

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR DE GANDIA

Master en Ingeniería Acústica



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR DE GANDIA

“Sistema de Transceptores de Ultrasonidos
para triangulación acústica en el telescopio
de Neutrinos KM3NeT”

TESIS DE MASTER

Autor:

Carlos David Llorens Alvarez

Director/es:

D. Migel Ardid Ramírez

D. José Vicente Llarío Sanjuan

GANDIA, 2009

Sistema de Transceptores de Ultrasonidos para triangulación acústica en el telescopio de Neutrinos KM3NeT

Autor: Carlos David Llorens Alvarez

Director 1: Migel Ardid Ramírez

Director 2: José Vicente Llario Sanjuan

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-detectores de gran tamaño, para que la información de dicho array sea valida es necesario conocer en todo momento la posición de dichos foto-detectores con la mayor precisión posible. Es en este punto donde surge la necesidad de desarrollar un emisor de ultrasonidos potente y versátil. Para ello se han desarrollado una serie de prototipos para intentar alcanzar el objetivo propuesto con la mayor precisión posible. Básicamente, el prototipo debe de ser capaz de enviar una señal “de casi 1000 vpp” arbitraria comprendida entre 20 y 40 Khz al recibir una señal de “trigger” y todo ello con una alimentación de 5V@1W.

Abstract — Recently are beginning to develop neutrino telescope, the main objective of these telescopes is to detect neutrino fluxes from high-energy cosmic events. To achieve these neutrinos and calculate its origin is necessary to implement arrays of photo-detectors of large size, for acquire valid informaton from this array we need to know the position of such photo-detectors with the largest accurately as possible. At this point is wen we need to develop a versatile and powerfull ultrasound emitter. For these reason we have developed a series of prototypes to try to reach the proposed target as accurately as possible. Basically, the prototype must be able to send a signal “of almost 1000 vpp” arbitrary between 20 and 40 kHz with a trigger signal, all with a supply of 5V @ 1W.

Autor: Carlos David Llorens Alvarez, email: cdavid@upv.es

Fecha de entrega: 7 de Diciembre de 2009

Índice general

I. Introducción	7
I.1. Que es un Neutrino	7
I.2. Telescopios de Neutrinos	9
I.3. Acústica submarina.	10
II. Requisitos del emisor de ultrasonidos	19
II.1. Requisitos de alimentación eléctrica.	19
II.2. Tensión mínima que necesitamos aplicar al transductor	20
II.3. Requisitos de comunicaciones	20
II.4. Requisitos de la etapa receptora y el trigger	22
III. Prototipo 1	23
III.1. Esquema de la parte analógica	23
III.1.1. Limitador de corriente	23
III.1.2. Amplificador de conmutación	24
III.1.3. Transformador	26
III.1.4. Adaptación de Impedancia	26
III.1.5. Limitador y amplificador de recepción	28
III.2. Esquema de la parte digital	29
IV. Primera versión del software	31
IV.1. Interrupciones	31
IV.2. Bucle cerrado	32
IV.3. Programa secuencia en assembler	34
V. Segundo prototipo	37
V.1. Modulación PWM	37
V.2. Modificaciones en la parte analógica analógica	40
V.2.1. Paso Bajo Reconstrucción	42
V.2.2. Puente en H	43
V.3. Esquema de la parte digital del segundo prototipo	45
VI. Segunda versión del Software	47
VII. Conclusión	49
A. Fotografías de las placas	51
B. KM3NeT	55

Índice de figuras

I.1.	Producción de partículas debida a interacción de rayos cósmicos.	8
I.2.	Esquema de interacción distintas partículas.	9
I.3.	Esquema Array Ice-cube.	10
I.4.	Representacion del array de Antares.	11
I.5.	Perfil típico de la velocidad del sonido.	12
I.6.	Diferentes regiones de absorción en el medio marino.	14
I.7.	Esquema de varios tipos de propagación del sonido.	15
I.8.	Diagrama de espectro de nivel de ruido.	16
II.1.	Relación entre la distancia hidrofono/emisor y la tensión aplicada por el emisor.	20
II.2.	Protocolo RS232C.	21
III.1.	Esquema de la parte analógica.	23
III.2.	Detalle del limitador de corriente.	24
III.3.	Detalle del amplificador de conmutación.	24
III.4.	Capacidad de la puerta del MOSFET en función de VDS.	25
III.5.	Simulación de la salida del pic atacando al MOSFET a través de un condensador.	25
III.6.	Simulación del condensador de adaptación a 30KHz.	26
III.7.	Impedancia medida en el primario del transformador.	27
III.8.	Resultado numérico de la adaptación de impedancias.	28
III.9.	Detalle del amplificador de recepción.	28
III.10.	Detalle del limitador.	29
III.11.	Detalle del trigger Smith	29
III.12.	Esquema del microcontrolador.	30
IV.1.	Latencia del sistema con interrupciones.	32
IV.2.	Latencia del sistema de bucle.	33
IV.3.	Latencia del sistema de bucle, detalle de la latencia.	34
V.1.	Señal Moduladora y señales triangulares de 1,25Mhz	38
V.2.	Señal Modulada “PWM”	38
V.3.	Espectro de la señal PWM	39
V.4.	Filtro Butterworth de 2º Orden $f_c=200\text{KHz}$	39
V.5.	Señal PWM filtrada	40
V.6.	Señal PWM filtrada con el Filtro paso bajo “Primer Ciclo”	40
V.7.	Esquema de la parte analógica de la segunda versión.	41
V.8.	Respuesta en frecuencia de un filtro Butterworth de orden 3 centrado en 60KHz	42
V.9.	Respuesta en frecuencia de un filtro Bessel de orden 3 centrado en 100KHz . . .	43
V.10.	Filtro de Bessel en PI de orden 3 $f_c=100\text{KHz}$	43
V.11.	Puente en H	44

V.12. Esquema del microcontrolador de la segunda versión.	45
A.1. Diseño de la primera placa con Altium Designer.	51
A.2. Foto de la primera placa.	52
A.3. Diseño de la segunda placa con Altium Designer.	52
A.4. Foto de la segunda placa.	53

Capítulo I

Introducción

En esta introducción voy a intentar explicar la motivación que ha impulsado la siguiente tesina que esta relacionada con el telescopio de neutrinos KM3NeT.

Como idea global es necesario entender que el telescopio de neutrinos KM3Net es un array de foto-detectores de un kilómetro cubico que estará suspendido a mas de 2000 metros en el fondo marino. Como todo array de receptores es necesario conocer en todo momento la posición relativa de todos los elementos para poder obtener unas mediciones suficientemente precisas.

La idea básica para ajustar el array de foto-detectores es usar una serie de hidrófonos dispuestos por la estructura para poder medir el tiempo de vuelo entre nuestro emisor y dichos hidrófonos y así poder estimar la distancia.

La presente Tesina trata sobre el desarrollo del emisor de ultrasonidos que pretendemos usar para realizar las medidas de distancia en el telescopio de neutrinos KM3NeT.

A continuación voy a dar una serie de conceptos teóricos que creo necesarios para entender que es un telescopio de neutrinos I.1 y I.2. Y las nociones necesarias de acústica submarina I.3 para entender a que nos enfrentamos.

I.1. Que es un Neutrino

Antes de entrar en las particularidades de funcionamiento y objetivos de un telescopio de neutrinos, 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:

$$p \rightarrow n + e^+ + \nu_e \tag{I.1}$$

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 hidrogeno) y en un 9 % de partículas α (se denomina partícula alfa al núcleo de Helio, está constituido por dos protones y dos neutrones).

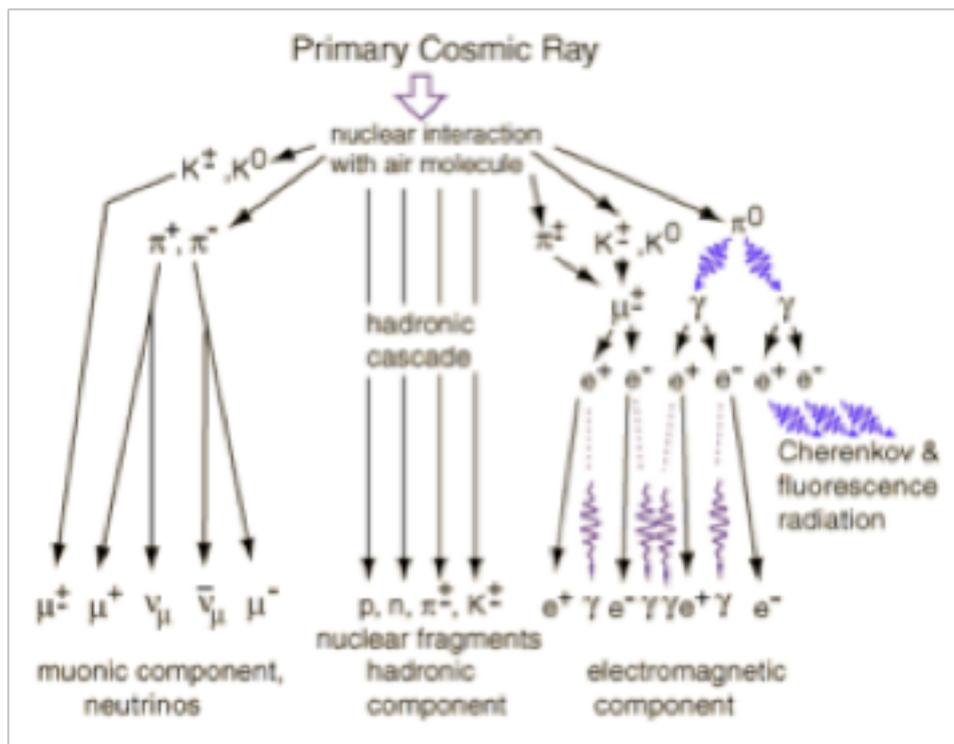


Figura I.1: Producción de partículas debida a interacción de rayos cósmicos.

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 ($\bar{\nu}_\mu$, ν_μ). La fuente de neutrinos “artificial” más importante 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 I.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.

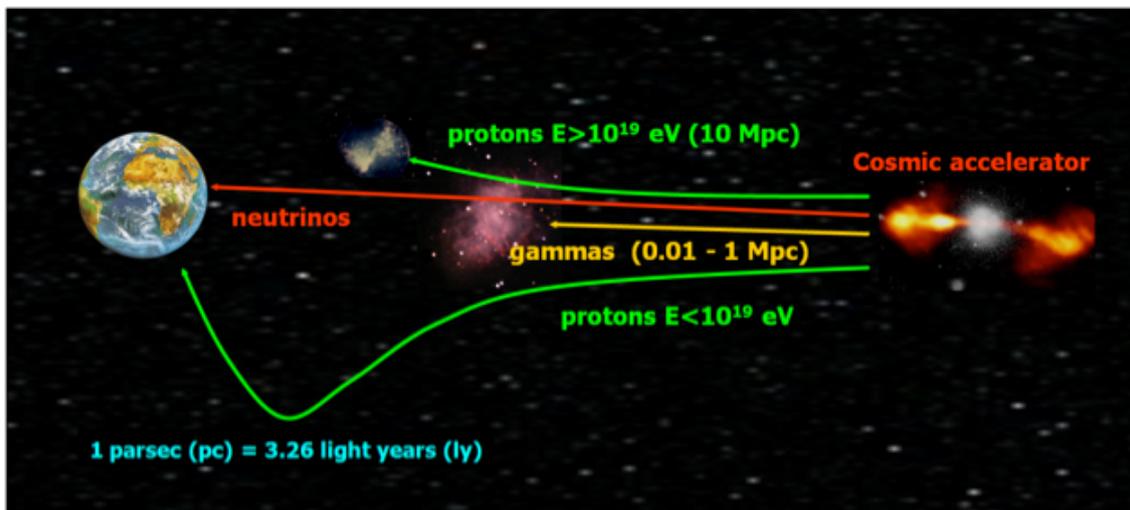


Figura I.2: Esquema de interacción distintas partículas.

I.2. Telescopios de Neutrinos

Una vez se conocen las características generales de un neutrino y porque resulta interesante su detección, se van a introducir las posibles vías de detección posibles.

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 construidos 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 interactúa 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.

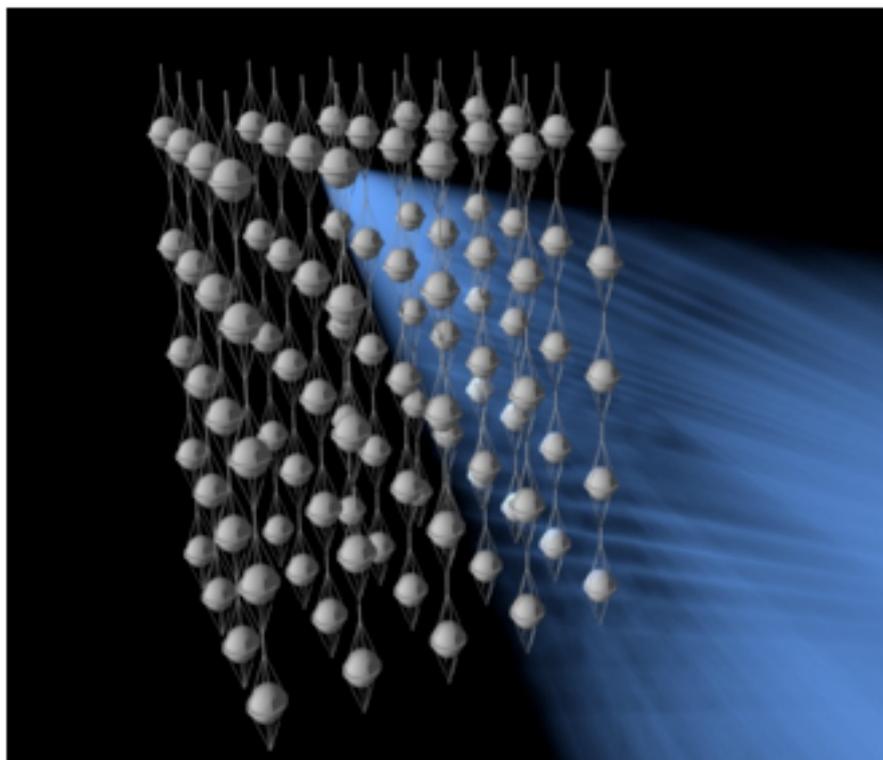


Figura I.3: Esquema Array Ice-cube.

La mayor parte de telescopios de neutrinos están construidos 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 I.3 se presenta un esquema del array de fotomultiplicadores diseñado para Ice-Cube.

Antares es el primer telescopio de neutrinos submarinos. Se encuentra en el Mar Mediterráneo a 2500 m de profundidad a 40 km de la costa de Toulon (Francia) .Éste está ya construido y en fase de explotación científica: toma de datos y análisis. En la figura I.4 se puede observar una representación gráfica del detector y la disposición de las doce líneas que contienen los sensores ópticos

I.3. Acústica submarina.

En este apartado se introducirán algunos conceptos básicos sobre acústica submarina. La acústica submarina está presente en tanto en el telescopio de neutrinos Antares, como en el diseño del futuro detector KM3NET, y tiene relación bien con el posicionamiento de los distintos fotomultiplicadores del detector, bien para realizar detección.

