



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



Oleosonic

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE
INGENIERÍA DE LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Juan Cerviño, Diego Cosentino, Agustín Foglino

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA.

TUTOR

Dr. Ing. Leonardo Barboni..... Universidad de la República

Dr. Ing. Nicolás Pérez..... Universidad de la República

TRIBUNAL

Dr. Ing. Leonardo Barboni..... Universidad de la República

Dr. Ing. Nicolás Pérez..... Universidad de la República

Dr. Ing. Pablo Monzón..... Universidad de la República

Ing. Javier Schandy..... Universidad de la República

Montevideo
miércoles 6 diciembre, 2017

Oleosonic, Juan Cerviño, Diego Cosentino, Agustín Foglino.

Esta tesis fue preparada en L^AT_EX usando la clase iietesis (v1.1).

Contiene un total de 148 páginas.

Compilada el miércoles 6 diciembre, 2017.

<http://iie.fing.edu.uy/>

Somos lo que hacemos para cambiar lo que somos.

EDUARDO GALEANO

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

Agradecemos a nuestras familias y amigos que nos apoyaron en este largo proceso.

A nuestros tutores Leonardo Barboni y Nicolás Pérez que nos acompañaron y guiaron en el transcurso de este proyecto.

Al Instituto de Ingeniería Eléctrica que nos abrió sus puertas y nos permitió el uso de sus instalaciones.

A los torneros, Antonio Saenz del IF y a Federico Neves de Torneria Irlanda, por su apoyo.

A los docentes de electrónica en potencia, Cesar Briozzo y Santiago Eizaguirre por su ayuda y paciencia.

Al fondo María Viñas que nos ayudó en el financiamiento del proyecto.

Finalmente agradecer a Junior por su apoyo incondicional y buena voluntad.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

En el proceso de fabricación del aceite de oliva, se ha constatado como etapa crítica la fase posterior a la trituración de la oliva. Esta etapa denominada en inglés “Malaxation”, es lenta siendo la temperatura constante y controlada. Es de hecho la única etapa no continua del proceso de elaboración de aceite de oliva. Las gotas de aceite obtenidas a partir de la molienda se unifican generando gotas de mayor volumen.

El ultrasonido a altos niveles de potencia es utilizado en la industria alimenticia para acelerar reacciones y procesos. En el caso de la extracción de aceite de oliva, se trata de aumentar el rendimiento. Al generar un campo de ondas estacionarias en el batido se espera producir acumulaciones de gotas en los anti-nodos de presión y pasta de aceituna en los nodos de presión. Como las fuerzas de fricción crecen con el área mientras que la fuerza gravitatoria aumenta con el volumen, por diferencia de densidades se separan las fases.

El presente proyecto trata de la construcción de un equipo de laboratorio que permita evaluar la mejora en la extracción introducida por el ultrasonido en un rango de frecuencia próximo a 1MHz. Se diseñó y fabricó un sistema de resonancia para aceite de oliva que trabaja en el rango de 900kHz a 1MHz. El diseño incluye una cubeta resonante de 4 canales, la electrónica en potencia para manejar las cerámicas piezo eléctricas y el sistema de control. El lazo de control se fabricó para mantener al aceite dentro de la cubeta bajo una onda estacionaria de frecuencia controlable.

Como resultado, se logro filtrar agua y maizena. Aplicando ultrasonido se logran los mismos resultados que frente a la decantación natural pero en tiempo menores a la mitad.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	III
Resumen	V
1. Introducción	1
1.1. Descripción del Proyecto	1
1.2. Antecedentes	1
1.3. Estado del Arte	2
1.4. Objetivo General	2
1.5. Alcance	2
1.6. Restricciones	3
1.7. Criterios de éxito	3
1.8. Actores	3
1.9. Diagrama de bloques del sistema	4
1.10. Organización del Documento	4
2. Transductor y Cubeta	7
2.1. Introducción	7
2.2. Marco Teórico	7
2.3. Trabajo de Campo	10
2.3.1. Resumen	10
2.3.2. Cerámicas piezoeléctricas	10
2.3.3. Cubeta	12
2.3.4. Pegado de cerámicas a la cubeta	15
2.3.5. Medición Cubeta con Agua	17
2.4. Onda Estacionaria Dentro de la Cubeta	18
2.5. Presentación de Prototipo Final	24
3. Generador de Onda	25
3.1. Introducción	25
3.2. Especificaciones	25
3.3. Diseño del circuito	26
3.3.1. Oscilador controlado por voltaje - XR2206	26
3.3.2. Comparador - LM7171	30
3.3.3. Implementación del diseño	32
3.3.4. Simulaciones	33

