.** Este requisito sirve para poder realizar experimentos compartiendo el recipiente del calibrador laser desarrollado por el IFIC⁴
- **Las interferencias electromagnéticas no deberán alterar al resto de las placas del mismo *vessel*.** Esto es debido a que la SEB se instalará en los mismos recipientes estancos que otros dispositivos electrónicos sensibles a la EMI⁵.
- **Usar la conectorización propuesta por Km3Net.** Este es un requisito impuesto por el consorcio Km3Net.
- **El sistema tiene que ser lo suficientemente Robusto como para aguantar 20 años en el fondo.** Este es un requisito impuesto por el consorcio Km3Net ya que es probable que las torres tengan que aguantar ese tiempo bajo el mar.

3.1. Diagrama de bloques básico de la SEB

En base las especificaciones propuestas, hemos desarrollado un diagrama de bloques para cumplir con las funciones propuestas. Conforme se puede ver en la

³Low Voltage Differential Signaling

⁴Instituto de Física Corpuscular del CSIC

⁵ElectroMagnetic Interference

figura 3.1 tenemos un bloque principal que se encarga de generar la señal a emitir cuando llega la señal de *trigger*, este bloque tiene un puerto de comunicaciones de baja velocidad que se usará para configurar la placa. Después la señal que sale del generador excita el amplificador de potencia. También podemos observar como el amplificador está alimentado por un dispositivo que se encarga de almacenar la energía para liberarla de forma rápida cuando lo necesite el amplificador. A la salida del amplificador tenemos un bloque adaptador de impedancias que adapta la impedancia del FFR para que se aproveche al máximo la energía generada por el amplificador de potencia. Y por ultimo entre el adaptador de impedancias y el transductor hemos situado un bloque de conmutación que conecta el transductor la *Acou-Board* cuando no se está usando para emitir.

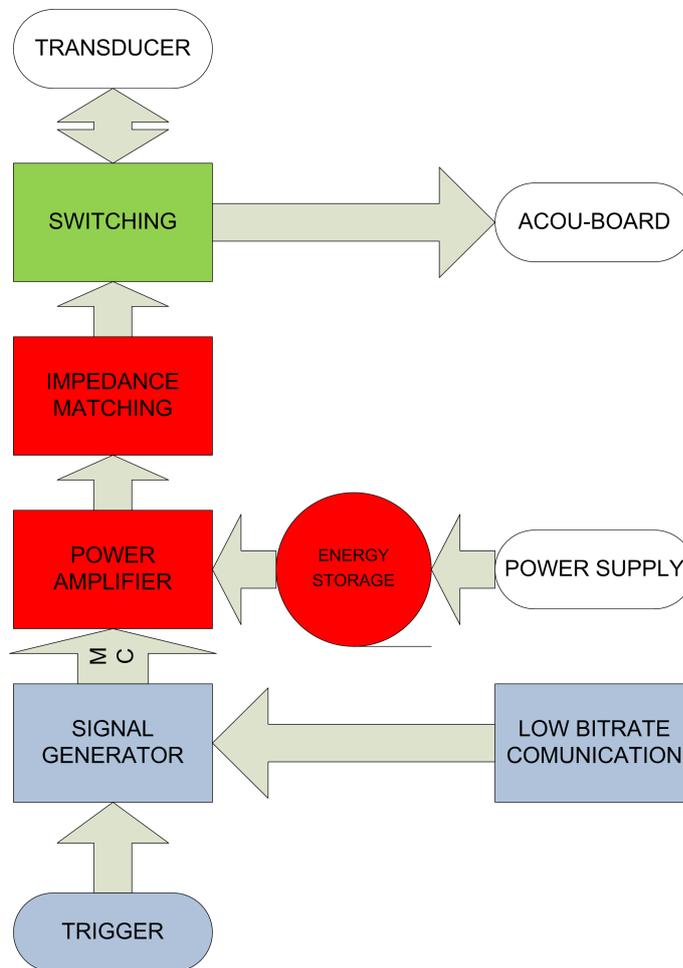


Figura 3.1: Diagrama de bloques básico de la SEB.

Capítulo 4

El adaptador de impedancias

Debido a que el transductor FFR¹ es un piezoeléctrico su impedancia tiene una parte real en torno a los 150Ω y una parte imaginaria que ronda los -1000Ω. En la Figura 4.1 podemos ver una grafica en la que se aprecia la parte real e imaginaria de la impedancia en la banda de trabajo del transductor.

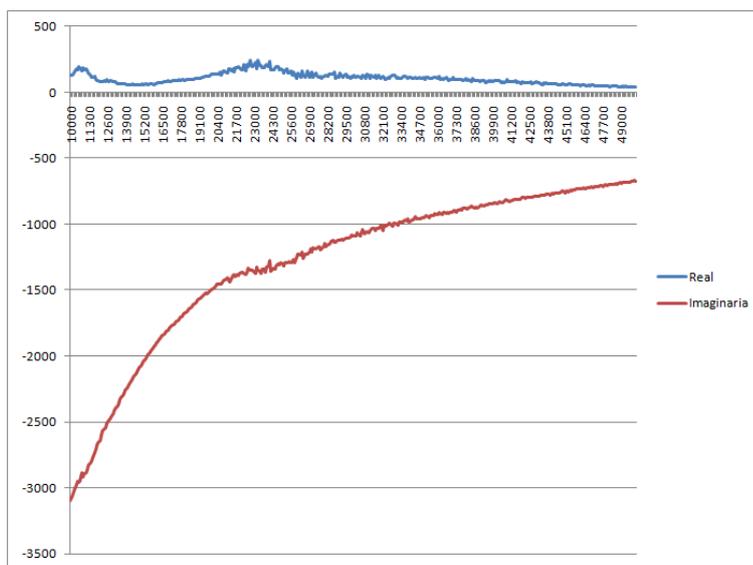


Figura 4.1: Impedancia del Transductor FFR.

Ya que la principal fuente de alimentación del amplificador de potencia es de 12V y que con esta tensión no se puede aplicar directamente suficiente energía al transductor. Hemos decidido diseñar un transformador que reduzca la impedancia del transductor hasta un rango apropiado. El diseño del transformador se

¹Transductor Free Flooded Ring de Sensor Technology

ha encargado a la empresa italiana Bartolucci que también se encarga de fabricar los transformadores para la *Acou-Board*. El transformador se ha diseñado entorno a un núcleo P36x22 de la casa EPCOS. Se ha seleccionado este núcleo tan pequeño ya que a pesar de que tenemos que aplicarle una potencia eléctrica elevada al transductor, esto solo ocurre durante un corto periodo de tiempo ($< 10mS$), y la emisión no se vuelve a repetir hasta pasado más de un minuto. Se ha encargado a Bartolucci la realización de varios transformadores de dos prototipos diferentes: El primero con una relación de vueltas 1:20 y el segundo 1:30. Así mismo ambos prototipos soportan un ancho de banda de 5Khz a 50Khz y pueden transformar 300w de potencia eléctrica sin que se sature su núcleo y con un rendimiento superior al 80 %. Teniendo en cuenta esta relación de transformación y que utilizamos como amplificador un puente en H alimentado con 12Vcc. Tendremos en el secundario $24V_{pp} * 20 = 480V_{pp}$ en el caso de 1:20 y $24V_{pp} * 30 = 720V_{pp}$ en el caso de 1:30. Pero solo obtendremos estos datos cuando el secundario del transformador se encuentre en abierto, porque hay que tener en cuenta que visto desde el primario lo que tenemos es la impedancia del FFR dividida por la relación de vueltas al cuadrado. También se verá reducida la parte imaginaria de la impedancia dado a que el transformador introduce un fuerte componente inductivo que compensa la parte capacitiva del FFR.