La transmisión de sonido en el mar no es sencilla debido principalmente a los siguientes motivos:

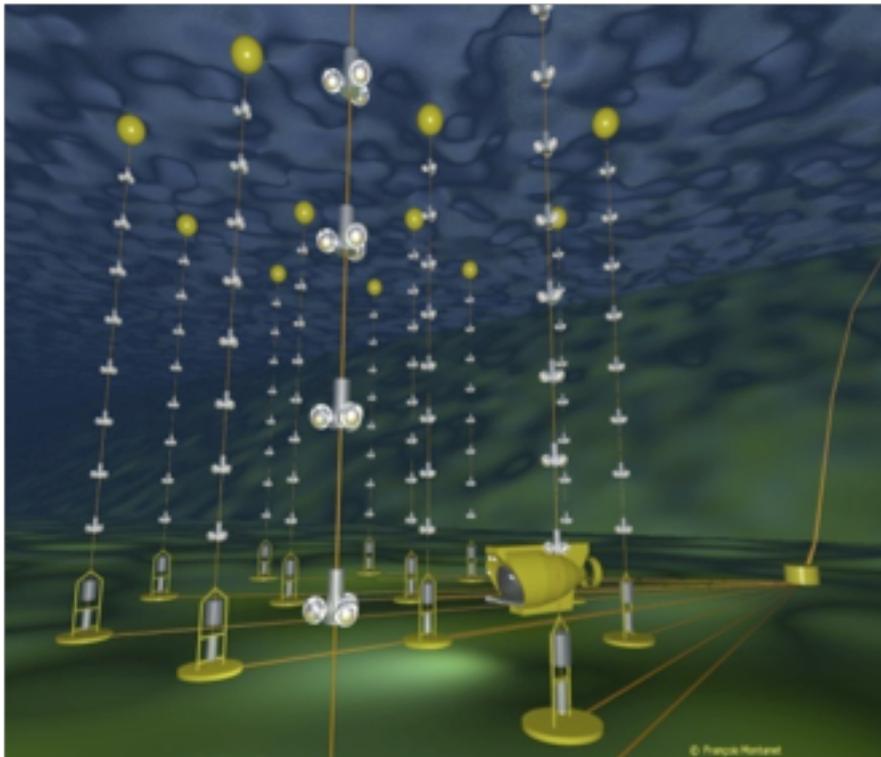


Figura I.4: Representación del array de Antares.

- El mar no es un medio ilimitado, la superficie y el fondo afectan considerablemente a la transmisión, bien por fenómenos de absorción bien por fenómenos de refracción o reflexión.
- El mar no es un medio homogéneo, existen variaciones verticales de densidad y temperatura.
- El mar no es un medio isótropo existen variaciones de densidad y presión.

En acústica submarina un problema, que también dificulta la transmisión es el enmascaramiento por ruido, existen multitud de fuentes de ruido en el mar desde oleaje a lluvia pasando por el tráfico de barcos, organismos marinos etcétera...

El mar es un medio que puede considerarse estratificado, un ejemplo de esta propiedad es la variación de la velocidad del sonido en el medio.

La velocidad del sonido en el medio marino depende de tres factores relacionados con el medio como son la salinidad, la presión y la temperatura. Es habitual expresar la velocidad del sonido mediante una función empírica que depende de los tres parámetros enunciados anteriormente, considerando la temperatura en grados centígrados ($^{\circ}\text{C}$), la profundidad en metros (m) y la salinidad en partes por millón (ppm).

Una posible aproximación a la velocidad del sonido en el mar es la propuesta por la siguiente ecuación I.2 [1]:

$$c = 1449,2 + 4,6T - 0,055T^2 + 0,00029T^3 + (1,34 - 0,01T)(S - 35) + 0,016z. \quad (\text{I.2})$$

Siendo;

T = temperatura.

S = salinidad.

z = profundidad (considerando como origen la superficie del mar).

La representación típica del perfil de la velocidad del sonido en función de la profundidad puede observarse en la figura I.5 [1].

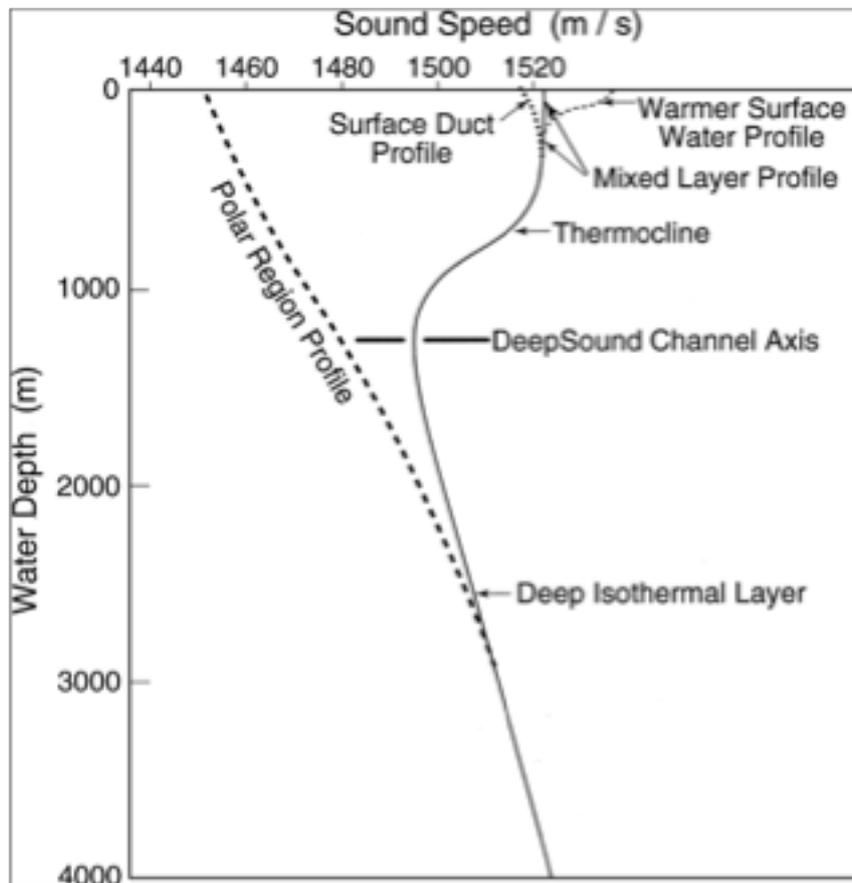


Figura I.5: Perfil típico de la velocidad del sonido.

En la grafica adjunta se pueden observar varias propiedades generales del comportamiento de la velocidad del sonido dependiendo del estado del mar.

En las regiones polares por ejemplo, la velocidad del sonido en la zona superficial es mínima debido a las bajas temperaturas de la superficie congelada, a medida que aumenta la profundidad la velocidad del sonido aumenta (ver la línea discontinua correspondiente al Polar Región Profile).

La zona de la figura adjunta denominada (Warmer Surface Profile) corresponde a la situación bien de la parte cálida del día, bien a una estación del año en la cual la temperatura del agua adquiere su valor máximo en la superficie. Esto provoca que la velocidad del sonido sea máxima en la superficie y disminuya su valor a medida que se adquiere una mayor profundidad, hasta la zona de la termoclina (se denomina termoclina a aquella región en la cual existe una variación brusca de la temperatura en función de la profundidad).

Si en la superficie nos encontramos una zona de mezcla que provoca una región de temperatura constante (situación representada por el trazo denominado Mixed Layer Profile), la variación de la velocidad del sonido será pequeña y estará relacionada casi exclusivamente con la variación de la presión asociada a la profundidad hasta la zona de la termoclina. Los anteriores ejemplos ilustran como la zona que mayor dificultad ofrece a la hora de realizar un estudio

y que determina diferentes comportamientos del perfil de la velocidad del sonido es la región superficial del mar. La velocidad típica de transmisión de una señal acústica a través del mar, es de 1500m/s que corresponde a una situación de $T = 13^{\circ}\text{C}$ y $S = 35\text{ppm}$, pero como ya se ha comentado esta velocidad dependerá de las condiciones en las que se encuentre el medio. Asociada a la velocidad característica esta la impedancia característica del medio marino que tomando una densidad $\rho_0 = 1026,4\text{Kg}/\text{m}^3$ toma un valor:

$$\rho_0 \cdot c = 1,54 \cdot 10^6 \text{kg}/\text{m}^2 \cdot \text{s} (\text{RaylsMKs}). \quad (\text{I.3})$$

Relacionadas con la propagación del sonido a través de un medio, están las pérdidas por transmisión. Si se considera un medio sin condiciones de contorno y homogéneo las pérdidas asociadas a la transmisión estarán relacionadas con la divergencia del campo de presiones y con la absorción del medio.

Teniendo en cuenta el tratamiento realizado por [1], si consideramos dos puntos a y b separados de la fuente emisora una distancia r_a y r_b respectivamente y a su vez entre ambos puntos existe una distancia de separación $|r_b - r_a|$ la presión en el punto b conociendo la presión en el punto a vendrá dado por la expresión:

$$P_b = P_a \left(\frac{r_a}{r_b} \right) e^{\alpha(r_b - r_a)} \quad (\text{I.4})$$

Siendo α = coeficiente de absorción del medio (Neppers/m).

Conviene recordar que se puede establecer una relación entre Neppers y dB haciendo la conversión $\alpha' (\text{dB}/\text{m}) = 8,686 \cdot \alpha (\text{Neppers}/\text{m})$. El coeficiente de atenuación depende de la frecuencia como puede observarse en la figura I.6 [1].

Como se puede observar en la región II y la región III los mecanismos principales de absorción vienen ocasionados por la relajación química del ácido bórico para frecuencias comprendidas entre 70Hz y 8kHz y del sulfato de magnesio entre 8kHz y 400kHz. La región IV está dominada por efectos de absorción relacionados con el coeficiente de viscosidad, y el coeficiente de cizalla del medio.

Considerando esta dependencia del coeficiente de absorción α con la frecuencia se postula la siguiente ecuación experimental I.5 [1].

$$\alpha' \left(\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right) = 3,3 \cdot 10^{-3} + \frac{0,11 \cdot f^2}{1 + f^2} + \frac{43 \cdot f^2}{4100 + f^2} + 2,98 \cdot 10^{-4} \cdot f^2 \quad (\text{I.5})$$

$$20 \log P_b = 20 \log P_a + 20 \log \left(\frac{r_a}{r_b} \right) - 8,7\alpha(r_b - r_a) \rightarrow \quad (\text{I.6})$$

$$20 \log P_a - 20 \log P_b = 20 \log \left(\frac{r_b}{r_a} \right) + \alpha'(r_b - r_a) \rightarrow \quad (\text{I.7})$$

$$H = 20 \log \left(\frac{r_b}{r_a} \right) + \alpha'(r_b - r_a) \quad (\text{I.8})$$

Siendo H la pérdida por transmisión sufrida por el sonido que viaja desde el punto a hasta el punto b.

Es usual referir la pérdida por transmisión considerando una distancia relativa r a la presión que existe en un punto situado a 1 metro de la fuente sonora pudiendo escribirse la ecuación anterior como:

$$H = 20 \log(r) + \alpha'(r) \quad (\text{I.9})$$

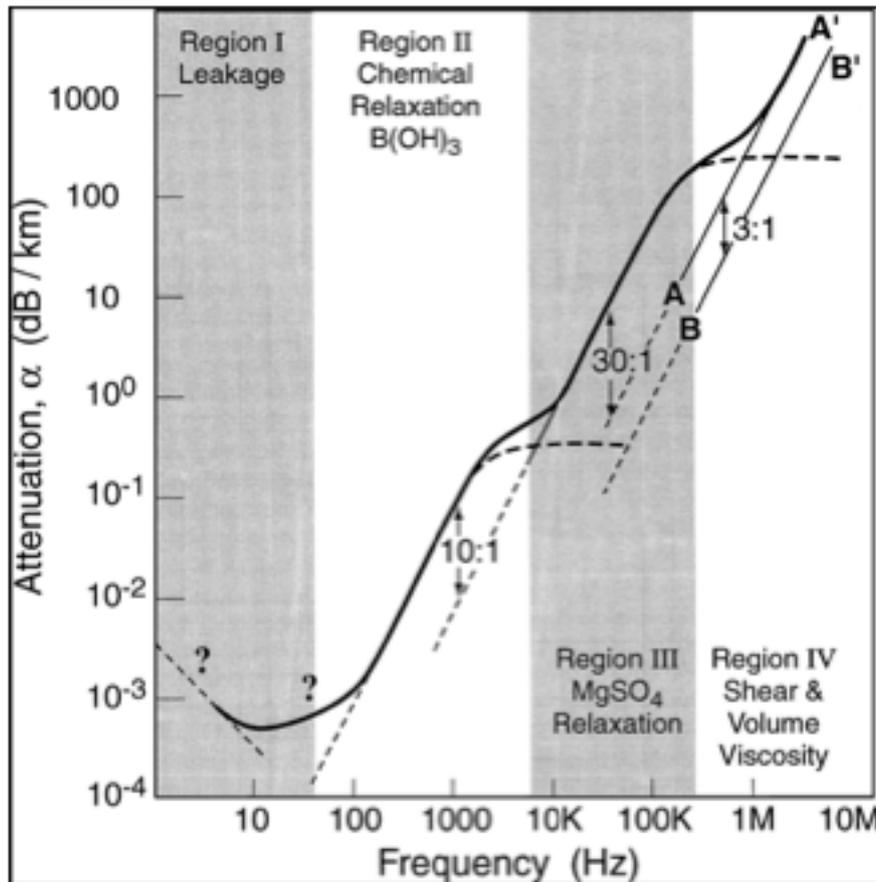


Figura I.6: Diferentes regiones de absorción en el medio marino.

Como ya se ha dicho esta expresión se ha calculado sin tener en cuenta ningún tipo de condición de contorno, tampoco se han considerado fenómenos como la refracción de la onda sonora debido a la existencia de un gradiente de la velocidad del sonido, fenómenos de interferencias constructivas o destructivas asociadas a diferentes tipos de propagación posibles etcétera. A menudo este tipo de fenómenos que provocan también pérdidas en la transmisión suelen añadirse a la ecuación anterior considerando un término adicional denominado término de transmisión anómala A quedando la ecuación I.10:

$$H = 20 \log(r) + \alpha'(r) + A \quad (\text{I.10})$$

Debido a la variación de la velocidad del sonido en función de la profundidad existirán situaciones en las que la refracción del rayo tendrá importantes consecuencias en la curvatura de la trayectoria descrita por el sonido en el medio. El camino descrito por el sonido se ha calculado mediante la aplicación de la ley de Snell [1]:

$$\frac{\cos \sigma(z)}{c(z)} = \text{cte} \quad (\text{I.11})$$

Siendo;

$c(z)$ = velocidad del sonido en función de la profundidad.

$\sigma(z)$ = ángulo formado por la trayectoria del rayo y la horizontal en función de la profundidad.

En la figura I.6 se describen algunas situaciones de propagación de sonido bajo determinadas condiciones del medio. Las trayectorias descritas por los rayos pueden ser explicadas mediante la aplicación de la ley de la refracción.

La ley de Snell predice que cuando la velocidad del sonido aumenta, el ángulo con formado con la horizontal disminuye. O dicho de otro modo la trayectoria de los rayos se curvaran hacia regiones donde la velocidad del sonido sea menor.

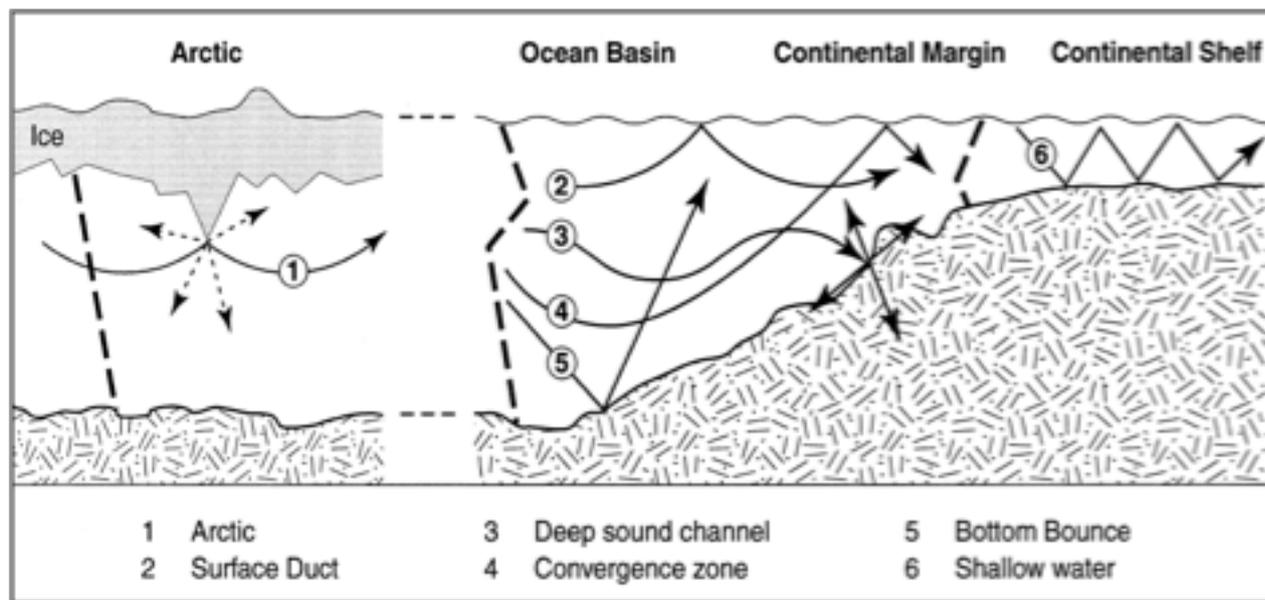


Figura I.7: Esquema de varios tipos de propagación del sonido.