Tabla de contenidos

3.3.5. Para mejorar	33
4. Etapa de Amplificación	35
4.1. Introducción	35
4.2. Consideraciones	35
4.3. Especificaciones	35
4.4. Amplificadores comerciales	36
4.5. Tipos de amplificadores de potencia	36
4.5.1. Descripción de clases	37
4.6. Definición de tipo de amplificador	39
4.7. Marco teórico - Amplificador clase D	41
4.7.1. Gate driver	41
4.7.2. Transistores de potencia	45
4.7.3. Filtro de salida	48
4.8. Diseño de amplificador	52
4.8.1. Amplificación de señal cuadrada	52
4.8.2. Filtro de Salida	57
4.9. Trabajo Experimental	59
4.9.1. Circuito de Prueba	59
4.9.2. Simulaciones	61
4.9.3. Filtro de Salida y Carga	61
5. Medición de potencia	65
5.1. Introducción	65
5.2. Opciones analizadas para medición de potencia	65
5.2.1. Comparación de métodos de medida	66
5.3. Medición de potencia a partir de la medición de corriente continua	66
5.4. Elección de Medidor de Corriente	67
5.5. Análisis y diseño del circuito de medición	69
5.6. Voltaje de Salida en función de la corriente pasante	73
6. Software de Control	75
6.1. Introducción	75
6.2. Elección del controlador	75
6.3. Implementación	76
6.3.1. Definición de parámetros	76
6.3.2. Descripción de funciones	78
7. Construcción de Hardware	83
7.1. Introducción	83
7.2. Diseño de Prototipos	83
7.2.1. Oscilador	83
7.2.2. Amplificador	86
7.2.3. Medidor de corriente	88
7.2.4. Fuentes de alimentación	90
7.3. Sistema Completo	92

8. Ensayos y pruebas	95
8.1. Introducción	95
8.2. Oscilador	95
8.2.1. Generación de senoide con voltaje de control a GND . . .	96
8.2.2. Generación de senoide con voltaje de control mínimo y máximo	97
8.2.3. Onda cuadrada de salida	98
8.3. Etapa de potencia	99
8.3.1. Funcionamiento de Gate Driver	99
8.3.2. Funcionamiento de Power N-mos	101
8.3.3. Funcionamiento Circuito de Snubber	102
8.3.4. Filtro de salida	104
8.3.5. Funcionamiento del Amplificador con carga	105
8.4. Análisis medición de Potencia Sistema	106
8.4.1. Ensayo de frecuencia de trabajo en vacío	106
8.4.2. Ensayo de medición de corriente en condiciones de trabajo .	107
8.4.3. Medición de potencia entregada a la carga	110
8.4.4. Análisis de Resultados	111
8.5. Software - Sistema completo	112
8.5.1. Arduino Due	112
8.5.2. Sistema completo	112
8.5.3. Prueba con productos	114
9. Conclusiones	115
9.1. Análisis del sistema	115
9.2. Trabajo a Futuro	116
Apéndices	117
A. Dimensiones Cubeta	117
B. Picos de Conductancia	121
C. Cálculos de Disipador	125
Referencias	127
Referencias	127
Índice de tablas	129
Índice de tablas	129
Índice de figuras	130
Índice de figuras	131

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 1

Introducción

Se presenta el problema definiendo el alcance del proyecto, precisando restricciones y criterios de éxito; estableciendo antecedentes y estado del arte de la técnica aplicada. Se brinda un diagrama de bloques con el cual se guiará al lector a lo largo del documento y presentará la estructura utilizada. Finalmente se incluye una breve descripción de los capítulos establecidos.

1.1. Descripción del Proyecto

El proyecto consiste en desarrollar un equipo de laboratorio para evaluar el efecto del ultrasonido, ondas mecánicas cuya frecuencia está por encima de la capacidad de audición del oído humano [22], en el proceso de extracción de aceite de oliva extra virgen.

Se construyó un sistema, formado por una cubeta con cerámicas y un circuito capaz de entregar un voltaje que alimenta dichas cerámicas. El diseño es tal que la onda generada dentro de la cubeta sea estacionaria y de frecuencia controlada, para sintonizar las frecuencias de resonancia de la cavidad.

Las cerámicas son un tipo de transductor que convierte una señal eléctrica en una onda mecánica. Al montarlas en la cubeta y excitarlas eléctricamente, se establece una onda estacionaria en el medio.

La técnica aplicada en la extracción de aceite de oliva es innovadora en Uruguay pero que ya es utilizada a nivel industrial en otras partes del mundo. Con este proyecto se busca dar una herramienta que permita investigar en más profundidad los beneficios de utilizar esta técnica en el proceso. Además, es un puntapié inicial para la incursión del ultrasonido en la industria de la oliva.