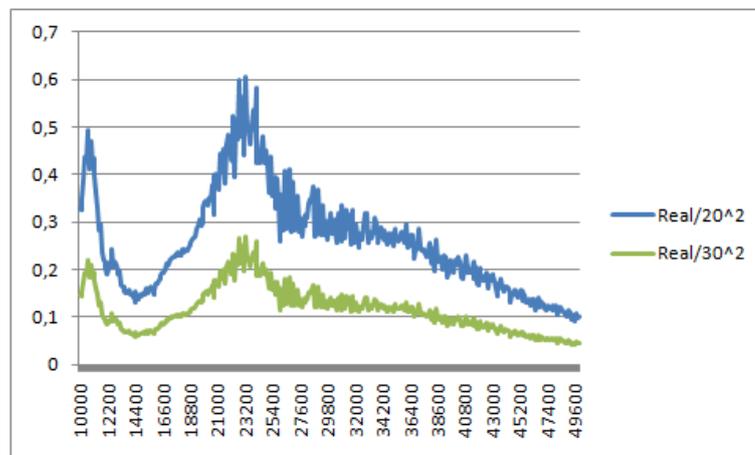


Figura 4.2: Impedancia del Transductor FFR esperada en el primario del transformador.

Desgraciadamente como la impedancia en el primario es tan baja no la hemos podido medir con el analizador de impedancias del laboratorio, pero estamos planeando desarrollar un medidor de impedancias que permita medir impedancias tan bajas como la del FFR+transformador o el condensador que nos va a servir de alimentación. En la figura 4.2 hemos dibujado de nuevo la grafica de la impedancia pero solo la parte real y dividida por la relación del vueltas al cuadrado. Si

compensamos la parte imaginaria y excitamos solo la parte real esta va a ser muy baja en el primario, de unos $100\text{m}\Omega$ en el caso del transformador de 1:30.

Si tenemos en cuenta que en el estado actual del prototipo la impedancia de salida del amplificador de potencia es de unos $50\text{m}\Omega$ vemos que vamos a tener muchas pérdidas y por lo tanto será necesario reducir dicha impedancia de salida del amplificador, porque si no la tensión de salida puede descender hasta el 60 % de lo esperado con la consiguiente pérdida de potencia. Esto queda patente cuando intentamos compensar la parte reactiva de la carga con una red de Zobel o cuando situamos una resistencia con el valor real de la carga. En ambos casos la tensión a la salida cae drásticamente hasta casi la mitad de su valor en abierto. Es por esto, y porque parece que el transductor se comporta bien y emite el nivel de señal esperado a pesar que no se ha compensado la parte imaginaria, por lo que el diseño del resto de la red de adaptación de impedancias se ha postergado y se está trabajando solo con el transformador de momento.

Capítulo 5

El almacenamiento de energía

En cuanto al bloque del almacenamiento de energía se ha desestimado a priori el utilizar baterías debido a los inconvenientes para incluirlas en el diseño:

- Necesitamos que el almacenamiento de energía presente una resistencia interna muy baja para no tener pérdidas al aplicarle la energía a la carga que tiene una impedancia de unos $100\text{m}\Omega$. Lo que hace deseable que la resistencia interna sea de menos de $10\text{m}\Omega$ para reducir las pérdidas. Desde el punto de vista de la batería una resistencia interna de $10\text{m}\Omega$ supone que la batería debe de ser capaz de entregar a 12V un pico de corriente de unos 1200A .
- Necesitamos que sea un dispositivo de pequeño tamaño y una batería capaz de entregar el pico de corriente mencionado en el punto anterior sería muy grande.
- Necesitamos un tiempo de carga inferior a un minuto. Cualquier batería suele necesitar más de un minuto para cargarse.
- El dispositivo puede tener que estar trabajando en el fondo del mar sin posibilidad de reemplazo durante 20 años. Y la vida estimada de las baterías suele ser mucho menor.

Es por todos estos motivos por lo que hemos pensado directamente en condensadores para realizar el trabajo. Para ello primero hemos calculado la carga que debería ser capaz de almacenar el condensador que necesitamos. Aplicamos la ecuación del condensador para calcular la capacidad que necesitamos para atacar a una carga que consume 300W de potencia durante 1ms (duración media de las señales emitidas) con una caída de tensión en sus bornes de 1V . Tenemos que tener en cuenta que si el condensador está cargado con 12V , entregar una potencia de 300W supone que debe de ser capaz de darnos $300\text{W}/12\text{V} = 25\text{A}$. Y aplicando la ecuación 5.1 del condensador tenemos que necesitamos 25mF .

$$I = C * \frac{\delta V}{\delta T} \rightarrow C = \frac{I * \delta T}{\delta V} = \frac{25A * 1mS}{1V} = 25mF \quad (5.1)$$

En el prototipo se han probado condensadores electrolíticos de aluminio de Panasonic con resultados bastante buenos a pesar de sus inconvenientes. En concreto estamos usando el modelo ECOS1CP223CA de 22mF que tiene una ESR¹ de 32mΩ a 20KHz. Aunque el prototipo está funcionando aceptablemente los condensadores de aluminio tienen una serie de inconvenientes que no los hacen muy indicados para nuestra aplicación.

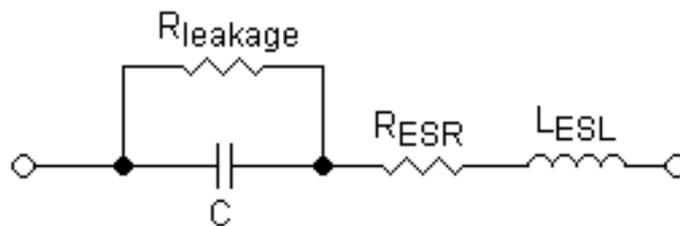


Figura 5.1: Circuito equivalente de un condensador electrolítico.

En el circuito equivalente de los condensadores electrolíticos que se puede ver en la figura 5.1 vemos que aparte del condensador ideal con la capacidad seleccionada existen una serie de componentes más para que el resultado se asemeje al condensador real. Uno de estos componentes es la ya mencionada resistencia ESR que nos va a limitar la máxima corriente a la que podemos descargar el condensador. Otro componente es la Resistencia de pérdidas en paralelo con el condensador que hace que este se descargue poco a poco cuando no se está usando. Y por último encontramos la bobina ESL² en serie también con el condensador y que va a hacer que el condensador tenga un determinado comportamiento en frecuencia que difiere del de un condensador ideal. En concreto va a limitar la capacidad del condensador para entregar corriente a altas frecuencias. Visto esto, la principal pega de los condensadores de aluminio es el elevado valor de dicha ESL. Esto se puede compensar poniendo en paralelo con el condensador principal condensadores con una ESL más baja, pero conforme se verá más adelante hemos encontrado una solución mejor.