Considerando esta propiedad se puede interpretar algunas de las trayectorias representadas en la figura anterior, donde por ejemplo la trayectoria 1 se curva hacia la superficie ya que como representa la línea de puntos discontinua la, la velocidad aumenta con la profundidad. La trayectoria 2 representa el camino seguido por el sonido, cuando éste es emitido en un punto donde la velocidad del sonido representa un máximo local (se ve en la línea de trazo discontinuo), de manera que el rayo tiende a curvarse hacia la superficie en la cual la velocidad del sonido es menor que en el punto donde se ha realizado la emisión, tiene lugar una reflexión con la superficie y el rayo volverá a curvarse alcanzando la superficie de nuevo generándose un canal de transmisión en la superficie. La trayectoria 3 describe el proceso que tiene lugar cuando se emite un sonido a una profundidad considerable bajo un ángulo de emisión pequeño, en la región donde finaliza la termoclina. Como se observa en la línea de trazo discontinuo se emite en una zona donde la velocidad del sonido toma un valor mínimo local de manera que si el rayo asciende va hacia zonas donde la velocidad del sonido es mayor, y lo mismo sucede si el rayo desciende. De manera que la señal acústica se curva periódicamente, alrededor del eje descrito por el valor mínimo de la velocidad del sonido, formando lo que se conoce como un canal sonoro profundo. En estos canales las componentes de baja frecuencia, ocasionadas por ejemplo por una explosión pueden propagarse grandes distancias ($\sim 3000km$ en 1h).

El camino 6 corresponderá a la situación en la cual se genera un canal de transmisión dominado por la reflexión en fondo y superficie, debido a la absorción por el fondo la señal se atenuará y no recorrerá grandes distancias.

Por último y para finalizar con esta breve introducción sobre la acústica submarina, se va a introducir los conceptos básicos sobre enmascaramiento por ruido en el mar.

Si se clasifica el ruido en el medio marino, atendiendo a su origen se puede decir que existen dos tipos de ruido, de origen natural, y el producido por el hombre. El ruido de origen natural domina a bajas frecuencias ($\sim 10\text{kHz}$) y a altas frecuencias (\sim del orden de los cientos de Hz). Usualmente se considera que la mayor parte del ruido que va a existir en el mar va a ser el generado por la acción del viento y el oleaje, se puede observar en la figura I.8 el diagrama del nivel de presión sonora asociada a los diferentes estados de la mar en función de la frecuencia. El estado de la mar a su vez se divide en diferentes estados atendiendo a la escala de Beaufort de viento.

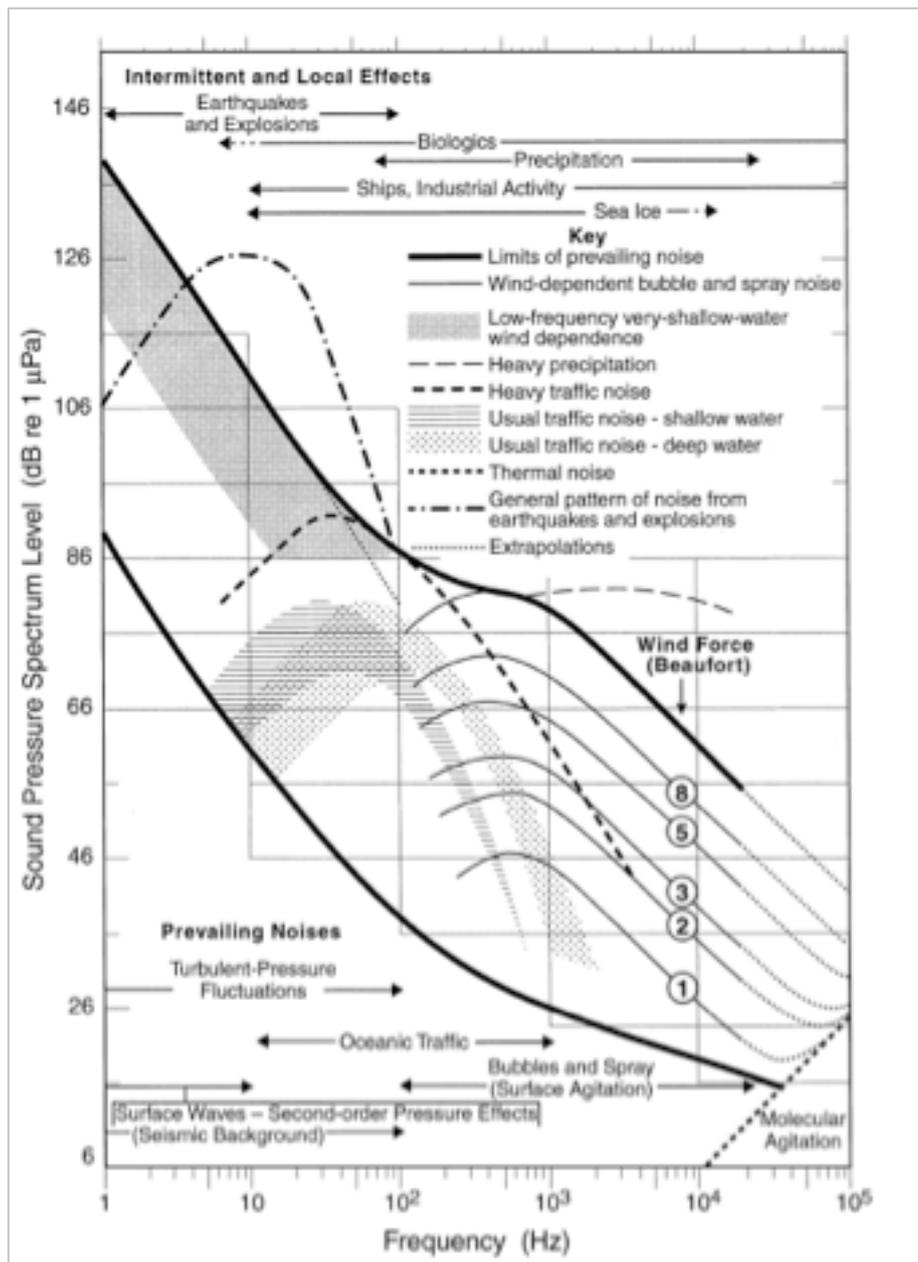


Figura I.8: Diagrama de espectro de nivel de ruido.

Se puede calcular[2] el de ruido asociado a un espectro a la frecuencia de 1 kHz mediante la ecuación:

$$N_f = N_1 - 17 \log f \tag{I.12}$$

Siendo f la frecuencia en Khz. Por su parte el nivel de enmascaramiento por ruido puede obtenerse[2] mediante la siguiente ecuación:

$$L_N = N_f + 10 \log \Delta f - DI \quad (I.13)$$

Siendo $10 \log \Delta f$ el término que da cuenta del ancho de banda del sistema receptor y DI el factor de directividad que posee el hidrófono receptor.

Si atendemos a la definición de la ecuación del sonar pasivo, y expresando todas las cantidades que a continuación se van a definir en dB, se puede definir la relación señal ruido como [1]:

$$SNR = SL - TL - N \quad (I.14)$$

Siendo;

SNR = Relación señal ruido

SL = Nivel presión emitida por un hidrófono emisor.

TL = Pérdidas por transmisión.

N = Nivel de ruido.

Para que una medida pueda ser tomada con una cierta garantía, se decide normalmente definir un nivel de detección mínima denominado poder discriminatorio, de manera que la probabilidad de detección de un suceso ha de ser como mínimo del 50 %.

Capítulo II

Requisitos del emisor de ultrasonidos

En el siguiente capítulo pasare a enumerar los requisitos que se han establecido a modo de pliego de condiciones para el diseño del sistema hardware de emisión/recepción de ultrasonidos. Los Requisitos son:

- Tensión de alimentación de 5V@1W
- Puerto de Comunicaciones RS232 para configuración
- Señal de “trigger” para el disparo de la señal con una precisión entorno a 1µs
- Recepción de señal usando el mismo transductor empleado para la emisión
- El diseño debe de tener un tamaño lo mas reducido posible.

II.1. Requisitos de alimentación eléctrica.

El consorcio de KM3Net nos ha informado que la alimentación que ponen a nuestra disposición para nuestro montaje es de 5V@200mA. Es obvio que es insuficiente para los requisitos de potencia de un transductor de ultrasonidos que deba cubrir un kilómetro cubico de cobertura acústica. Hay que tener en cuenta que debe de llegar a todos los elementos del telescopio con la suficiente relación señal/ruido. Como hemos visto en I.3 en la ecuación del sonar pasivo el ruido del fondo marino podría hacer peligrar el proyecto si no emitimos con la suficiente potencia.

Teniendo en cuenta que nuestra potencia eléctrica es de 5V@200mA o lo que es lo mismo 1W y que un sistema de amplificación analógico tiene un rendimiento bastante pobre (entorno al 78 %, en el mejor de los casos) nos daría una potencia eléctrica inferior a los 0,8w. A priori es obvio que nuestra señal acústica no sería suficientemente potente como para cubrir 1km³ de agua con la suficiente relación señal/ruido como para garantizar la detección del suceso acústico. En la siguiente simulación se puede ver que cantidad de potencia eléctrica hace falta.

Después de analizar el tipo de señal y los requisitos en cuanto al tiempo que ha de transcurrir entre las diferentes mediciones de tiempo de vuelo se ha establecido que solo es necesario enviar una señal con una duración de pocos mili-segundos cada varios minutos. Es por esto que la primera solución obvia es almacenar la señal eléctrica que nos proporcionan en un condensador o una batería dependiendo de los requisitos energéticos del emisor de ultrasonidos.

II.2. Tensión mínima que necesitamos aplicar al transductor

Hemos realizado una simulación en Matlab para intentar averiguar que nivel de tensión tendríamos que aplicarle al transductor FFR para que el hidrofono reciba 1mv de señal.

Para el calculo hemos considerado la sensibilidad de los dos transductores implicados: el emisor FFR y el hidrofono empleado en NEMO.

- Hidrófono FFR = 133db re 1 μ Pa/V.
- Hidrófono de Nemo = -207 db re 1V/ μ Pa + Preamp(38dB) + 3dB = -166dB re 1V/ μ Pa.

Y la atenuación del medio a 30Khz. en dB's por km II.1.

$$\alpha' \left(\frac{dB}{km} \right) = 3,3 \cdot 10^{-3} + \frac{0,11 \cdot f^2}{1 + f^2} + \frac{43 \cdot f^2}{4100 + f^2} + 2,98 \cdot 10^{-4} \cdot f^2 \quad (II.1)$$

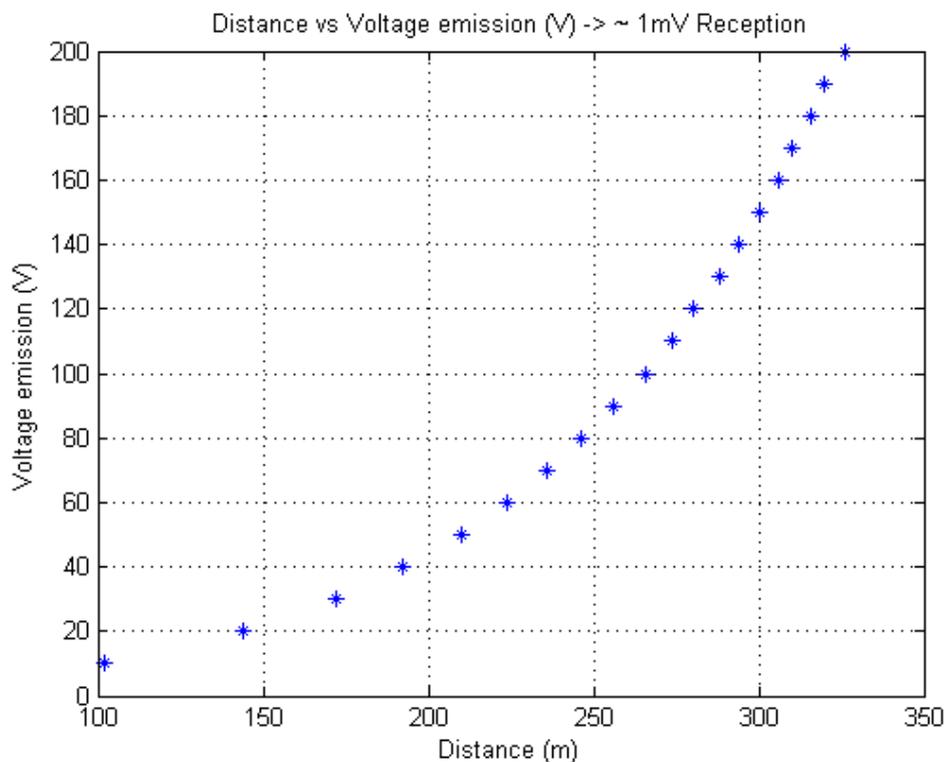


Figura II.1: Relación entre la distancia hidrofono/emisor y la tensión aplicada por el emisor.

II.3. Requisitos de comunicaciones

El siguiente requisito es el del interface RS232C, este interfaz es lo que comúnmente se conoce como puerto serie en los ordenadores.

Es un puerto de comunicaciones asíncrono con un terminal dedicado a la transmisión y otro a la recepción. Además el RS232C dispone de terminales dedicados que se emplean en los que se conoce como "sincronización hardware". Estos terminales son conocidos por los acrónimos (DTR "Data Terminal Ready", DSR "Data Set Ready", RTS "Request To Send",

CTS “Clear To Send”). Hemos prescindido de emplear dicha sincronización en el presente proyecto por no ser imprescindible para la comunicación y no resultar practica al aumentar el cableado necesario.

Así pues en la placa prototipo solo se emplearán las señales básicas conocidas como TX “transmisión de datos” y RX “recepción de datos”, junto con la correspondiente referencia de masa.

El protocolo RS232C se basa en la transmisión de bits en serie con niveles que van desde los 12V (0 logico) a los -12V (1 logico) como se puede observar en la figura II.2. Dichos niveles también pueden ser de +5V (1 lógico) o 0V (0 lógico) para que sean compatibles con los niveles lógicos del microcontrolador.

La señal serie se encuentra a -12V en reposo pasando a +12V durante el tiempo que dura 1 bit para indicar el inicio de la transmisión de un dato. Dicho dato que se transmite en serie inmediatamente después está compuesto por varios bits (normalmente 8) enviando primero el menos significativo y por ultimo el mas significativo. Al teminar el dato se envia un bit opcional de corrección de errores (paridad) y uno o dos bits a 1 que indican final de la transmisión del dato.