1.2. Antecedentes

El Laboratorio de Grasas y Aceites de la Facultad de Química viene desarrollando investigaciones aplicadas en calidad y procesamiento de aceite de oliva, siendo un referente nacional en el tema. Como parte de dichas actividades, se están

Capítulo 1. Introducción

realizando estudios sobre la mejora de la extracción de aceite utilizando ultrasonido a frecuencias en el entorno de 1MHz. Estas técnicas están siendo estudiadas para la mejora de la extracción de algunos aceites vegetales, por ejemplo el de palma. La implementación de ultrasonido en el proceso de extracción de aceite de oliva extra virgen podría aumentar el rendimiento de dicho proceso, sin necesidad de invertir en el recambio total de la almazara ¹.

El proyecto se enmarca dentro de la investigación sobre filtrado a través de ultrasonido. En conjunto con la Universidad de San Pablo, el co-tutor del presente trabajo, Nicolás Pérez participó en el diseño e implementación de un proyecto de similares características para filtrado de petróleo [15].

1.3. Estado del Arte

No se han encontrado publicaciones ni información técnica sobre el empleo de este método en la extracción de aceite de oliva extra virgen.

En 2016 un grupo multidisciplinario con participación de dos uruguayos presentó en Argentina un proyecto referido al aceite de palma y aguacate [27]. En el mismo se analiza la utilización de ultrasonido para mejorar la extracción en el rango de los MHz. La construcción de un transductor y se estudian los resultados en un rango definido de frecuencias. También se estudia la separación del aceite que se logra luego de la utilización del ultrasonido y su posterior decantación.

Otro efecto estudiado en aceite de palma concluyó que los efectos negativos de la utilización de ultrasonidos en el rango de MHz son mínimos. Actualmente son limitadas las ofertas comerciales que permiten la implementación de equipos de ultrasonido. Se cree que, conforme el estudio en el área avanza, la utilización pasará a ser a escalas mayores. A la fecha, solo es utilizado a grandes escalas para la extracción de aceite de palma [28].

1.4. Objetivo General

Desarrollar un equipo de laboratorio para llevar a cabo investigación aplicada a la mejora en el rendimiento de la extracción de aceite utilizando ultrasonido.

1.5. Alcance

El alcance del proyecto es:

- Revisión bibliográfica, realizando un estudio teórico y manejo tecnológico del ultrasonido y transductores piezoeléctricos. Estudio de los compromisos del problema.
- Análisis de las estrategias de control de frecuencia y potencia del ultrasonido.

¹Lugar en donde se obtiene aceite a partir de la oliva.

1.6. Restricciones

- Establecer la arquitectura del equipo de laboratorio a ser fabricado, qué funcionalidades se van a implementar con electrónica analógica y cuales de forma digital digital.
- Diseño y fabricación del equipo prototipo.
- Escritura de documentación, manual de usuario y manual técnico del equipo.

1.6. Restricciones

El proyecto se restringió por los siguientes puntos:

- Tiempos de entrega de componentes dependientes del proveedor.
- Cantidad estimada de pruebas reales con aceitunas limitadas a 2, por costos.
- Restricción de horario del Laboratorio de Facultad de Química para las pruebas.
- El equipo de proyecto dispone de un total de 30hs semanales por cada individuo de dedicación.

1.7. Criterios de éxito

Se establecieron los siguientes puntos como criterios de éxito del proyecto:

- Frecuencia de salida controlable en el entorno de 1MHz.
- Alimentación de salida de la etapa de potencia implementada capaz de entregar 20W por canal.
- Fabricación de cubeta de precisión que permita que la onda de ultrasonido se mantenga estacionaria.

1.8. Actores

Las instituciones o individuos que estuvieron involucrados en el proyecto son:

- Laboratorio de Grasas y Aceites / Facultad de Química – UDELAR (Cliente).
- Tutores del Proyecto.
- Equipo de Proyecto.

1.9. Diagrama de bloques del sistema

En esta etapa se divide el problema a abordar y se analizan los módulos representados en la figura 1.1, que componen el sistema desarrollado. A grandes rasgos existen cinco etapas: control digital, oscilador controlado por voltaje, amplificador de potencia, cubeta y medidor de corriente.

La etapa de control digital es la encargada de efectuar el control del lazo. El control digital, esta encargado de manejar el lazo de control, brindando información al usuario. El oscilador controlado por voltaje, debe generar una señal de frecuencia variable en función de un voltaje. La etapa de amplificación en potencia, debe aumentar el voltaje de una señal, manteniendo su frecuencia. La cubeta, es la carga que sera excitada, en la misma se encuentra el aceite de oliva. El medidor de corriente, debe dar a la etapa de control un voltaje proporcional al consumo de la carga.