Como solución a la alta ESL del condensador principal en la placa de prototipo de la SEB se ha optado por situar un buen número de condensadores de tantalio en paralelo en las pistas que alimentan los MOSFET⁴ y el Driver de los

¹Equivalent series resistance

²Equivalent series inductance

⁴Metal Oxide Semiconductor - Field Effect Transistor

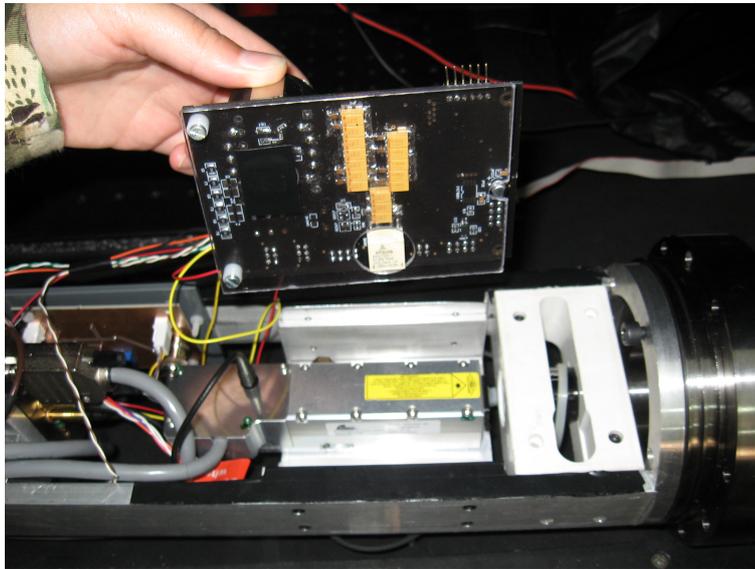


Figura 5.2: Detalle de la parte inferior de la SEB con los condensadores de Tantalio.

mismos. Antes de colocar estos condensadores teníamos graves problemas con la EMF⁵ debido a que dichas pistas radiaban campo electromagnético al circular mucha corriente a alta frecuencia.

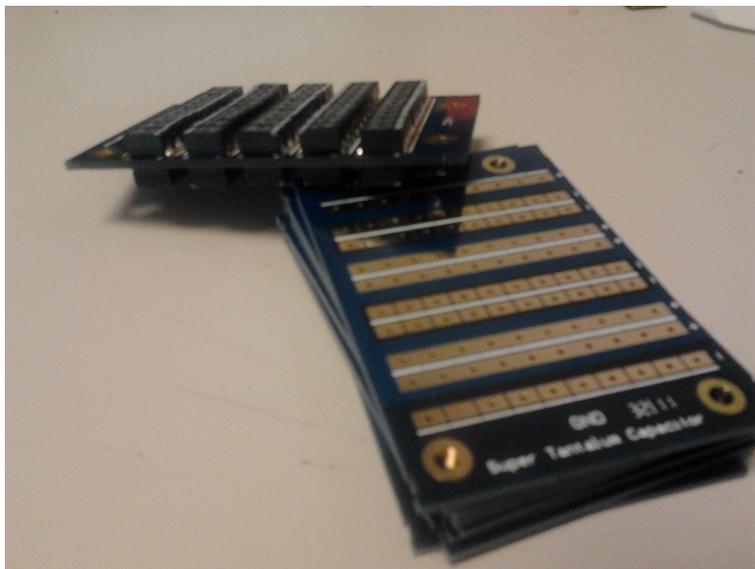


Figura 5.3: Nueva placa con 100 condensadores de tantalio $C=22\text{mF}$ $\text{ESR}=1\text{m}\Omega$.

⁵ElectroMagnetic Interference

Como mejor opción para diseños futuros se ha optado por diseñar una placa en la que se montarán en paralelo cien condensadores de tantalio TR3E227K016C0100 de la casa Vishay. Estos condensadores tienen una capacidad de $220\mu\text{F}$ y una ESR de $100\text{m}\Omega$. Con lo que al situar cien en paralelo obtendremos una capacidad cien veces mayor y una ESR y ESL cien veces menor. Si tenemos en cuenta que los condensadores de tantalio tienen ya de por sí una ESL especialmente baja nos damos cuenta que la solución con 100 condensadores en paralelo nos proporcionara un condensador con la capacidad apropiada, una ESR de $1\text{m}\Omega$ y un muy buen comportamiento a altas frecuencias. Además conforme se puede observar en la figura 5.3 la placa que contiene los cien condensadores se ha diseñado para poder apilar varias a modo de *sandwich* y así poder obtener más capacidad.

Otro parámetro a tener en cuenta con el condensador es su tiempo de vida, esto es debido a que el condensador es el componente de la placa con una fiabilidad menor en lo que a su tiempo de vida se refiere. Afortunadamente como el tiempo de vida de los condensadores suele ser crítico, los fabricantes nos ofrecen herramientas para poder estimarlo. En el caso del condensador de aluminio de Panasonic tenemos que aplicar la ecuación 5.2 para averiguarlo.

$$L_2 = L_1 * 2^{\frac{T_1 - (T_2 + \Delta T)}{10}} \quad (5.2)$$

L_1 = Esperanza de vida en horas a la máxima temperatura.

L_2 = Esperanza de vida a la temperatura ambiente.

T_1 = Temperatura de trabajo máxima.

T_2 = Temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$).

ΔT = Incremento de Temperatura debido al rizado de la corriente ($^{\circ}\text{C}$).

Si aplicamos la ecuación a dos modelos de condensador de Panasonic, ambos de 22mF , pero uno con una esperanza de vida de 3000 horas a 85°C y el otro 2000 horas a 105°C . Obtenemos que el primero tiene una esperanza de vida a 25°C de 67882 horas y el segundo tiene 181020 horas (Para ello se ha fijado el rizado a 15° que es el máximo que recomienda el fabricante). O lo que es lo mismo 7,8 años para el primer condensador y 20 para el segundo. A la vista de estos resultados y de que el nivel de confianza que da el fabricante para los mismos es del 60 % queda patente que el condensador electrolítico de aluminio tiene una esperanza de vida demasiado ajustada, aún usando el de 105°C , para una aplicación de 20 años.

A continuación vamos a calcular la esperanza de vida de los condensadores de tantalio. Para ello usaremos la aplicación creada por Vishay que podemos encontrar en la web del fabricante [12]. Esta aplicación está basada en la formulas y tablas que usa el ejército americano para calcular la esperanza de vida de los componentes electrónicos [5].

Y conforme se puede ver aplicando la herramienta de cálculo de la página de Vishay para el condensador TR3E227K016C0100 obtenemos un tiempo medio entre fallos de 19244709 horas. O lo que es lo mismo casi 2200 años entre fallos.

Vishay Capacitor Series	TR3	
Working Temperature, °C	+25	
Capacitance, µF	220	
Rated Voltage, V	16	
Application Voltage, V	12	
Circuit Resistance, Ohm/V	greater than 0.8	
Reliability Level	1.0 (M)	
Environment	Ground Fixed = 10	
FIT	51.962335	parts/billion hours
MTBF	19.244709	million hours

Figura 5.4: Herramienta de VISHAY para el cálculo de la esperanza de vida de los condensadores.

En la figura 5.4 se puede ver como se han introducido los datos para el cálculo.

Como los datos se han aplicado para un solo condensador, y el bloque de condensadores pueden ver una carga de $100\text{m}\Omega$, cada condensador verá una resistencia por voltio de $0,1\Omega * 100\text{Condensadores}/12\text{V} = 0,83\Omega/\text{V}$. Por otro lado como el amplificador del emisor estará fijo en las anclas de las torres del telescopio de neutrinos, se ha escogido el entorno como “fijado al suelo”. Y por último se ha seleccionado un nivel de Seguridad para el cálculo como “medio”.

Después de ver tanto los cálculos de parámetros electrónicos como los de durabilidad resulta obvio que nuestra mejor opción es la usar 100 condensadores de tantalio para alimentar el amplificador de potencia.

Capítulo 6

El amplificador de potencia

En este capítulo trataremos el bloque del amplificador de potencia. Este bloque hemos escogido diseñarlo como amplificador clase D, diseñado en torno a un puente completo hecho con transistores MOSFET¹.

Hemos seleccionado la clase D para diseñar el amplificador de potencia porque después de varias pruebas quedó patente que era el único sistema que nos permitía cumplir con los requisitos, ya que las otras polarizaciones tienen peor rendimiento y suelen tener un consumo en reposo que dificultan la carga del condensador con la energía sobrante de Km3Net. Otro motivo para seleccionar la clase D para montar el amplificador es porque podemos atacarla directamente desde un generador basado en un microcontrolador sin necesidad de usar convertidores D/A ni filtros de reconstrucción.