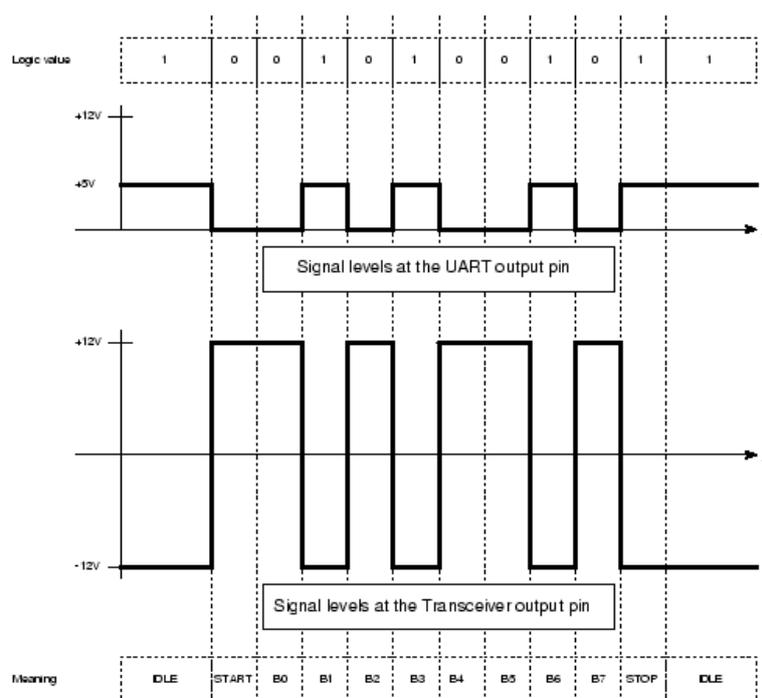


Figura II.2: Protocolo RS232C.

Al tratarse de un protocolo asíncrono no se envía la señal de reloj para establecer la posición en el tiempo de cada bit. Es por esto que son necesarios los bits de start y de stop para sincronizar el DTE “Equipo terminal de datos” con el DCE “Equipo de Comunicación de datos”. es por esto también que tanto el DTE como el DCE deben conocer y emplear la misma configuración en el uso de este protocolo.

A priori hemos establecido la comunicación con la placa con los siguientes datos de configuración del protocolo:

- velocidad de transmisión 9600 baudios (bits por segundo)
- ocho bits de datos

- un bit de stop
- ningún bit de paridad

Hemos escogido esta configuración por ser la mas común en los puertos de consola de los equipos del mercado y por ser la velocidad de transmisión lo bastante baja para evitar posibles problemas de comunicación debidos a la distancia (capacidades parásitas del cable).

Con el objetivo de poder configurar el dispositivo de forma cómoda se ha decidido que el puerto serie se comportara como un puerto de consola mediante comandos preestablecidos. De esta forma se podrá configurar la placa empleando cualquier programa de terminal, como por ejemplo el “hyperterminal” de Windows.

Para facilitar el uso la placa mostrara una pequeña ayuda en el caso de no reconocer el comando de entrada.

Los comandos definirán el tipo de señal, la duración, la frecuencia y demás parámetros que se consideren oportunos estableciendo valores por defecto para el cuando se resetee la placa.

II.4. Requisitos de la etapa receptora y el trigger

Otro de los requisitos de la placa es que aproveche la señal que se recibe del transductor cuando no está emitiendo y la envíe al sistema de captura de KM3NeT. Para eso será necesario limitar la señal de alto voltaje que usamos para emitir y amplificar la señal de bajo voltaje recibida por el tansductor.

Así mismo el sistema también deberá disponer de una entrada para capturar una señal de trigger que emitirá el sistema y deberá emitir la señal con una latencia mínima y estable. Una vez la placa reciba la señal deberá enviar el pulso de ultrasonidos con una latencia entorno a un microsegundo y con una posibilidad de error inferior a 1 μ s. Esto es debido a que en 1 μ s la señal en el agua puede viajar aproximadamente $1500m/s * 10^{-6}s$ o lo que es lo mismo 1,5 mm, lo que es suficiente precisión para esta aplicación.

Capítulo III

Prototipo 1

III.1. Esquema de la parte analógica

En base a las especificaciones se decidió realizar un prototipo que cumpliera con el mayor número de especificaciones posible. He pensado que una buena forma de afrontar el desarrollo es dividir este prototipo en dos partes (la parte analógica y la parte digital). En la figura III.1 se puede ver una primera versión de la parte analógica.

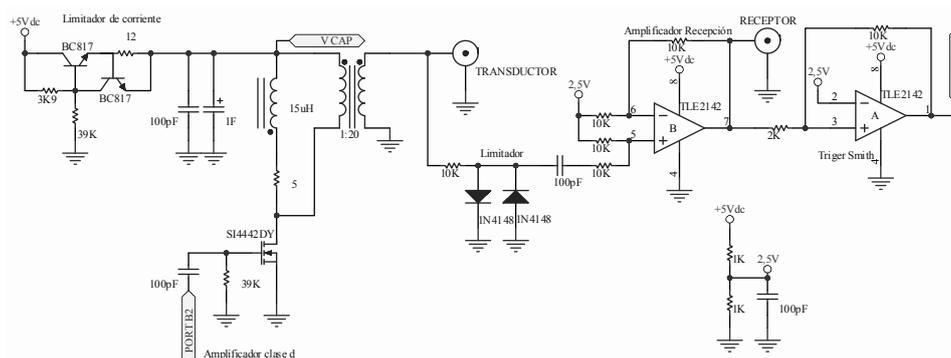


Figura III.1: Esquema de la parte analógica.

En esta primera versión de la parte analógica se decide cumplir con las especificaciones de la siguiente forma:

- La alimentación eléctrica con un limitador de corriente que garantice que no excedemos el consumo requerido y un condensador de 1F a continuación para almacenar la energía eléctrica que luego usaremos para transmitir.
- La emisión con un amplificador conmutado realizado con un mosfet y un transformador.
- Y la parte de recepción con un limitador hecho con diodos y amplificadores operacionales.

III.1.1. Limitador de corriente

Necesitamos poder almacenar la energía eléctrica que necesitamos para emitir. Pero tenemos que almacenarla sin superar los 200mA máximos que tenemos como requisito de alimentación. Por eso usamos un limitador de corriente realizado con un par de transistores y unas resistencias.

El funcionamiento es muy simple. El transistor de la izquierda polarizado con la resistencia de 3K9 y la de 39K quedaría saturado con lo que circularía a través de su emisor el máximo de corriente posible. Pero el segundo transistor cuando en la resistencia que tiene entre base y emisor caen 0,7V se satura reduciendo la tensión base emisor del primero y limitando la corriente que circula por el.

Con la resistencia de 12 ohms que he seleccionado para situar en el diodo base-emisor y teniendo en cuenta que la tensión máxima que puede caer en dicho diodo son 0,7V tenemos que la corriente máxima que circulará hacia el transistor será: $I = \frac{V}{R} = \frac{0,7}{12} = 58mA$

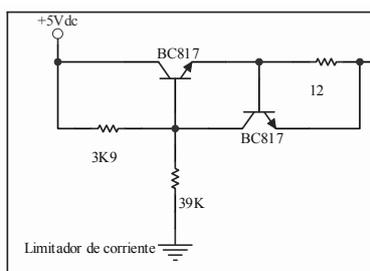


Figura III.2: Detalle del limitador de corriente.

III.1.2. Amplificador de conmutación

Para obtener mejor rendimiento energético, así como un diseño mas pequeño y simple optamos por usar un amplificador de conmutación.

En este primer prototipo este amplificador producirá señales cuadradas de entre 20 y 40 Khz confiando en que el propio transductor actúe de filtro paso banda y elimine los armónicos de la señal. Así la señal emitida será en realidad una señal senoidal de la frecuencia fundamental de la cuadrada que hemos generado.

Para poder variar la amplitud de la señal emitida se ha pensado en variar el ancho del pulso de la señal cuadrada emitida para de esta forma tener menos energía en la fundamental y mas en los armónicos.

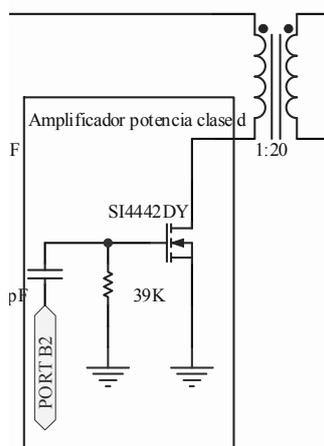


Figura III.3: Detalle del amplificador de conmutación.

El problema de este sistema es que probablemente el transductor disipe los armónicos en forma de calor por lo que perderemos eficiencia energética.

Para realizar el amplificador de conmutación hemos escogido a priori el transistor SI4442 de Intersil ya que tiene una R_{on} de $0,005 \Omega$. Tiene la pega de que tiene una C_{ISS} de unos 4500pF lo que nos afectaría mas a frecuencias mas altas, pero que no nos afecta demasiado a la frecuencia de trabajo.

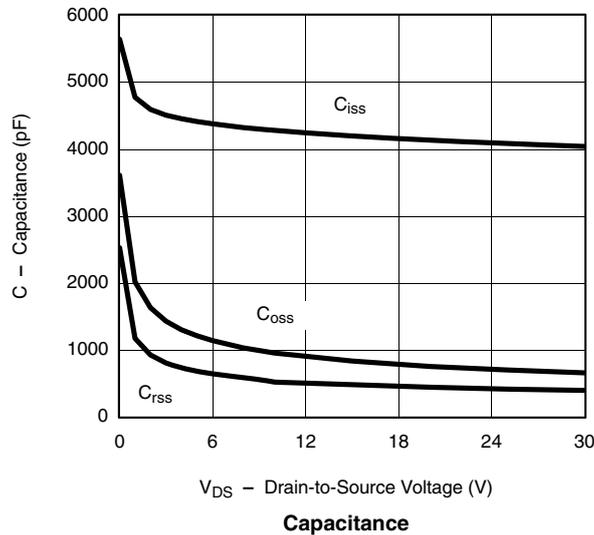


Figura III.4: Capacidad de la puerta del MOSFET en función de V_{DS} .

Hemos podido observar que a la frecuencia de trabajo no podemos alimentar el mosfet elegido con una señal $0-5\text{V}$, el mosfet conduce continuamente y no solo cuando la señal es mas positiva. Es por esto que se ha modificado el diseño básico para atacar el mosfet directamente desde un puerto del microcontrolador. Como se puede observar en la figura III.5 la solución es poner un condensador en serie con la puerta para eliminar la componente continua.

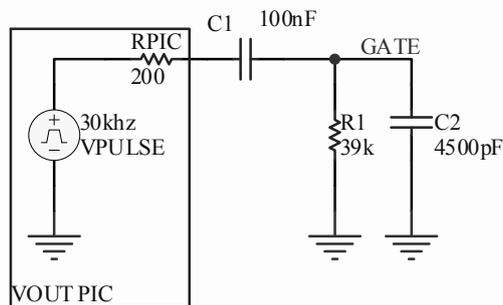


Figura III.5: Simulación de la salida del pic atacando al MOSFET a través de un condensador.

En la figura III.6 tenemos una simulación de la tensión que tendríamos en la puerta del mosfet y se puede observar como el condensador en serie va eliminando el pedestal de corriente continua.

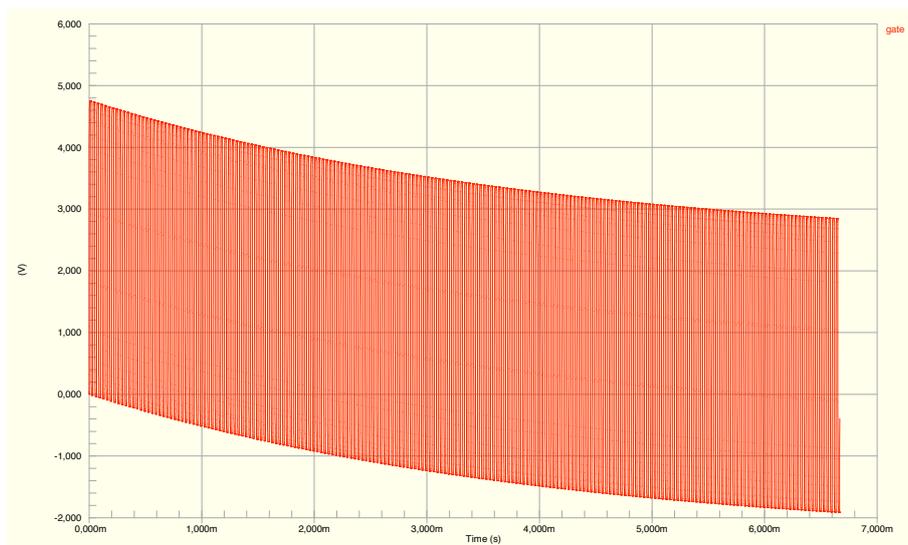


Figura III.6: Simulación del condensador de adaptación a 30KHz.

III.1.3. Transformador

Una de las características de los transductores piezoeléctricos es su elevada impedancia. En concreto el transductor que usamos el FFR tiene una impedancia en la zona de trabajo de 110-1000j.

Para poder emitir con cierto nivel de potencia con este transductor es obvio que necesitaremos un elevado nivel de tensión entre sus terminales.

Si por ejemplo quisiésemos transmitir con $100W_{rms}$ teniendo en cuenta que $P = \frac{V_{ef}^2}{R}$ tendríamos que $V_{ef} = \sqrt{P * R}$ y para conseguir los 100W necesitaríamos una tensión eficaz de $V_{ef} = 105V$ o lo que es lo mismo $294V_{pp}$

Es obvio que con la tensión de alimentación que tenemos la potencia máxima que podemos obtener es ridícula. Es por esto que después de considerar diferentes opciones he pensado que la mejor opción es usar un transformador de ferrita para convertir nuestra tensión de $5V_{pp}$ a la tensión que sea necesaria para conseguir la potencia requerida.

Para el transformador se ha optado en primera instancia por bobinar uno a mano para el prototipo. Este transformador solamente cumplirá la relación de espiras y estará sobredimensionado para soportar la corriente necesaria sin saturar el núcleo.

En segunda instancia se ha contactado con una empresa de bobinado de transformadores para que nos diseñe un transformador que pueda realizarnos en serie que cumpla las siguientes características:

- Tensión del primario 12V
- Tensión del secundario 500V
- frecuencia de trabajo 30Khz
- potencia de trabajo 100W

III.1.4. Adaptación de Impedancia

Lo que hemos visto en la subsección anterior III.1.3 funciona siempre y cuando podamos reducir al mínimo la parte imaginaria de la impedancia.

Esto es debido a la potencia aplicada sería sobre el modulo de la impedancia $|Z| = \sqrt{R^2 + I^2} = \sqrt{110^2 + 1000^2} = 1006\Omega$ mientras que la potencia que de verdad usaríamos para emitiríamos sería la aplicada sobre la parte real 100Ω . Por lo tanto el rendimiento que obtendríamos en nuestro caso si no compensamos la parte imaginaria sería solo de un 10%. Eso sin contar el transitorio introducido por la parte imaginaria que aumentaría la latencia de emisión en gran medida.

Al principio intenté compensar la parte imaginaria introduciendo una inductancia en serie con el transductor. Esta inductancia tendría que tener el mismo valor que la parte imaginaria del transductor pero con signo contrario. Esto debería de haber funcionado si no fuese por que usamos un transformador que es un elemento inductivo entre el amplificador y el transductor.

Como el transformador que he montado para el prototipo lo he hecho a mano sin demasiados cálculos previos y teniendo en cuenta que el circuito equivalente del transformador a alta frecuencia es bastante complejo y con datos que desconozco, he pensado que la mejor opción sería medir la impedancia en el primario del transformador con el transductor conectado en el secundario e intentar compensarla usando una red de Zobel y métodos numéricos para ajustarla. La impedancia medida se puede ver en la figura III.7.