Teóricamente si que necesitaríamos un filtro de reconstrucción a la salida del amplificador clase D, pero como hemos podido observar al utilizar un transformador y un transductor piezoeléctrico, el filtrado no es necesario ya que los propios componentes a continuación del puente completo (El transformador y el FFR²) nos eliminan las frecuencias que están fuera de su banda de trabajo. Por otro lado el uso de un filtro extra también nos introduciría más pérdidas y retardo eléctrico antes de entregar la señal al transductor FFR.

Una vez decidido que vamos a usar un amplificador clase D basado en puente completo. Hemos decidido usar transistores MOSFET debido a que cuando se encuentran en “ON” se comportan como una resistencia que en algunos modelos puede ser de hasta $500 \mu\Omega$. Y la baja resistencia unida al bajo tiempo de conmutación que podemos llegar a conseguir de algunos modelos los hacen ideales para el diseño.

En la figura 6.1 se puede observar el esquema de un puente completo, o en H, en sus tres modos de trabajo típicos. Conforme podemos observar en la figura,

¹Metal Oxide Semiconductor - Field Effect Transistor

²Transductor Free Flooded Ring de Sensor Technology

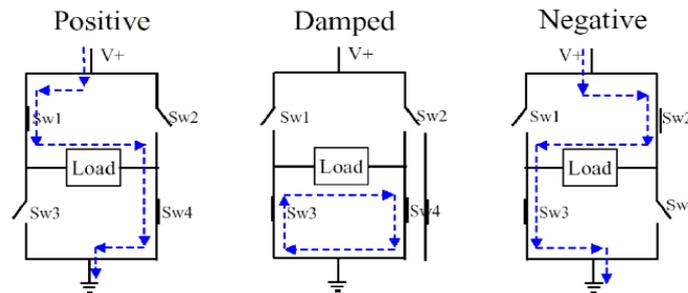


Figura 6.1: Esquema de un puente en H para poder atacar a la carga con modulación ternaria.

siempre que atacamos a la carga lo estamos haciendo a través de dos transistores. Es por esto que si tenemos en cuenta que la carga puede ser de tan solo $100\text{m}\Omega$ la resistencia en “ON” de los MOSFET tiene que ser lo más baja posible para evitar pérdidas en los transistores.

Por otro lado conforme veremos más adelante, la mayor precisión con la que vamos a poder variar el ancho del pulso de la señal cuadrada con la que atacamos a los MOSFET es de unos 25nS . Es por esto que será conveniente que el tiempo que tardan los transistores en poner en “ON” y en “OFF” sea de este orden o inferior. Basándonos en estas características necesarias hemos seleccionado para el primer prototipo el MOSFET IRLR3715ZPBF de la casa International Rectifier. Este transistor tiene una R_{on} de $11\text{m}\Omega$, todavía un poco alta para nuestros requisitos pero está bien para el prototipo, y unos tiempos de de conmutación:

Turn-On Delay Time	7.8	ns
Rise Time	13	ns
Turn-Off Delay Time	10	ns
Fall Time	4.3	ns

Conforme se ha aclarado antes siempre que el amplificador esté trabajando hay dos transistores en “ON” en serie con la carga, por lo que aplicamos la energía a la carga a través de la ESR^3 del condensador y de las dos R_{on} de los MOSFET. Debido a esto, como mejora para el siguiente prototipo, estamos planeando usar unos transistores con una R_{on} todavía más baja, ya que si no gran parte de la energía se consume en el amplificador y no pasa a la carga. De momento estamos pensando en usar como futuro MOSFET el BSC014N03LS de Infineon que tiene una R_{on} de tan solo $1,4\text{m}\Omega$. Y unos tiempos de conmutación no muy diferentes de los del anterior transistor:

³Equivalent series resistance

Turn-On Delay Time	13	ns
Rise Time	8.6	ns
Turn-Off Delay Time	51	ns
Fall Time	8.6	ns

Conforme podemos observar el retardo de apagado del transistor es un poco alto, pero esto solo nos limita el ancho de pulso mínimo que podemos tener a unos 70nS.

Por otro lado para poder excitar las puertas de los MOSFET necesitamos un circuito driver capaz de atacar la capacidad de entrada de los MOSFET lo bastante rápido y con la suficiente energía. Después de diversas pruebas hemos seleccionado el driver de medio puente HIP2101 de Intersil. Este driver tiene la capacidad de atacar una puerta con una capacidad de 1nF con unos tiempos de subida y de bajada de 10nS. Lo cual lo hace óptimo para nuestros requisitos.

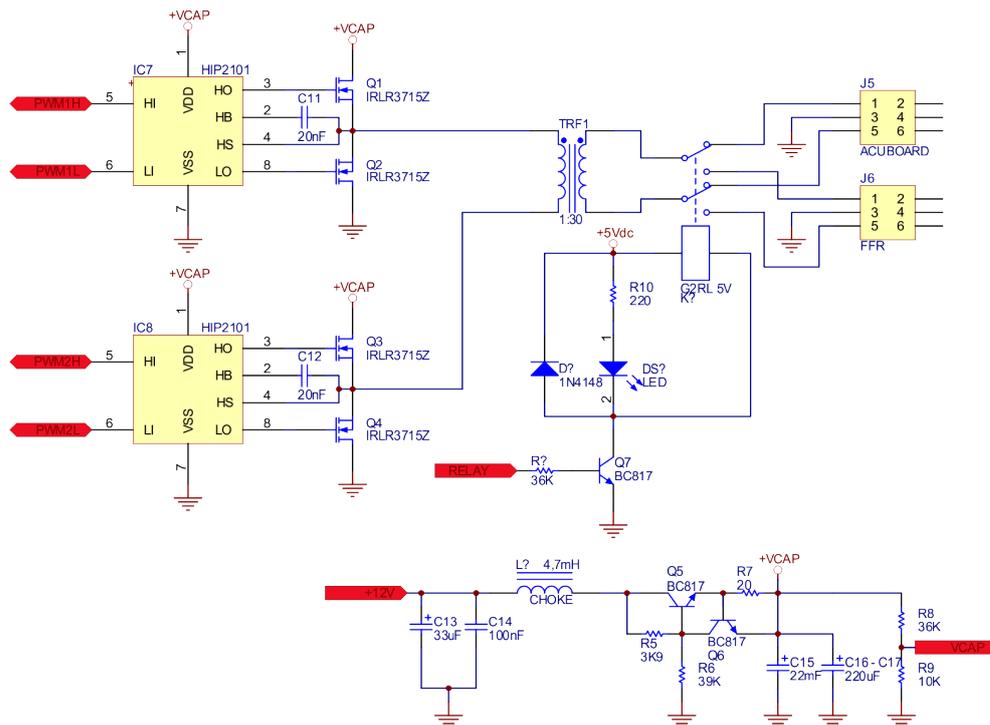


Figura 6.2: Esquemático de la parte de potencia de la SEB⁴.

Por último, en la figura 6.2 podemos ver como quedaría el esquemático del prototipo de la SEB. En el esquemático podemos observar los cuatro transistores de potencia, sus drivers, el transformador de impedancias y el condensador que almacena la energía. Además podemos apreciar otros elementos que no se han

tratado hasta ahora como son el relé y el limitador de corriente. El relé se correspondería con el bloque de conmutación para poder usar el transductor FFR como receptor cuando la placa esta en reposo. En el nuevo prototipo que estamos desarrollando la salida que va a la *Acou-Board* además tendrá un relé de estado sólido que cortocircuitará la salida para protegerla del ruido y del *ringing*.

El ruido en este caso es el ruido electromagnético generado por la placa en el momento de la emisión, en el nuevo prototipo está previsto que la placa emisora se blinde con cobre para evitar que radie EMI⁵. El *ringing* es una tensión generada por el transductor al seguir oscilando después de haber sido excitado a su frecuencia de resonancia. Para prevenir el *ringing* del transductor y del transformador también se ha previsto que el puente en H entre en el modo de cortocircuito a masa después de la emisión.

Otro bloque que observamos y que no aparece en el diagrama de bloques básico es el limitador de corriente. El limitador está formado por los transistores Q5 y Q6, junto con las resistencias de polarización R5, R6 y R7. Este es un esquema clásico para configurar una fuente de corriente constante que carga el condensador con la cantidad de corriente máxima que establezcamos. De esta forma evitamos sobrecargar la alimentación que nos entrega Km3Net y cargamos el condensador con la corriente sobrante. Para fijar la corriente máxima lo hacemos con la resistencia R7. Cuando por esta resistencia circule suficiente corriente para que tengamos una caída en la misma de 0,6V, el transistor Q6 entrará en saturación evitando que Q5 nos entregue más corriente. Lo que quiere decir que si fijamos R7 en 20Ω la corriente a la que estaremos fijando la fuente será a $0,6V/20\Omega = 30mA$.

⁵ElectroMagnetic Interference

Capítulo 7

El generador de señal

Una vez establecido como va a ser el bloque del amplificador de potencia. Vamos a definir el bloque que sea capaz de generar las señales digitales que consigan que a la salida del del amplificador de potencia tengamos la señal analógica deseada.

Lo primero, es necesario saber, es cuál es la señal que queremos emitir, puesto que si, por ejemplo, lo que queremos emitir es una MLS¹ la podemos emitir tal cual ya que es una señal binaria.

Pero si tenemos en cuenta que el transductor FFR² tiene un ancho de banda de unos 20-40Khz. Cualquier señal arbitraria que pueda emitir será una un composición de señales senoidales de entre 20 y 40Khz sin armónicos. Este tipo de señales lo podemos conseguir con las técnicas que describiremos en la sección 7.1

Por otro lado la forma más común hoy en día de generar señales con un amplificador de clase D es la modulación PWM³ que la veremos también en la sección 7.2.

7.1. Generando una señal senoidal a partir de una señal cuadrada

En esta sección trataremos de explicar cómo podemos generar señales senoidales a partir de cuadradas. Para ello, lo primero que tenemos que saber es que cualquier señal no senoidal está compuesta por una serie de señales senoidales armónicas. A la suma de estas señales senoidales armónicas se la conoce como serie de Fourier. Y en el caso que nos ocupa, las señales cuadradas, están compuestas por una serie de armónicos bien definida conforme podemos ver en la

¹Maximum length sequence

²Transductor Free Flooded Ring de Sensor Technology

³Modulación de ancho de pulso “Pulse Width Modulation”

ecuación 7.1.

Básicamente, si estamos hablando de una señal cuadrada con un ciclo de trabajo del 50 % lo que tendremos será una suma infinita de armónicos impares cuya amplitud decrecen en función de su número armónico. Y si el ciclo de trabajo no es del 50 % además decrecerá la amplitud de los armónicos con un factor coseno del número de armónico multiplicado por el ciclo de trabajo de 0 a 2π .

$$X(t) = \frac{4}{\pi} * \sum_{n, \text{impar}} \frac{\cos(n * \alpha)}{n} * \sin(n * \omega_0 * t) \quad (7.1)$$

Lo primero que podemos deducir de la serie de Fourier de la señal cuadrada es que podemos variar la amplitud del armónico principal variando el ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo está representado por α y está comprendido entre 0 y 2π . Por otro lado, también podemos observar que el primer armónico siempre será el tercero por lo que nos resultará más fácil eliminar los armónicos superiores y quedarnos con la fundamental.

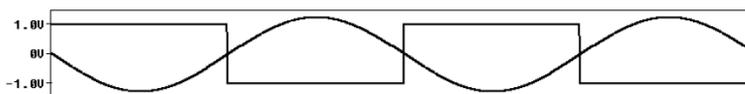


Figura 7.1: Señal senoidal filtrando pasobajo una señal cuadrada de la misma frecuencia.

En la figura 7.1 podemos ver una simulación realizada en PSPICE en el que se puede observar como al filtrar una señal cuadrada de amplitud uno obtenemos un seno de amplitud $4/\pi$ (Amplitud ligeramente superior a la de la cuadrada). Por otro lado en la figura 7.2 podemos ver que si reducimos el ciclo de trabajo de una señal cuadrada, la amplitud de la senoidal filtrada disminuye.

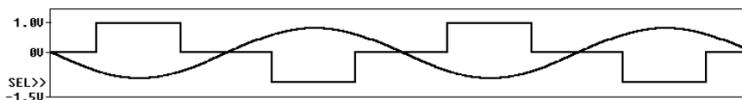


Figura 7.2: Si aplicamos deslizamiento de fase podemos variar la amplitud de los armónicos.

Una vez visto esto queda claro que podemos generar y emitir una señal senoidal a partir de una cuadrada y que podemos variar su amplitud variando el ciclo de trabajo. Pero, ¿y si necesitamos emitir dos señales senoidales de diferente frecuencia al mismo tiempo? Pues resulta que también es posible, ya que una suma de dos señales senoidales de diferente frecuencia da como resultado (conforme se puede ver en la figura 7.3) una nueva señal senoidal con una frecuencia promedio

de las dos anteriores y modulada por un coseno que es función de la diferencia de frecuencias.

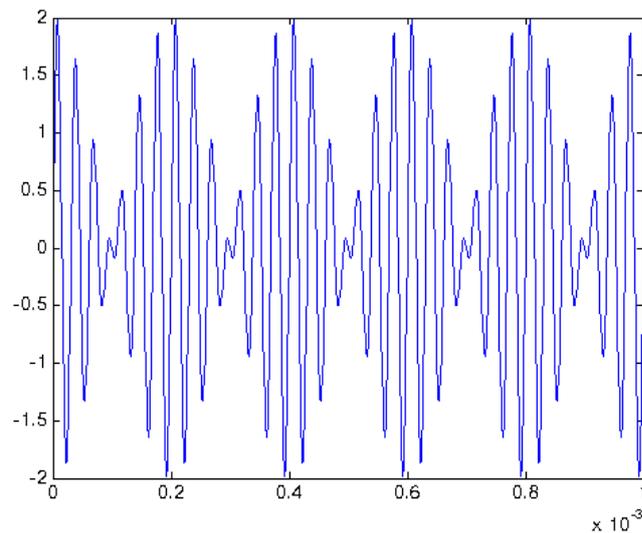


Figura 7.3: Suma de dos senos de igual amplitud pero uno de 30KHz y el otro de 35Khz.

El resumen de esta sección es que podemos generar cualquier composición de señales senoidales a partir de una señal cuadrada. Siempre que vayamos modificando su ciclo de trabajo y su frecuencia de forma arbitraria.

7.2. Señal arbitraria usando la modulación PWM

En esta sección vamos a explicar el método más común, hoy en día, de generar señales arbitrarias a partir de señales cuadradas. Este es el método que emplean prácticamente todos los amplificadores de clase D del mercado. Pero no por ello tiene que ser el mejor para nuestras necesidades ya que implica usar señales cuadradas de frecuencias elevadas, y conforme veremos en las próximas secciones no es del todo deseable para nuestro sistema. Aunque se está usando también con buenos resultados.