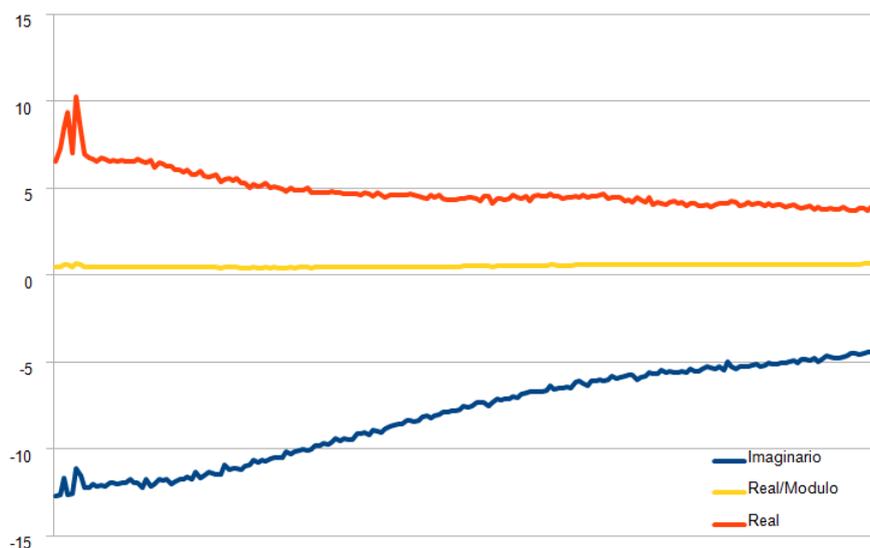


Figura III.7: Impedancia medida en el primario del transformador.

Como se puede observar el rendimiento, que lo hemos dado como la parte real dividida por el modulo de la impedancia, es muy bajo entorno a 0,5.

La red de Zobel en nuestro caso es una bobina con una resistencia en serie y ambas en paralelo con la impedancia a compensar. El motivo por el que he usado una bobina y no un condensador que es lo que se usa para compensar la impedancia de altavoces, es que nosotros queremos compensar una impedancia con un fuerte componente capacitivo y no inductivo como en el caso de un altavoz.

Para ajustar los valores he recurrido a una hoja excel en la que realizo el paralelo entre la impedancia de mi red de Zobel y los valores medidos para cada frecuencia. De esta forma puedo ir ajustando los valores hasta minimizar la parte capacitiva.

Como datos de partida uso una XL con mismo valor que la XC media de la impedancia medida III.1 y una Resistencia similar la media de la parte real medida.

$$XL = 2 * \pi * f * L = XC = \frac{1}{2 * \pi * f * C} \rightarrow L = \frac{1}{4 * \pi^2 * C} \quad (\text{III.1})$$

En la figura III.8 podemos ver el resultado teórico del ajuste realizado con la hoja excel. Como podemos ver la parte imaginaria se ha reducido considerablemente y la media de la división entre la parte real y el modulo es prácticamente 1.

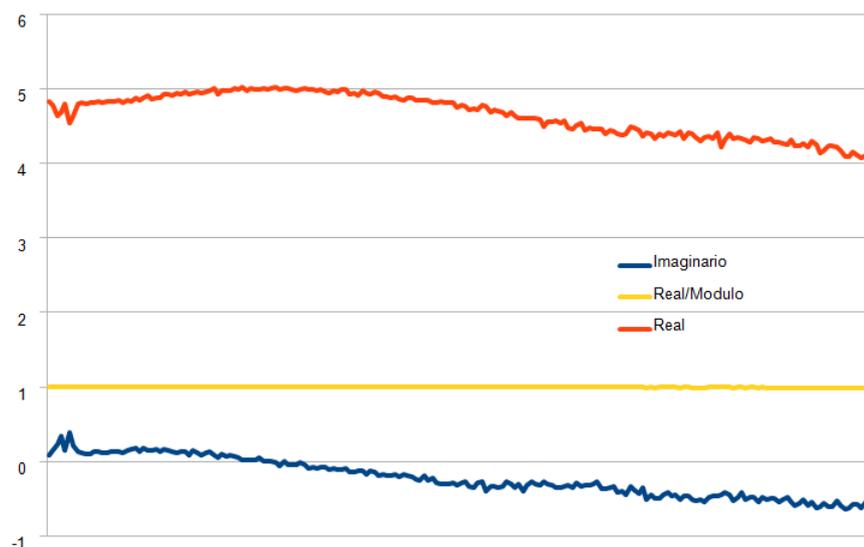


Figura III.8: Resultado numérico de la adaptación de impedancias.

III.1.5. Limitador y amplificador de recepción

En cuanto a la etapa de recepción el diseño se basa en un amplificador operacional de alta frecuencia y baja figura de ruido. La amplificación del sistema se ha establecido a priori en 4.

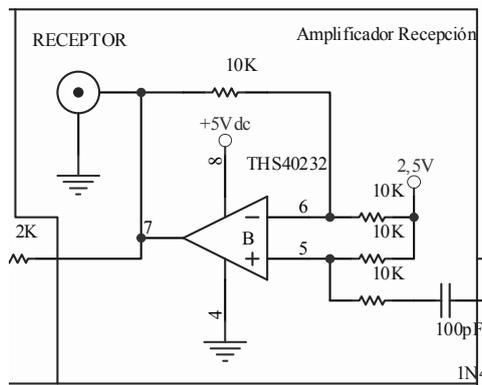


Figura III.9: Detalle del amplificador de recepción.

Como usamos el mismo transductor para emitir y recibir podríamos introducir una tensión muy elevada a la entrada de amplificador operacional y destruirlo. Por este motivo el diseño incluye un limitador con dos diodos y una resistencia que limita la tensión de entrada

del amplificador a $\pm 0,7V$. Como el amplificador tienen ganancia 4 la máxima tensión de salida del amplificador será $\pm 2,8V$

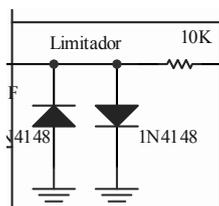


Figura III.10: Detalle del limitador.

Aparte de todo esto se ha incluido un comparador trigger Smith, este comparador recupera la señal cuadrada original y la introduce de nuevo como una señal TTL en el microcontrolador.

El comparador tiene una sensibilidad de $\pm 100mv$. A partir de este nivel vuelve a transformar la señal en una señal cuadrada. Así de esta forma podríamos medir el retardo entre una señal emitida y la recibida en el mismo microcontrolador sin usar un ADC.

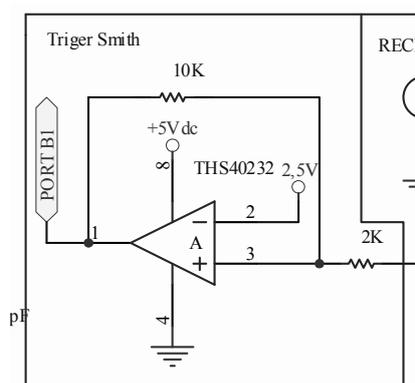


Figura III.11: Detalle del trigger Smith

III.2. Esquema de la parte digital

Para el primer diseño se ha escogido el microcontrolador PIC18F2525 de la casa Microchip. Este microcontrolador ha sido escogido por tener las siguientes características que nos interesan:

- 10 MIPS (millones de instrucciones por segundo).
- 1 UART un puerto serie RS232.
- Módulos PWM de captura y comparación.
- ADC para averiguar la el nivel de carga del condensador.

Como podemos ver en la figura III.12 la parte digital es muy simple. Consta de las siguientes partes:

- 1 Puerto para conectar el Programador/Debuguer PICKIT 2.
- 1 adaptador de niveles para el RS232 (SP233).
- 1 cristal de 10Mhz para el reloj del pic.

Hemos escogido el SP233 como adaptador de niveles por que no necesita de ninguna hardware externo como por ejemplo el SP232 que necesita de varios condensadores. El SP233 hace de interface entre el PIC y un puerto DB9 hembra con el conexionado estándar para poder usar un cable serie normal y no uno “null.-modem”.

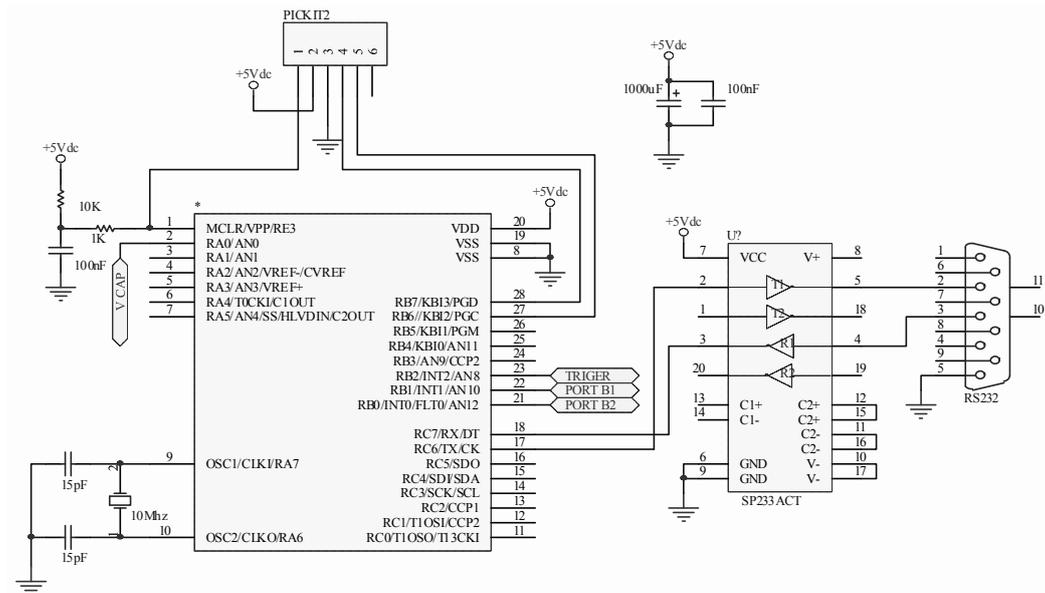


Figura III.12: Esquema del microcontrolador.

Hemos escogido el programador PICKIT2 por que nos permite programar el PIC directamente en la placa sin necesidad de emplear un zócalo para el mismo. El terminal de reset del PICKIT2 esta conectado directamente al reset del PIC mientras que el circuito de reset RC está conectado a través de una resistencia de 1K para dar preferencia al PICKIT2 sobre el reset en el caso de estar conectado.

También hemos puesto una entrada con capacidad para generar interrupciones (INT2) para un trigger externo que dispare la emisión de la señal.

También podemos observar en los esquemas III.12 y III.1 que el nexo de unión entre ambos solo son tres señales:

- La señal digital que extraemos del puerto B2 y que usamos para atacar al mosfet.
- La señal digital que introducimos desde el trigger-smith al pic para poder medir retardos de la señal.
- La tensión del condensador de 1F que introducimos en un puerto analógico del PIC para poder monitorizar la carga.

Capítulo IV

Primera versión del software

Una vez diseñada y montada la placa tenemos que averiguar de que forma podemos extraerle el mejor partido. La primera solución que se me ocurrió en un principio era usar algo que ya había probado a menor frecuencia con el mismo PIC, usar un timer y el modulo de comparación para generar interrupciones.

Después de observar graves problemas con el primer método, las interrupciones introducen mucha latencia, se me ocurrió emplear un método mas directo. Por eso implementé un bucle cerrado que fuese comparando el estado del TIMER1 por software. Este método reduce la latencia en gran medida y la hace mucho mas estable, pero todavía dista mucho de conseguir cumplir con los requisitos.

Por eso la ultima opción para poder usar con esta primera versión de la placa es usar “assembler online” para generar un programa secuencial que vaya cambiando la puerta del mosfet con la menor latencia posible.

IV.1. Interrupciones

La primera solución que se me ocurrió para el software fue usar una técnica que había usado antes para resolver un problema a menor frecuencia y sin requisitos de latencia. La idea básica es usar el TIMER1 y el modulo comparador CCP1 para generar la señal cuadrada y tener la posibilidad de variar el ancho de pulso.

Para ello aprovecho la posibilidad de generar interrupciones hardware cuando el TIMER1 llega a 0 y otra cuando el modulo de comparación detecta una coincidencia.

El TIMER1 no es mas que un contador que se alimenta de la señal de reloj del sistema a través de un preescaler. Y los módulos de comparación lo que hacen es generar un evento cuando la cuenta de TIMER1 llega a un determinado valor. De esta forma usamos el comparador CCP2 para resetear el contador cuando llegue al valor que hemos preestablecido para generar la frecuencia que queramos conseguir.

Lo que hacemos a continuación es usar la interrupción generada cuando el contador vuelve a 0 para poner el la salida que ataca al MOSFET a 1. Y a continuación usar la interrupción generada cuando coincide TIMER1 con CCP1 para ponerlo la salida del MOSFET a 0.

```
/*  
/*          TIMER 1 pone a 1 el mosfet          */  
/*  
#int_TIMER1 FAST  
void  TIMER1_isr(void)
```

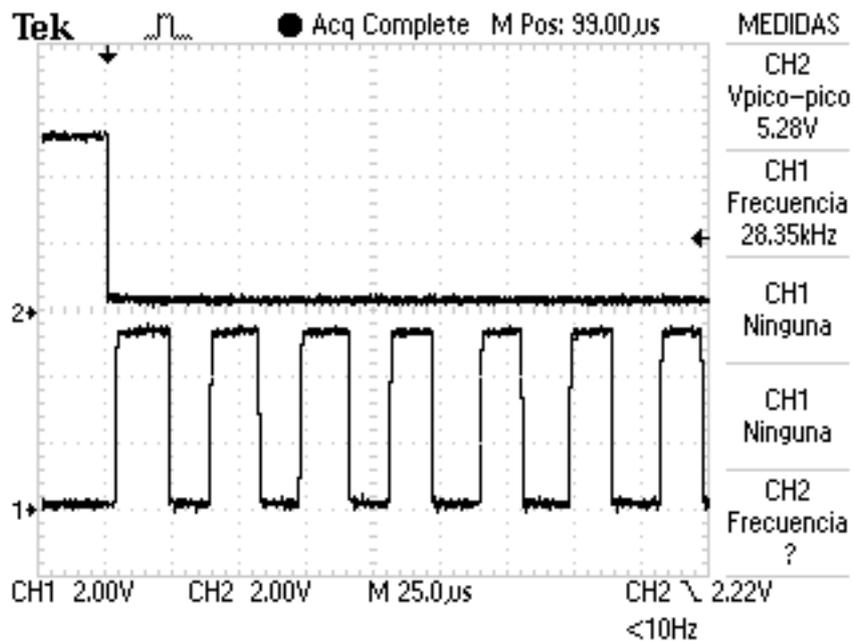



Figura IV.2: Latencia del sistema de bucle.

La primera parte del código lo que hace es detectar el flanco de bajada en la entrada de trigger para así seguir con el siguiente bucle que es el que comprueba el TIMER1 y cambia la salida del mosfet cuando.

```

while (1)
{
triggerNew=trigger;

if (triggerNew==0 && triggerOld==1) //Detecto el flanco del trigger
{
Ciclos=cic; // Cargo el numero de ciclos
set_timer1(0); //inicializo el timer
MOSFET=1;
Mos=1;
}

triggerOld=triggerNew;

while (Ciclos>0) // si hay ciclos que reproducir
{
Timer=get_timer1();

if (Timer<MedioPeriodo)
{
MOSFET=1;
Mos=1;
}
else
{
MOSFET=0;
Mos=0;
}
}
}

```

```

}

if (Mos==0 && OldMos==1) // decremento el numero de ciclos
    Ciclos--;

OldMos=Mos;
}

```

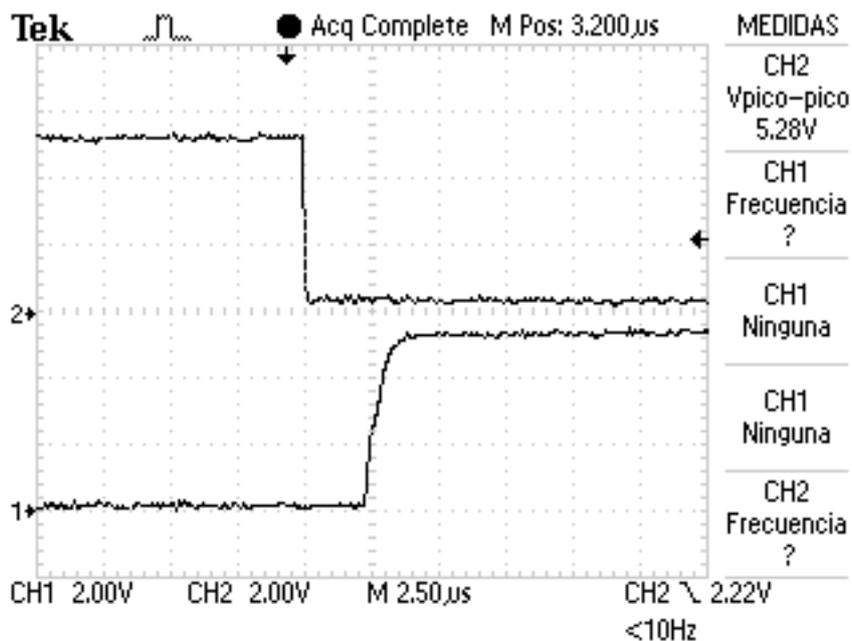


Figura IV.3: Latencia del sistema de bucle, detalle de la latencia.