Básicamente esta técnica se basa en realizar una modulación del ancho de pulso de una señal cuadrada de frecuencia superior a nuestra frecuencia de interés. La forma clásica de realizar esta modulación es comparando nuestra señal deseada con una señal triangular o de diente de sierra, conforme podemos ver en la figura 7.4. Hoy en día se usan técnicas que realizan la modulación directamente en el

dominio digital, y una de esas técnicas es la que nosotros vamos a utilizar como veremos en la sección 7.3.

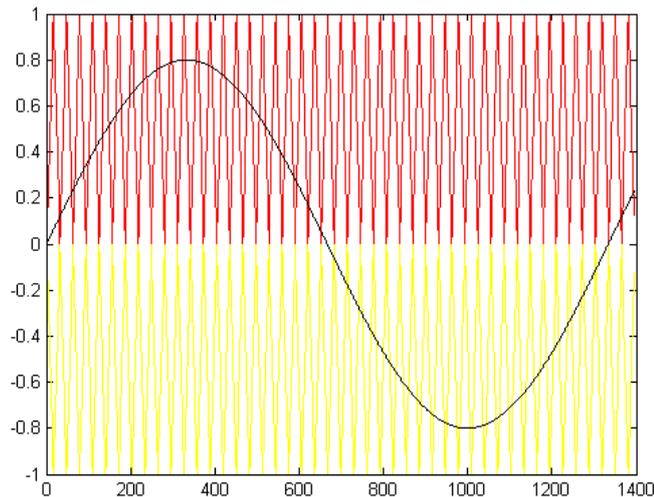


Figura 7.4: Señal Moduladora 30Khz y señales triangulares de 1,25Mhz

Pero independientemente de la técnica usada, el resultado es una señal cuadrada de una frecuencia superior a la que queremos modular y con un ancho de pulso que varía de forma proporcional a nuestra señal moduladora. En la figura 7.5 podemos ver un ejemplo de esta señal modulada. En concreto esta señal es una señal PWM unipolar que tiene menor cantidad de armónicos y por lo tanto es más fácil de filtrar.

Y por ultimo en la figura 7.6 se puede ver que después de pasar la señal PWM por un filtro pasabajo recuperamos de nuevo la señal moduladora. En nuestro caso el filtro pasabajo será más bien un pasa-banda compuesto por el transductor FFR y el transformador.

7.3. El dispositivo *Motor Control* de microchip

El dispositivo que hemos escogido como modulador de ancho de pulso para poder generar las señales es el que incluye microchip en sus dispositivos DSPic. El nombre comercial de este dispositivo es *Motor Control* [7] ya que en un principio está pensado para poder controlar motores mediante la tecnología PWM. Pero en este caso nosotros lo vamos a utilizar para que se encargue de generar las señales que vamos a emitir.

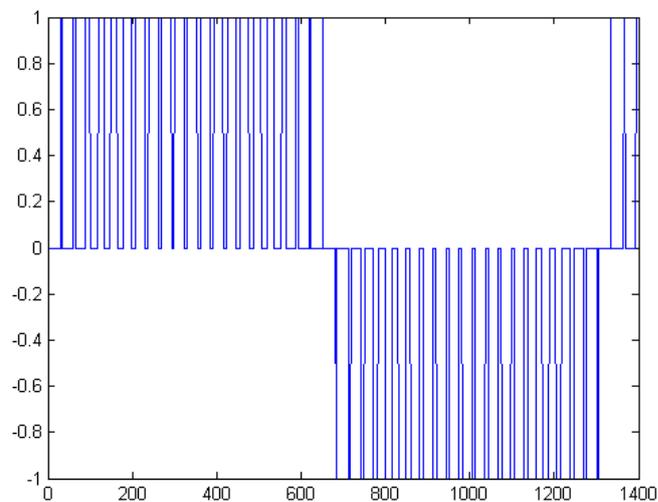


Figura 7.5: Señal Modulada “PWM” de una señal senoidal de 30Khz y una moduladora de 1,25Mhz

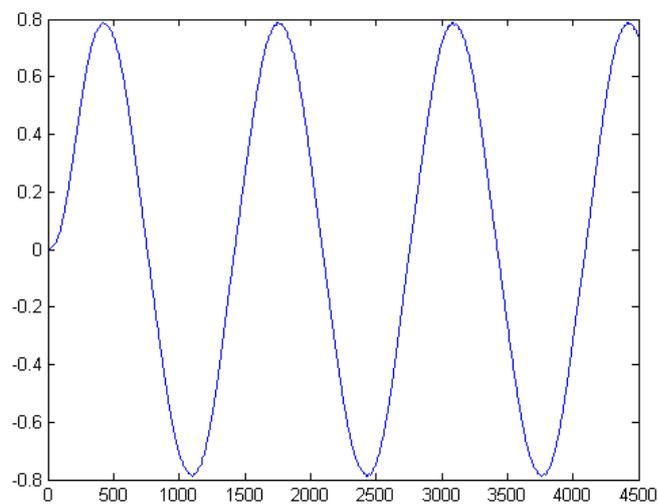


Figura 7.6: Señal PWM filtrada

Como todo lo que hace microchip este dispositivo tiene cantidad de registros asociados y modos de funcionamiento. Aunque básicamente es un contador digital y un par de comparadores. La frecuencia a la que cuenta el contador proviene de la principal del sistema y disponemos de una serie de *prescalers* para adaptarla a

nuestras necesidades.

Básicamente el dispositivo *Motor Control* es un contador de 16 bits P_xTMR que cuenta a la frecuencia de reloj seleccionada (En nuestro caso 40Mhz). El contador compara su valor con tres registros, P_xTPER, P_xDC1 y P_xDC2.

El registro P_xTPER se usa para establecer el periodo, cuando el contador llega al número establecido en ese registro pueden pasar tres cosas dependiendo del modo de trabajo:

En el primer modo de trabajo el contador se reinicia cuando su cuenta coincide con P_xTPER, en este modo es equivalente a realizar un modulación PWM con una señal en diente de sierra conforme podemos ver en la figura 7.7. Además cada vez que P_xTMR coincide con P_xTPER se puede generar una interrupción que nos permite introducir un código que cambie los datos de los registros para el siguiente ciclo.

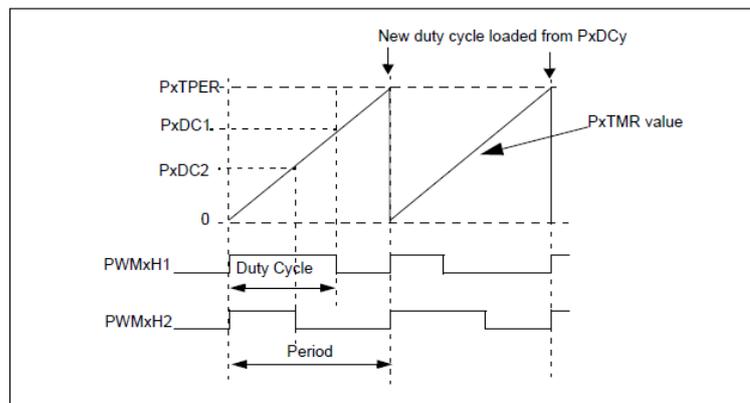


Figura 7.7: Funcionamiento *Normal Run* del dispositivo motor control en el que se comporta como una modulación con un diente de sierra.

Otro modo de trabajo consiste en cambiar el sentido de la cuenta de P_xTMR cada vez que este coincide con P_xTPER o con cero. Este modo conforme se puede observar en la figura 7.8 coincide con una modulación PWM realizada con una señal triangular. Además otra característica interesante de este dispositivo es que no introducimos los datos directamente en los registros implicados en la cuenta, si no que el mismo dispositivo se encarga de actualizarlos desde unos registros secundarios. Esta operación de copia de registros la realiza en el momento oportuno para evitar *glitches*.

Y el último modo de funcionamiento es el que se conoce como *one shot*. En este modo simplemente se para el contador cuando este llega al valor establecido en P_xTPER.

Conforme podemos ver en las figuras 7.7 y 7.8 también aparecen otros dos registros llamados P_xDC1 y P_xDC2. Estos registros son los encargados de esta-

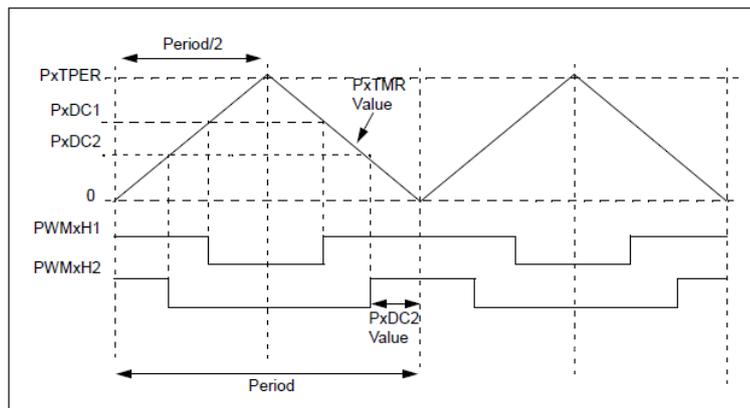


Figura 7.8: Funcionamiento *Up/Down* del dispositivo motor control en el que se comporta como una modulación con una triangular.

blecer el ciclo de trabajo, y al igual que el registro del periodo se precargan en un registro secundario y es el propio motor control el que se encarga de copiarlos a PxDC1 y PxDC2 en el momento apropiado.

Capítulo 8

Prototipo de la SEB¹

Una vez visto en todos los capítulos anteriores las diferentes partes que conforman la SEB, en este capítulo vamos a juntarlos todos en un solo bloque. En la figura 6.2 podíamos ver ya el esquemático definitivo de la parte de potencia. Como este esquemático ya fue explicado en el capítulo 6, en éste vamos a explicar el circuito de control.

En la figura 8.1 podemos ver el esquemático de la parte de control. Conforme podemos ver el integrado central es el DSPic33FJ256MC710 [6]. Se ha escogido este microcontrolador por incorporar el dispositivo *Motor Control* como denotan las letras MC en su nombre y por ser el que más memoria tiene de su familia.

En el esquemático también podemos observar otros periféricos integrados. Por ejemplo a la derecha podemos ver el SP233ACT que es el que se encarga de convertir los niveles de la UART del micro a los niveles RS232 que se requieren para el interfaz de baja velocidad. También a la derecha podemos observar un integrado denominado FIN1002, este integrado es un receptor de las señales LVDS² que se emplean para el *trigger*. Como opción extra interesante se ha incluido en el esquema una memoria SPI³ de tipo FRAM [8] para poder almacenar y recoger señales en tiempo real. Esta memoria es una RAM no volátil que permite hasta 10^{14} ciclos de lectura/escritura.

Otra opción que no aparecía en el diagrama de bloques inicial, es un opto-acoplador que sirve para reiniciar el DSPic a partir de una señal generada remotamente. Esta opción es por seguridad, para permitir reiniciar el DSPic y ponerlo en modo de recepción de un nuevo firmware si el anterior no se ha cargado correctamente.

En el esquema también podemos ver, por ejemplo, la parte de regulación y filtrado de la alimentación, la conectorización y las conexiones marcadas en rojo que son las que van a la placa de potencia. Entre estas últimas conexiones en rojo te-

¹Sound Emission Board

²Low Voltage Differential Signaling

³Serial to Parallel Interface

Capítulo 9

Pruebas de la SEB

Se han realizado bastantes pruebas en el laboratorio para poder comprobar que el prototipo actual cumple con los requisitos impuestos. Pero la más interesante a incluir es la que se muestra en la figura 9.1. La figura muestra las curvas de la presión emitida por el FFR¹ en función de la frecuencia y cuando la señal generada por la SEB está al 100 % de amplitud al 50 % y al 12,5 %.

9.1. Test en Catania para el prototipo NEMO

Por otro lado también se han realizado una serie de test fuera del laboratorio de Gandía para probar otros requisitos de la placa.

Por ejemplo, a principios de año fuimos a realizar un test en el LNS² en Catania para probar si la placa podía funcionar junto con el resto del hardware del test NEMO. En la fotografía 9.2 se puede ver el hardware de NEMO y la SEB trabajando juntos. A parte de realizar un test funcional que salió bien prácticamente a la primera, se realizaron una serie de pruebas para analizar el ruido introducido por la SEB en la placa *Acou-Board* de NEMO. En el test, se concluyó que el nivel de ruido era aceptable, pero que sería apropiado realizar una serie de modificaciones para el siguiente prototipo. En concreto las modificaciones acordadas son apantallar la parte de potencia de la SEB, aislarla de la parte de control y proteger la salida que va a la *Acou-Board* con un relé de estado sólido. El relé de estado sólido evitará que entre ruido por el conector de la *Acou-Board* y descargará cualquier posible *ringging* que pueda generar el transductor.

¹Transducer Free Flooded Ring de Sensor Technology

²Laboratori Nazionali del Sud

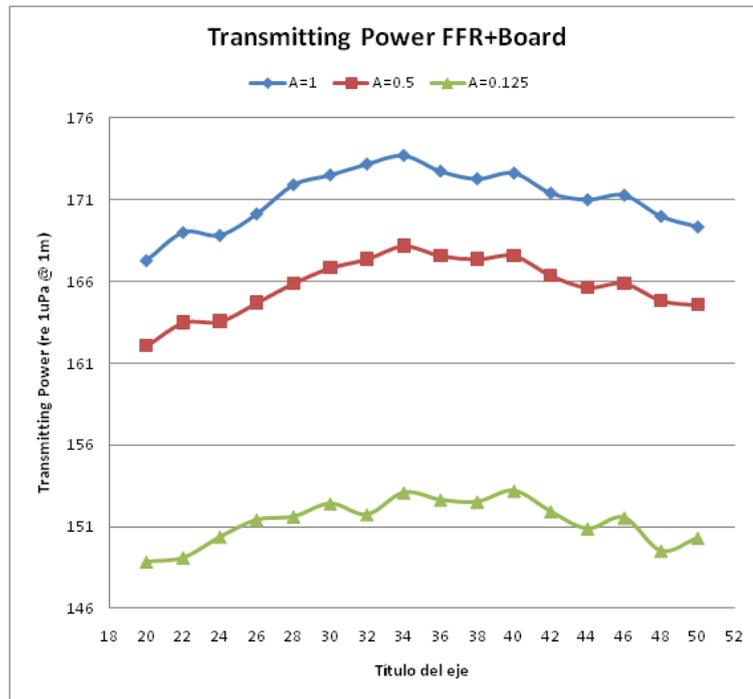


Figura 9.1: gráfica de presión recibida con el hidrófono calibrado RESON y emitidas con la SEB y el FFR.