IV.3. Programa secuencia en assembler

Este sistema es el mejor, pero usa mucha memoria ram y mucha memoria flash. Puede conseguir latencias de entorno a 0,5µs +- 0,2µs. Al menos en teoría, ya que esta versión no a llegado a ser probada por decidimos al final por emprender el diseño de la segunda versión de la placa.

Básicamente el programa secuencia es el que podemos ver resumido a continuación. Este programa va en un fichero externo al código por comodidad ya que es muy extenso. Básicamente se basa en ir chequeando uno por uno los bits en memoria a partir de una dirección de inicio.

```

BTFSC 0x7B.0 // Comprueba el bit 0x7B.0 salta si 0
BTG MOSFET // Cambia el estado del MOSFET
BTFSC 0x7B.1
BTG MOSFET
...
...
BTFSC 0x7C.0
BTG MOSFET
...
...

```

Obviamente escribir todo ese código a mano es muy arduo y puede cambiar en un momento dado al modificar el orden de las variables en memoria. Es por eso que he desarrollado un programa en “Borland c++ Builder” que genera la cantidad de código necesaria a partir de una dirección dada y la almacena en el fichero asm.h.

A continuación podemos ver el código que detecta si ha cambiado el estado del trigger y en ese caso deshabilita las interrupciones y lanza el código en assembler.

```
#asm
check:
BTFSC trigger    //salta la siguiente linea si trigger es 1
BRA    check     //salta a check
BCF    INTERRUPT //deshabilita las interrupciones
#include "asm.h" //inserta el fichero asm.h
BSF    INTERRUPT //habilita interrupciones
BRA    check     //vuelve a check
#endasm
```


Capítulo V

Segundo prototipo

Dado a los problemas surgidos en el prototipo anterior y para refinar el diseño final hemos decidido realizar un segundo prototipo.

Uno de los principales problemas es que no emitimos con la suficiente potencia. Por eso he decidido usar un conversor DC/DC para elevar la tensión de emisión a 12V y usar un amplificado en puente para así doblar la tensión pico a pico.

Otro problema de fácil solución a sido que el condensador de 1F tiene una ESR muy alta y esto reduce en gran medida la potencia emitida. La solución a este problema es obvia, usar un condensador con una ESR menor. Lo complicado ha sido llegar a un compromiso entre tamaño capacidad y ESR.

También he decidido substituir el PIC del la primera versión por un PIC33FJ256MC0710. Este PIC tiene cuatro veces mas potencia de proceso, es de 16bits. Ademas tiene un hardware capaz de generar hasta cuatro señales PWM pensadas para el control de motores y que nos viene perfectas para nuestro prototipo.

Y por ultimo para mejorar el rendimiento he decidido usar una modulación PWM de alta frecuencia conforme se puede ver en la sección V.1.

V.1. Modulación PWM

La principal modificación que se quiere realizar en el segundo prototipo es implementar una modulación PWM ternaria para atacar al amplificador clase D.

Como ya se pudo observar en el primer prototipo si enviamos una señal cuadrada a la frecuencia fundamental del transductor este transmitirá una sinusoidal. Pero también es cierto que este sistema es menos preciso a la hora de enviar señales aleatorias y ademas no tiene tanto rendimiento como una modulación PWM ternaria.

A continuación vamos a ver los resultados de una simulación hecha en MATLAB con los parámetros originales que tendremos en la placa del segundo prototipo.

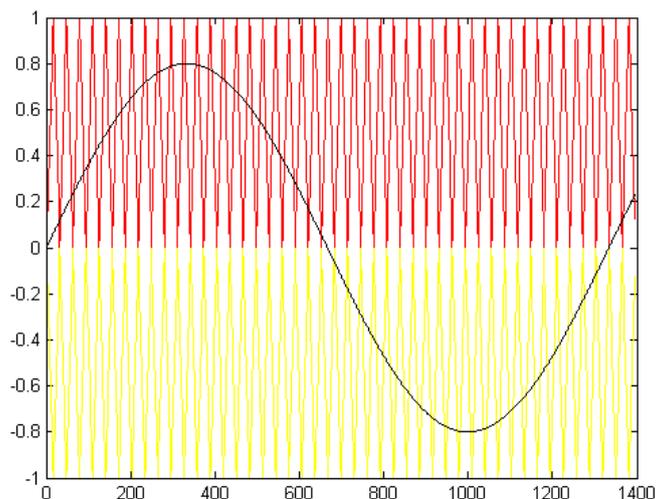


Figura V.1: Señal Moduladora y señales triangulares de 1,25Mhz

Primero obviamente habría que definir como se realiza una modulación PWM y que significa que sea ternaria. una modulación PWM se suele realizar comparando la señal moduladora con una señal en diente de sierra o mejor aun una señal triangular (una señal triangular tiene menor cantidad de armónicos). si la señal moduladora es mayor que la triangular la señal pwm pasa a +V y si es inferior pasa a 0.

En cuanto a lo de ternaria significa que se generan dos señales PWM, una para los ciclos positivos y otra para los negativos. Esto además de ser útil para poder aprovechar mejor el amplificador de clase D con puente en H del segundo prototipo también produce menor cantidad de armónicos.

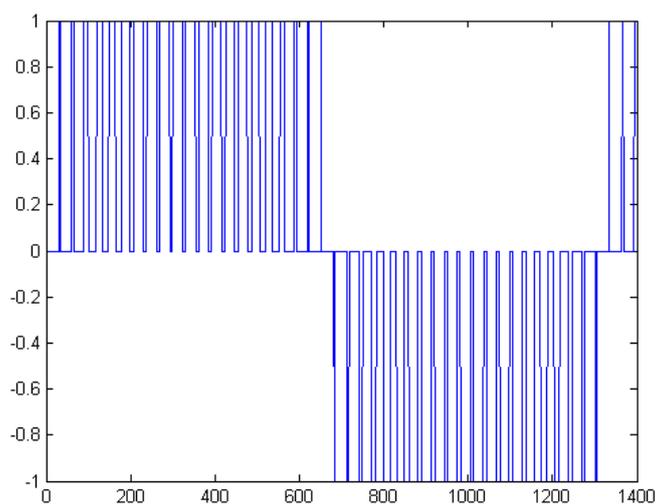


Figura V.2: Señal Modulada "PWM"

Conforme se puede ver en la figura V.1 para la simulación en MATLAB se han generado dos señales triangulares de 1,25Mhz y la moduladora es una señal sinusoidal de 30Khz y 0,8 de amplitud.

Después de realizar la comparación entre las dos señales se genera la señal PWM ternaria que se puede observar en la figura V.2.

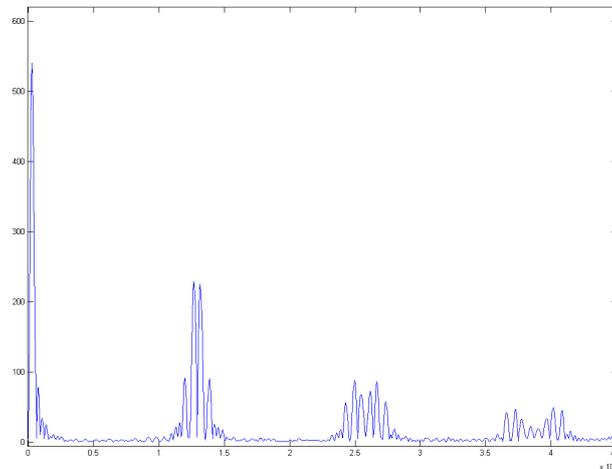


Figura V.3: Espectro de la señal PWM

El espectro de esta señal se puede ver en la figura V.3, como se puede apreciar en dicha figura existe una gran separación entre la señal moduladora y el primer armónico a 1,25Mhz. Es por esto que con un simple filtro analógico con una pendiente suave podremos recuperar la señal original.

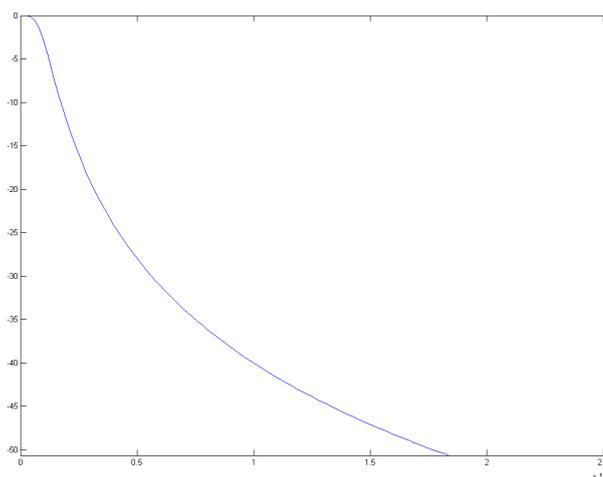


Figura V.4: Filtro Butterworth de 2º Orden $f_c=200\text{Khz}$

En la figura V.4 se puede ver la respuesta de un filtro Butterworth de segundo orden con una frecuencia de corte de 200Khz que cumple las expectativas necesarias para recuperar la señal original.

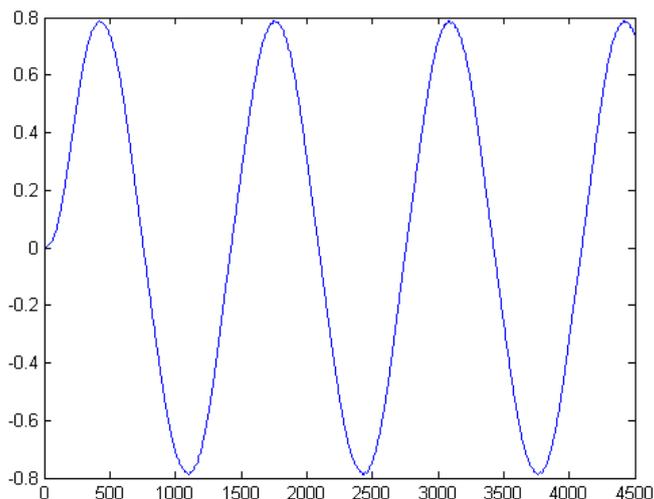


Figura V.5: Señal PWM filtrada

Y por ultimo en la figura V.5 se puede observar la señal recuperada y como se puede ver con detalle en la figura V.6 el primer ciclo de la señal presenta una ligera deformación debido al transitorio del filtro. Este transitorio no parece muy grave, pero se podría intentar reducir mejorando el filtro paso-bajo.

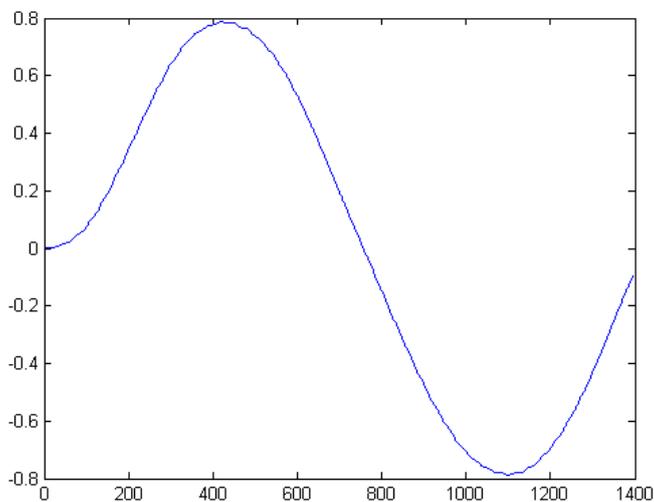


Figura V.6: Señal PWM filtrada con el Filtro paso bajo “Primer Ciclo”

V.2. Modificaciones en la parte analógica analógica

Se han realizado unas modificaciones en la parte analógica para compensar las deficiencias de la primera versión.

La primera modificación a sido elevar la tensión del amplificador a 12V mediante un conversor DC/DC de 1W integrado. A continuación sigue el mismo limitador de corriente de la

primera versión. Teniendo en cuenta que el resto de la electronica consume unos 100mA y que el limitador está a 12V he ajustado el limitador para que entregue una corriente de unos 40mA.

La modificación mas importante ha sido substituir el amplificador con un solo mosfet de la primer versión por un puente en H que es capaz de amplificar una señal PWM ternaria con una latencia inferior a 30ns. Como el puente en H está alimentado a 12V y genera una señal balanceada va a ser capaz de generar una tensión que es 5 veces mayor que la primera versión. O lo que es lo mismo unos 25 veces mas potencia.

En la salida del puente en H he montado un par de filtros paso bajo de orden 3. Este filtro puede ser rediseñado fácilmente tan solo cambiando los coeficientes para así poder admitir diferentes frecuencias de corte y diferentes respuestas. En la subsección V.2.1 se explica de forma mas extensa este filtro.

También se puede observar que he substituido el trigger-smith por una célula Sallen-Key paso bajo. Esta célula hará las veces de filtro antialias. Una célula de segundo orden como esta es insuficiente para un filtro antialias efectivo, pero teniendo e cuenta que es poco probable que el transductor recoja señales fuera de su banda de paso y que no queremos complicar la placa con mas hardware con esto tendrá que bastar. Dado que el microcontrolador escogido tiene un conversor ADC con capacidad para 10bits@1.1Msps o 12bits@500Ksps también podemos usar la técnica de “oversampling” para evitar el aliasing.

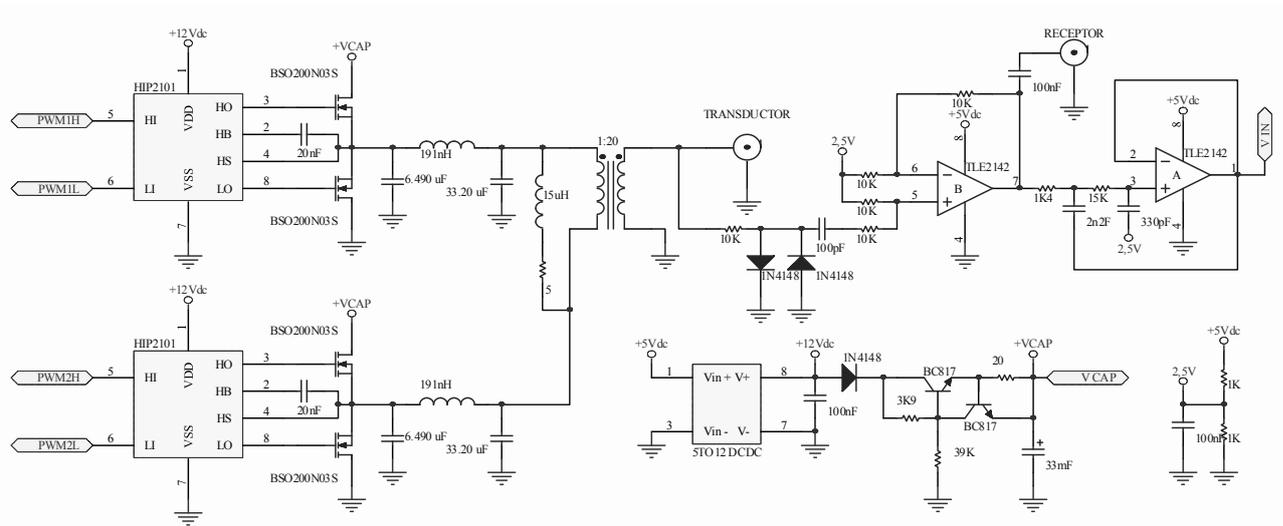


Figura V.7: Esquema de la parte analógica de la segunda versión.