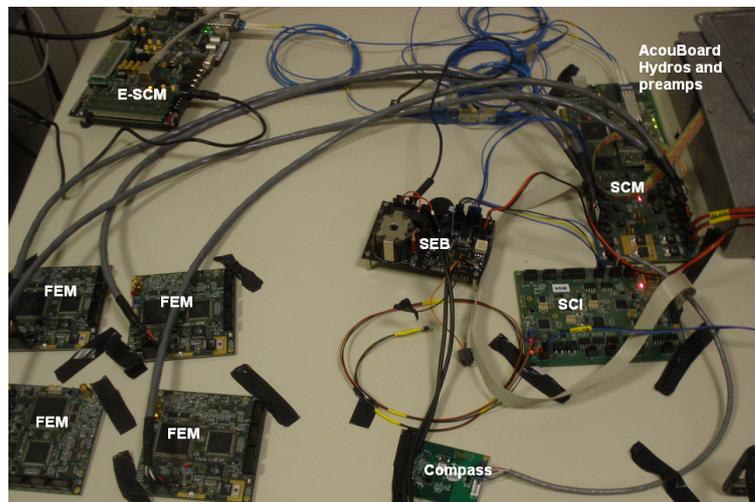


Figura 9.2: La SEB conectada y funcionando junto con el resto de la electrónica del test NEMO.

9.2. Test conjunto con el IFIC³ en la IL011⁴ de Antares

A parte del test en Catania, aprovechando que el personal del CPPM⁵ de Marsella tenía que sacar la línea de instrumentación 011 de Antares. Se acordó con el IFIC de Valencia realizar un esfuerzo conjunto para introducir un nuevo receptáculo en la línea de instrumentación con un calibrador LASER desarrollado por el IFIC y la SEB. Para poder implementar este test tuvimos que realizar una serie de cambios en la SEB. Uno ya se ha comentado en capítulos anteriores y es un conector para poder controlar ciertos parámetros del LASER desde la SEB. Esta modificación se hizo porque, ya que nuestra placa estaba preparada para poder procesar los datos de configuración que se reciben por el bus de baja velocidad, costaba poco controlar los parámetros configurables del LASER. En concreto estos parámetros son: Encenderlo y apagarlo, enviar una señal I2C para ajustar el polarizador, y adaptar la señal de *trigger* de Antares.

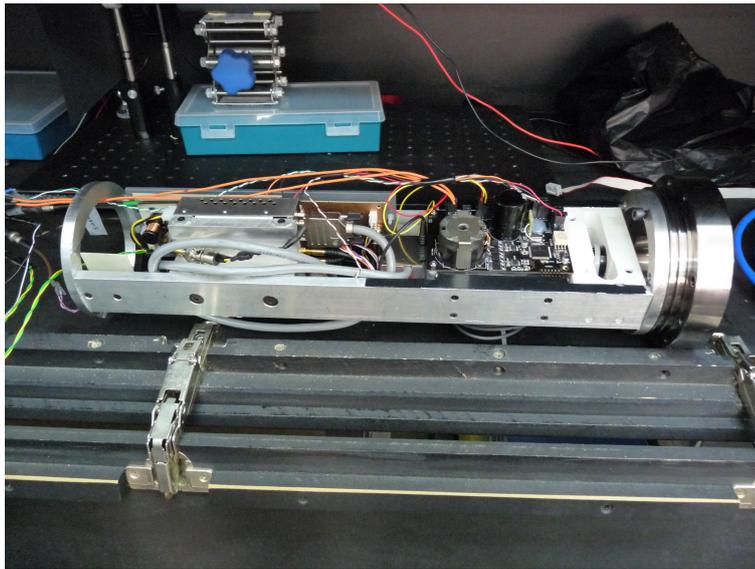


Figura 9.3: La SEB montada en el bastidor que hay dentro del recipiente del Laser del IFIC.

Otra modificación que se hizo necesaria fue substituir el SP233ACT por un driver RS485. Además tuvimos que adaptar el software para soportar el protocolo MODBUS de Antares, y también se desarrolló un software para poder testarlo.

³Instituto de Física Corpuscular del CSIC

⁴Instrumentation Line 011 de Antares

⁵Marseilles Centre for particle physics



Figura 9.4: El recipiente del Laser del IFIC y el transductor FFR montados en el ancla de la IL011 de Antares.

Capítulo 10

Conclusiones y Trabajo Futuro

La primera conclusión del presente proyecto, es que hemos podido realizar una placa emisora de ultrasonidos que cumpla las especificaciones impuestas. Es más, nuestra placa es firme candidata a ser la que se monte en el futuro telescopio de neutrinos Km3Net. Está claro que aún queda trabajo por delante hasta conseguir que la SEB sea prácticamente perfecta para desempeñar su función, pero las modificaciones necesarias para conseguirlo ya están bastante claras. De hecho se han ido proponiendo a lo largo de este documento al mismo tiempo que se indicaba como se había desarrollado el actual prototipo.

En resumen los cambios para el próximo prototipo de la SEB son:

- Utilizar packs de 100 condensadores de tantalio en paralelo para alimentar la parte de potencia, esta parte ya se ha montado en el momento de la redacción de este proyecto como se puede observar en la figura 5.3.
- Cambiar el modelo de MOSFET por uno que tenga una Ron de menos de $2m\Omega$ y que continúe teniendo buenos tiempos de conmutación.
- Diseñar la placa de potencia separada de la de control para poder aislarla mejor.
- Apantallar la placa de potencia.
- Modificar la placa de control para que pueda controlar cuatro placas de potencia.
- proteger la salida hacia la *Acou-Board* con un relé de estado sólido.
- modificar el software para permitir cargar nuevos firmwares por el puerto serie
- modificar el software para poder ajustar digitalmente el retardo de la placa.

Bibliografía

- [1] Kinsler L E et al. 2000 Fundamentals of acoustics (New York: John Wiley & Sons)
- [2] V.Llario, T. Sogorb. Apuntes CCE “Convertidores DC-AC”.
- [3] Manuel Bou Cabo. Phd ”Acoustics for underwater neutrino telescope”.
- [4] P. Keller. Acoustic Positioning System for the Deep-Sea ANTARES Neutrino Telescope. (sensorcomm, pp.243-247, 2007)
- [5] Department of Defense U.S.A. MIL-HDBK-217 (revision F), RELIABILITY PREDICTION OF ELECTRONIC EQUIPMEN.
- [6] Microchip. DSPIC33FJ256MC710 Datasheet.
- [7] Microchip. 33F Reference Manual Section 14. Motor Control PWM.
- [8] RAMTRON. FM25H20 Datasheet.
- [9] Wikipedia.
<http://en.wikipedia.org/wiki/Cross-correlation>.
- [10] Wikipedia.
http://en.wikipedia.org/wiki/Long_Baseline_Acoustic_Positioning_System.
- [11] Wikipedia.
http://en.wikipedia.org/wiki/Electrolytic_capacitor.
- [12] Vishay Electronics Manufacturer.
<http://www.vishay.com/capacitors/tantalum-reliability-calculator-list/>.

Publicaciones en revistas internacionales de investigación directamente relacionadas con el trabajo.

- [1] M. Ardid, M. Bou-Cabo, F. Camarena, V. Espinosa, G. Larosa, C.D. Llorens, J.A. Martínez-Mora. "R&D towards the acoustic positioning system of KM3Net", Nucl. Instrum. and Meth. A 626 (2011) S214.
- [2] M. Ardid, M. Bou-Cabo, F. Camarena, V. Espinosa, G. Larosa, C.D. Llorens, J.A. Martínez-Mora. "A prototype for the acoustic triangulation system of the KM3NeT deep sea neutrino telescope", Nucl. Instrum. and Meth. A 617 (2010) 459.
- [3] F. Ameli, M. Ardid , V. Bertin , M. Bonori, M. Bou-Cabo, C. Calí, A. D'Amico, G. Giovanetti, M. Imbesi, P. Keller, G. Larosa, C.D. Llorens, R. Masullo, N. Randazzo, G. Riccobene, F. Speziale, S. Viola. "R& D for an innovative acoustic positioning system for the KM3NeT neutrino telescope", Nucl. Instrum. and Meth. A 626 (2011) S211.