V.2.1. Paso Bajo Reconstrucción

Usando el programa de diseño de filtros de NuHertz he calculado el filtro pasabajo de reconstrucción para recuperar la señal de moduladora a partir de la PWM.

La primera opción que probé es usar un filtro de Butterworth cuya respuesta se puede ver en la figura V.8. Conforme se puede ver en dicha figura este filtro tiene una buena pendiente de atenuación. Pero a pesar de esto tengo que desestimarlos debido a que el retardo de grupo no es plano y eso afectaría a los transitorios de la señal.

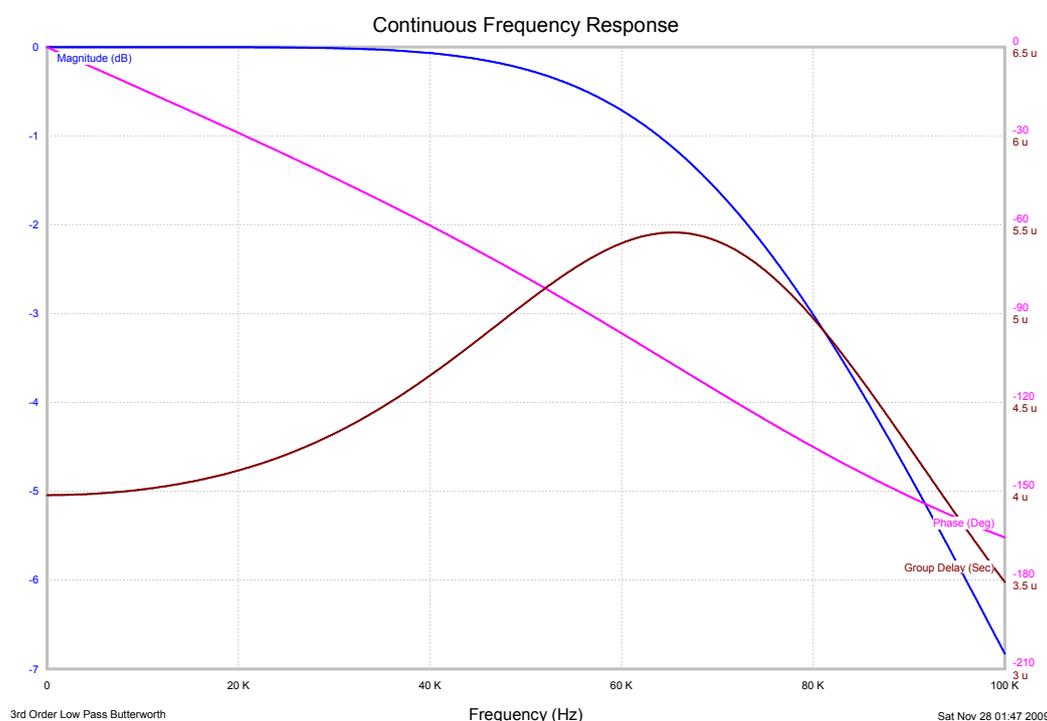


Figura V.8: Respuesta en frecuencia de un filtro Butterworth de orden 3 centrado en 60Khz

Como segunda intentona he decidido usar un filtro de Bessel que tienen un retardo de grupo plano en la banda de paso. A pesar de eso la pendiente del filtro no es tan abrupta como la del Butterworth, A pesar de esto último ya que la separación en frecuencia entre la moduladora y la portadora es tan amplia que a pesar de que la pendiente no es muy elevada obtenemos una atenuación de 65db en la frecuencia de la portadora que es la que queremos eliminar.

Si a esto añadimos que el transductor está sordo a dicha frecuencia vemos que este filtro es el adecuado para nuestras necesidades.

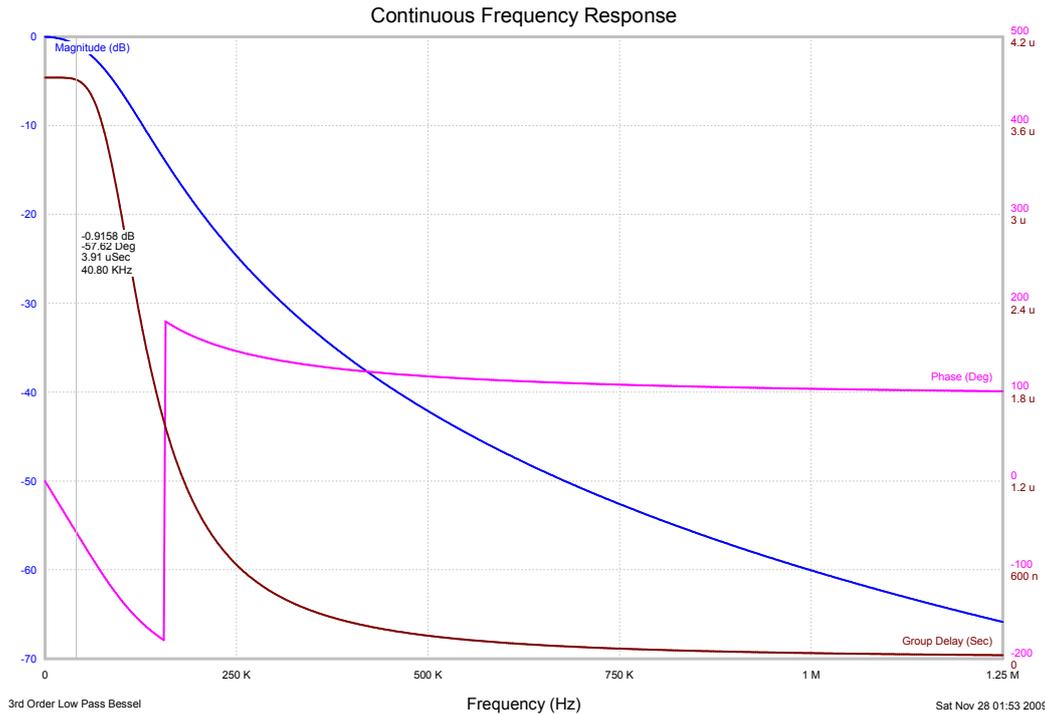


Figura V.9: Respuesta en frecuencia de un filtro Bessel de orden 3 centrado en 100Khz

En la figura fig:Bessel100K1 podemos observar el filtro en PI que vamos a incluir en el diseño. Para calcular el filtro he supuesto una carga de 5Ω y una resistencia en la fuente de $0,1\Omega$. La resistencia de la fuente ha sido el resultado de sumar la ESR del condensador con las RON de los dos MOSFET que actúan cada vez sobre la carga.

En la figura V.10 también podemos ver que los valores del filtro se han adaptado para usar los valores del 1 % de precisión en los componentes. Esto empeora un poco el retardo de grupo pero es una desviación asumible en la curva si usamos componentes del 1 %.

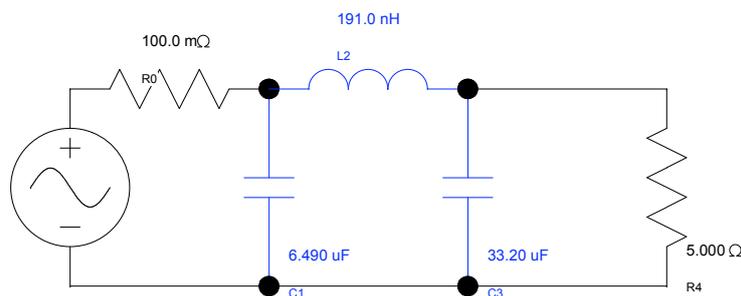


Figura V.10: Filtro de Bessel en PI de orden 3 FC=100Khz

V.2.2. Puente en H

En el esquema V.11 podemos ver el detalle del puente en H. El puente usa cuatro Mosfets BSO200N03S y dos drivers de medio puente HIP2101 de Intersil.

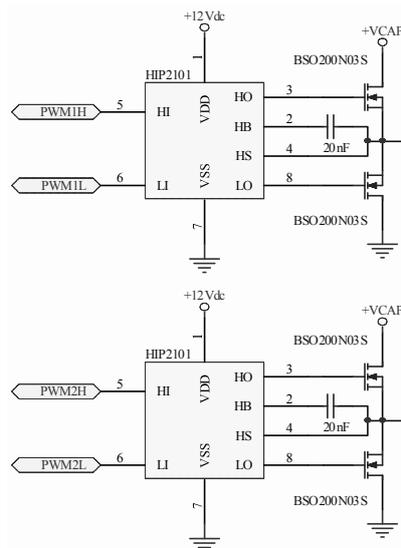


Figura V.11: Puente en H

Las principales características de los mosfets escogidos son:

- RON de $20m\Omega$
- una capacidad de puerta de 630pF
- un tiempo de puesta a 1 de 8ns maximo y 5,5ns minimo
- un tiempo de puesta a 0 de 19,7ns maximo y 13,8 ns minimo
- una intensidad de drenador máxima de 7A

Estas características lo hacen ideal para nuestros requisitos ya que necesitamos una respuesta muy rápida para poder reproducir la señal PWM con la máxima fidelidad ya que como veremos en la sección sec:Digital2 el microcontrolador es capaz de generar una señal PWM muy precisa.

El otro elemento importante del puente en H, el driver, también lo hemos escogido para que puede responder a la señal PWM del microcontrolador con la suficiente precisión. En concreto sus características son:

- Niveles TTL de entrada
- una latencia en la conmutación de 25ns
- un tiempo de conmutación de entre 2 y 10ns
- diodo integrado para el BOOTSTRAP

La respuesta tan rapida del driver unida a la respuesta del mosfet hacen que podamos seguir la señal PWM con una latencia mínima, de 30 o 40 ns aproximadamente, Lo que a penas va a disminuir la precisión en nuestra señal.

Capítulo VI

Segunda versión del Software

El software para la segunda versión de la placa es bastante sencillo gracias al dispositivo Motor Control. solamente tengo que ir cargando cada ancho de pulso en los registros P1DC1 y P1DC2. Estos registros almacenan el dato del próximo ancho de pulso que el dispositivo Motor Control cargará automáticamente en el próximo paso por 0. Para cargar estos datos uso una interrupción que se genera cada vez el contador de la PWM pasa por 0, de esta forma cargo el próximo valor con tiempo suficiente y sin que se produzcan glitches.

```
#INT_PMP
void MOTOR(void)
{
  signed int dato=0;
  pos++;
  if (pos>len)
    pos=0;

  dato=Senyal[pos];

  if (dato>=0)
    P1DC1=dato;
  else
    P1DC2=dato*-1;
}
```


Capítulo VII

Conclusión

El objetivo de esta tesina era desarrollar la electrónica de un sistema emisor de ultrasonidos que cumpliera las exigencias requeridas para poder ser utilizado en KM3Net. Y aunque a fecha de hoy aún se está desarrollando la segunda versión de la placa se puede decir que se ha ido cumpliendo con los objetivos. Ya con la primera versión de la placa se llegaron a muy buenos resultados en cuanto a los requisitos propuestos. La realización de la segunda versión sirvió para mejorar el uso de la tecnología: aumentar su rendimiento y versatilidad y reducir la latencia. La solución electrónica propuesta es firme candidata a formar parte del futuro telescopio de neutrinos KM3NeT, y dentro del consorcio está previsto realizar tests de demostración de esta tecnología a altas profundidades durante el año 2010.

Otro objetivo de este trabajo fue investigar y aplicar las nuevas tecnologías de amplificación de audio en el rango de los ultrasonidos. La idea es que el módulo microcontrolador-Puente H-Transformador pueda ser reutilizado en futuros diseños de amplificadores/emisores de ultrasonidos que puedan alcanzar frecuencias de varios centenares de kilohercios con resultados óptimos y con un ámbito de aplicaciones muy importantes y diversos. Además del posicionamiento en el Mar, podría ser utilizado en otros estudios de hidroacústica (comunicación acústica, estudios de biomasa y de fondos) o ya fuera de la hidroacústica en técnicas analíticas no destructivas por ultrasonidos y otras aplicaciones de ultrasonidos de potencia.

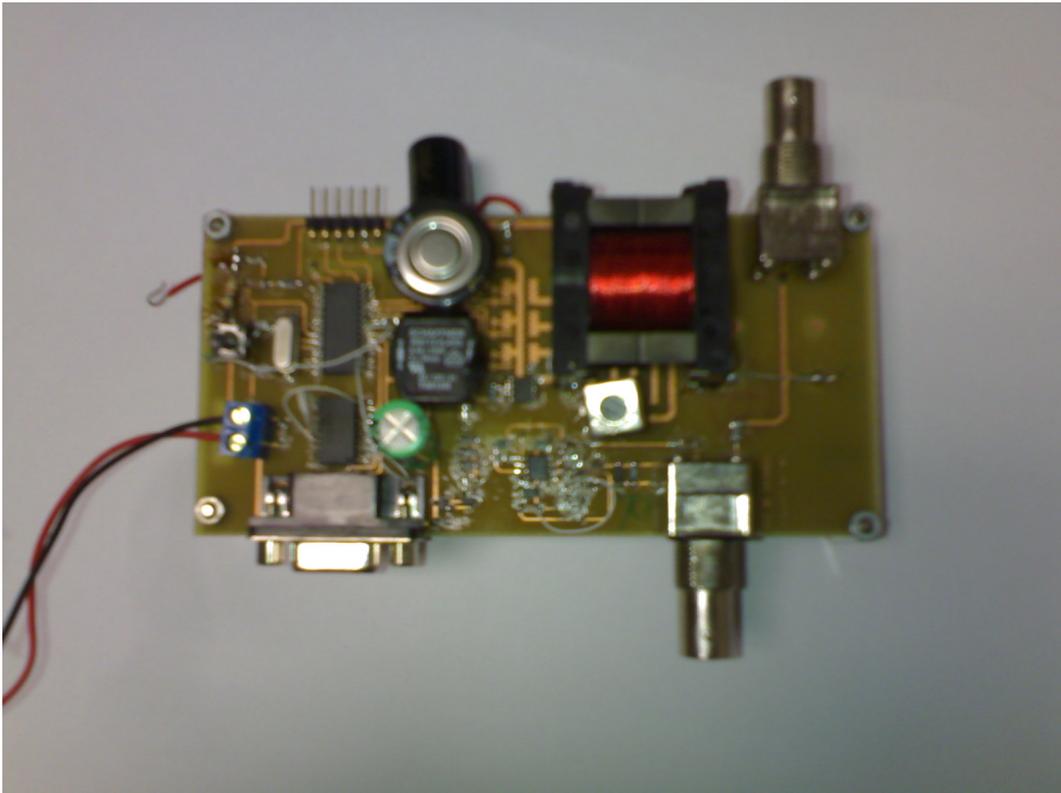


Figura A.2: Foto de la primera placa.

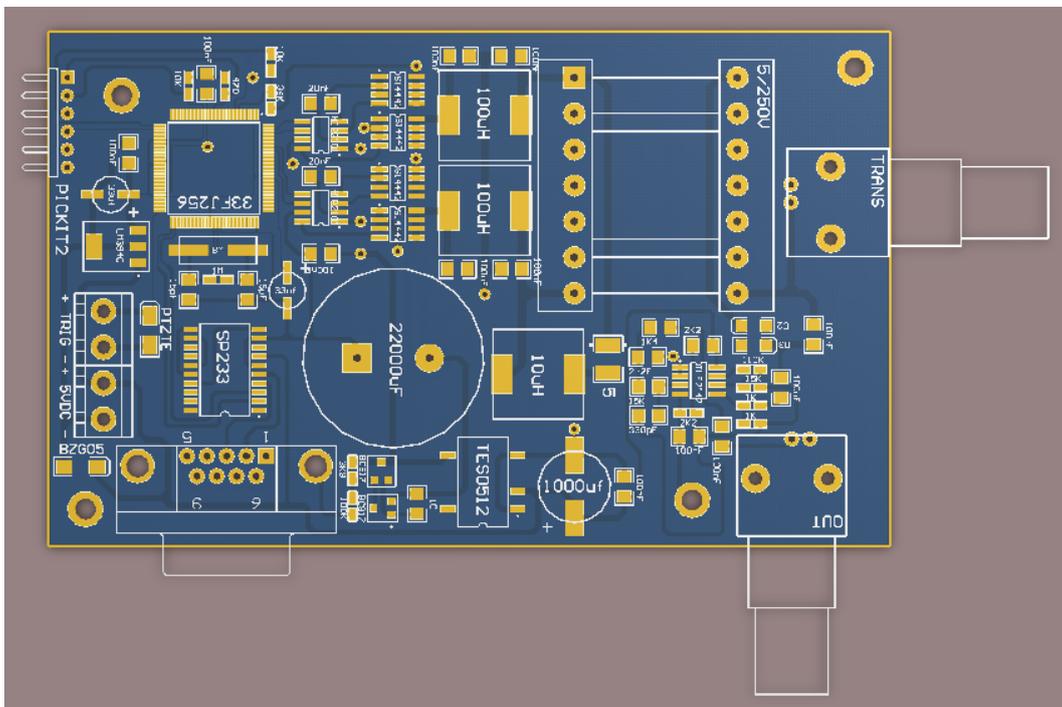


Figura A.3: Diseño de la segunda placa con Altium Designer.

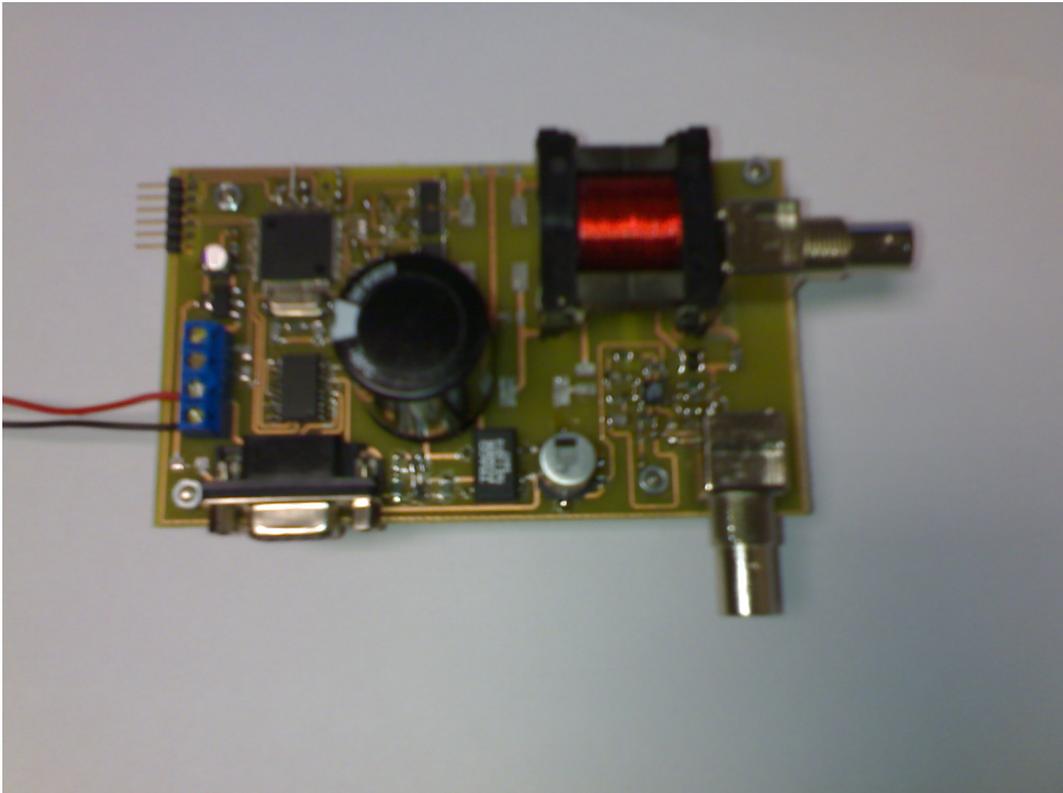
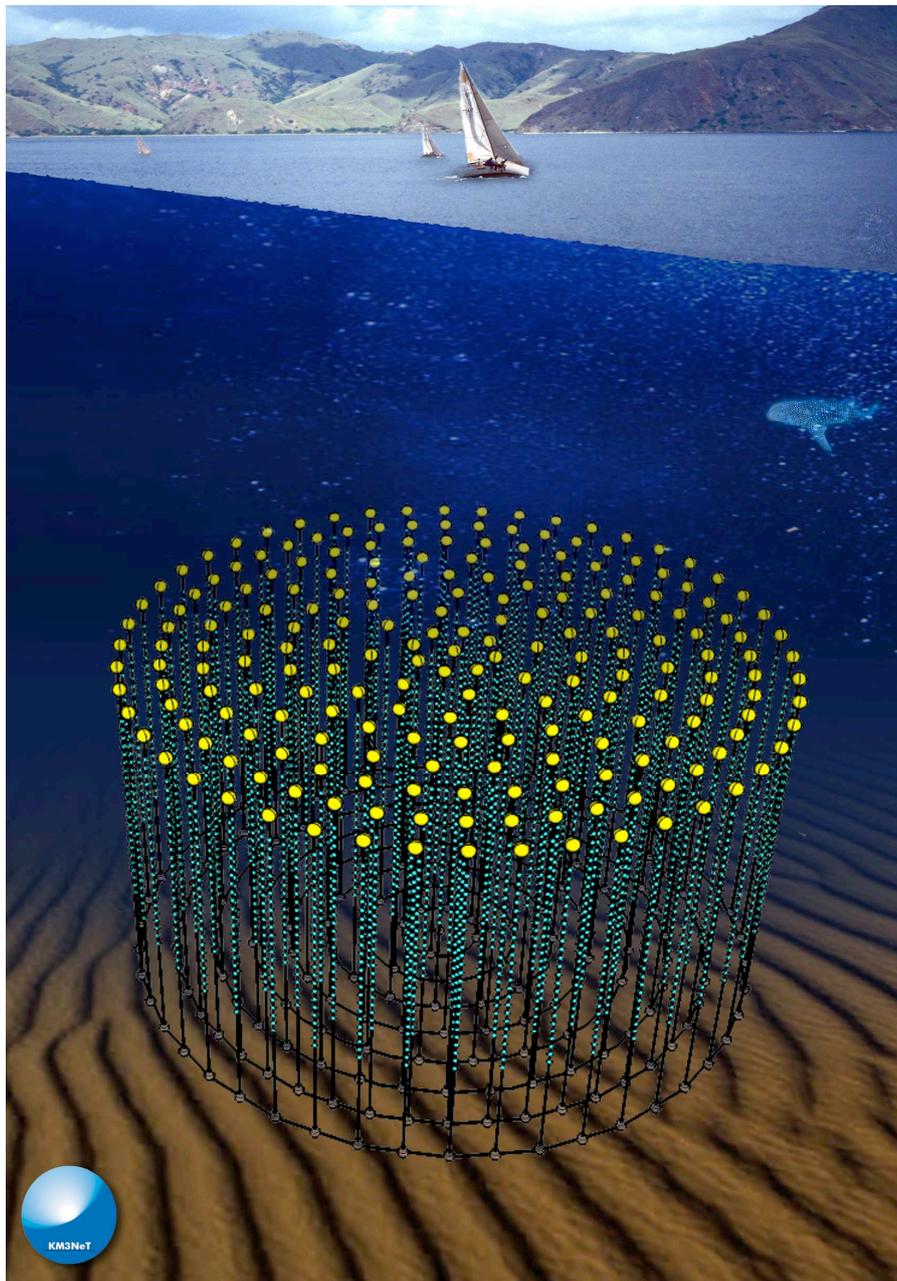


Figura A.4: Foto de la segunda placa.

Apéndice B

KM3NeT



KM3NET

1. Descripción: KM3NET

KM3NeT es una infraestructura de investigación submarina europea ubicada en el fondo del Mar Mediterráneo que albergará en su seno un telescopio de neutrinos con un volumen de al menos un kilómetro cúbico. Dicho telescopio permitirá detectar neutrinos cósmicos procedentes de fuentes astrofísicas tales como las explosiones de rayos gamma, los núcleos activos galácticos, restos de supernovas, etc. y será a la vez un poderosísimo instrumento en la búsqueda de materia oscura en el Universo. Por otra parte, KM3NeT constituirá también una plataforma marina donde podrán ubicarse instrumentos para realizar estudios y medidas continuas y a largo plazo del medio ambiente marino en Oceanografía, Climatología, Geofísica y Biología Marina. KM3NeT será por tanto, la combinación de un telescopio de neutrinos cósmicos para explorar los fenómenos más violentos del Universo, y un observatorio submarino multidisciplinar de Ciencias Marinas y de La Tierra.

Los neutrinos poseen propiedades especiales que los convierten en los mensajeros cósmicos ideales para abrir una nueva percepción en la comprensión del Universo. Pueden escapar del interior de los objetos celestes más densos, allí donde la luz no es capaz de salir, y ser los trazadores cósmicos de procesos que han permanecido escondidos hasta ahora a la astronomía tradicional. Imperturbables en su camino hacia La Tierra, los neutrinos pueden proceder de las regiones más remotas del Universo permitiéndonos escudriñarlo con una profundidad mayor que la de cualquier otro mensajero.

Sin embargo, para la detección de los flujos extremadamente bajos de neutrinos cósmicos procedentes de fuentes tan lejanas, son necesarios detectores inmensos formados por un medio transparente cuyo volumen exceda el kilómetro cúbico. En las interacciones de los neutrinos en agua o hielo, se producen tenues destellos de luz Cherenkov que pueden registrarse mediante sensores de luz distribuidos en un amplio volumen. El telescopio de neutrinos KM3NeT consistirá en una gigantesca red tridimensional de detectores ópticos sensibles a la luz Cherenkov, y protegidos por esferas de vidrio diseñadas para resistir las altas presiones del fondo marino. Estos módulos ópticos quedarán suspendidos en el mar mediante más de cien estructuras verticales, ancladas al fondo por un lastre, separadas entre si más de 150 m, y sustentadas verticalmente por una boya situada en lo alto de sus más de 500 m de longitud.

Con una resolución angular para sucesos muónicos mejor de 0.1° para neutrinos con energías que exceden los 10 TeV, un umbral de energía de unos 100 GeV y una sensibilidad frente a todos los sabores de neutrinos, así como a las reacciones de corrientes neutras, el telescopio de neutrinos KM3NET será único en el mundo con una sensibilidad sin precedentes. El acceso a los datos científicos que proporcionará, abrirá nuevas puertas a la investigación en diferentes campos que van desde la Astronomía, la búsqueda de materia oscura, los Rayos Cósmicos y la Física de Altas Energías, así como a las Ciencias Marinas y de La Tierra.

2. Retos

Un detector submarino de tales dimensiones requerirá el despliegue e instalación en el fondo del mar de varios miles de detectores extremadamente sensibles a la luz. Por otra parte, multitud de instrumentos científicos como hidrófonos, brújulas, inclinómetros, velocímetros, etc. serán

necesarios para llevar a cabo su calibración y control. Todos estos elementos estarán conectados a la estación terrestre mediante cables electro-ópticos que proporcionarán la potencia requerida por los detectores y transmitirán los datos a la orilla con una anchura de banda del orden de 0.1 Tb/s.

La construcción de un telescopio de neutrino a gran escala a una profundidad de 2-5 km en el fondo del mar es todo un reto tecnológico. Todos los elementos deben resistir una presión de varios cientos de atmósferas y sobrevivir al carácter corrosivo del medio ambiente marino. Será necesario colocar grandes estructuras mecánicas en el fondo marino con precisión inferior al metro. El despliegue se llevará a cabo mediante el empleo de barcos especiales dotados de posicionamiento dinámico mediante GPS y así como instrumentos de navegación acústica. Para la construcción se necesitarán submarinos tripulados o controlados remotamente con manipuladores de al menos cinco grados de libertad con el fin de realizar las maniobras necesarias para la conexión de las estructuras a los nodos de unión intermedios y a la estación de control. Finalmente, para poder alcanzar una resolución angular de una décima de grado, es necesaria una precisión de nanosegundos en la medida de los tiempos y de centímetros en la posición de los módulos, lo que requerirá el empleo de sofisticados sistemas de calibración basados en fuentes pulsadas ultracortas y sistemas de detección acústicos hipersensibles.

3. Organización

El diseño, la construcción y la operación de KM3NET están siendo gestionados por un consorcio formado, principalmente, por los institutos actualmente implicados en los proyectos pilotos ANTARES, NESTOR y NEMO, así como institutos asociados procedentes del campo de las Ciencias Marinas y la Geofísica. Los proyectos piloto, en particular ANTARES que funciona en su configuración final de doce líneas desde mayo de 2008, han supuesto una fuente de información y conocimiento fundamentales sobre las tecnologías requeridas para un telescopio de neutrinos de grandes dimensiones. En la actualidad, el consorcio KM3NeT está formado por más de 40 institutos de investigación y universidades de diez países europeos (Alemania, Chipre, España, Francia, Grecia, Holanda, Irlanda, Italia, Reino Unido y Rumania), A finales de 2009 está prevista la finalización del Estudio de Diseño que comenzó en 2006 financiado por el VI Programa Marco de la Unión Europea. Por otra parte, el consorcio KM3NeT ha comenzado ya la Fase Preparatoria, financiada también por la Unión Europea en el VII Programa Marco, en la que se están sentando las bases para converger hacia la construcción de la infraestructura.

4. Participación española

Actualmente, las instituciones españolas que participan en KM3NeT en el área de Física de partículas y Astropartículas son el Consejo Superior de Investigaciones Científicas (CSIC) y la Universidad de Valencia (UVEG) a través del *Instituto de Física Corpuscular* (IFIC, centro mixto CSIC-UVEG) y la Universidad Politécnica de Valencia a través del *Instituto de Investigación para la Gestión Integrada de las zonas Costeras* (IGIC). En el Área de Geología y Ciencias del Mar, el grupo de Geociencias Marinas de la Universidad de Barcelona participa en la Fase Preparatoria de KM3NeT y el Laboratorio de Aplicaciones Bioacústicas de la Universidad de Cataluña, que participa en ANTARES, ha mostrado su interés en unirse a KM3NeT.

5. Futuro del KM3NET

La comunidad científica desarrollada en torno a KM3NET está aunando los esfuerzos para finalizar en los próximos días, el *Technical Design Report* de la infraestructura donde se definen las soluciones técnicas finalmente adoptadas para la construcción del telescopio. Por otra parte,

la Fase Preparatoria proporcionará los pasos necesarios para la construcción del telescopio. En particular, se definirán los aspectos legales y los modelos de gobierno y organización de la infraestructura, se negociarán los derechos de acceso a la misma, y se elaborará un detallado plan para su construcción, teniendo en cuenta los aspectos relacionados con el emplazamiento, la participación de las industrias y las cuestiones financieras.

Una vez finalizada la Fase Preparatoria en 2012, se pondrá en marcha la fase de construcción en la que se los prototipos testeados y cualificados serán producidos en masa, integrados y calibrados para su instalación en el emplazamiento finalmente elegido. Dado el carácter escalable del telescopio, la toma de datos comenzará desde la instalación de la primera unidad de detección.

Bibliografía

- [1] Kinsler, Frey. Fundamentals of acoustics
- [2] William A.Kuperman. Underwater Acoustics.

Publicaciones relacionadas con este 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, presented in VLVNT09, Athens, 2009. Accesible en http://www.inp.demokritos.gr/~vlvnt09/parallel_slides/ardid.ppt
- [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. (2009), doi:10.1016/j.nima.2009.10.110.