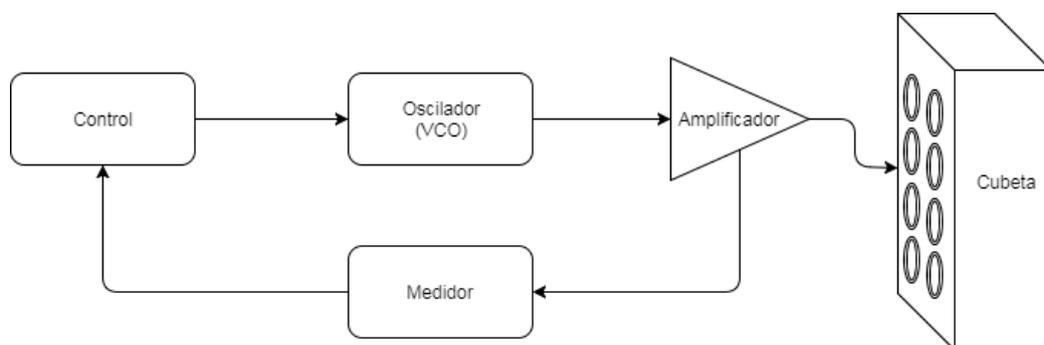


Figura 1.1: Diagrama de bloques del sistema completo

1.10. Organización del Documento

El documento cuenta con 9 capítulos como se describen a continuación.

Capítulo 1 - Introducción

Introduce el documento.

Capítulo 2 - Transductor y Cubeta

Presenta el trabajo de diseño y fabricación de la cubeta.

Capítulo 3 - Generador de Onda

Describe la etapa de diseño de la electrónica analógica del oscilador controlado por voltaje.

Capítulo 4 - Etapa de Amplificación

Detalla el trabajo de diseño del amplificador de potencia.

Capítulo 5 - Medición de potencia

Explica de manera integral la forma de medición de corriente y el proceso de fabricación de la etapa de electrónica analógica.

1.10. Organización del Documento

Capítulo 6 - Software de Control

Presenta y explica el algoritmo de control utilizado.

Capítulo 7 - Construcción de Hardware

Presenta el hardware del sistema completo y por etapas como prototipo.

Capítulo 8 - Ensayos y pruebas

Desarrolla las pruebas y los resultados intermedios y finales obtenidos del prototipo.

Capítulo 9 - Conclusiones

Analiza el trabajo realizado y se sugieren posibles caminos de investigación futura.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 2

Transductor y Cubeta

2.1. Introducción

Este capítulo define el diseño y la implementación de una cubeta con cerámicas piezoeléctricas utilizadas para generar que la cavidad de la cubeta resuene. Se detalla además la caracterización eléctrica del conjunto.

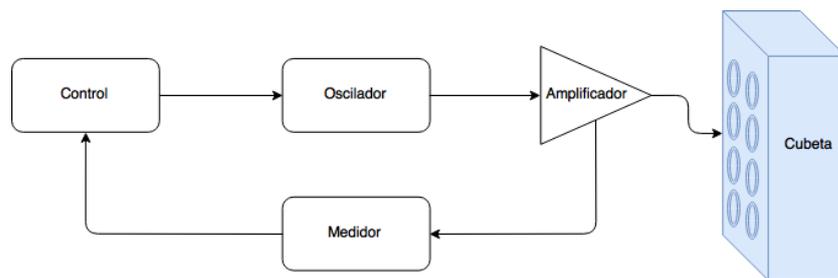


Figura 2.1: Diagrama de bloques del sistema - Diseño de cubeta y elección de transductores

2.2. Marco Teórico

Las cerámicas son un amplio grupo de materiales compuestos de arcillas, arena y feldespato. Poseen básicamente silicio, aluminio, potasio, magnesio y calcio. Las cerámicas son pobres conductoras debido a que, a diferencia de los metales, los electrones no están libres. Ambas estructuras son cristalinas, pero en las cerámicas los enlaces son iónicos ¹ o covalentes ².

En particular las cerámicas piezoeléctricas presentan una amplia variedad de formatos y propiedades que permiten su vasta utilización en equipamientos ultrasónicos de potencia, ensayos no destructivos, actuadores y sensores [30]. Además

¹Un enlace iónico o electrovalente es la unión de átomos que resulta de la presencia de atracción electrostática entre los iones de distinto signo [4].

²La diferencia de electronegatividad entre los átomos no es lo suficientemente grande como para que se produzca una unión de tipo iónica [3].

Capítulo 2. Transductor y Cubeta

son utilizados en generadores de chispas, nebulizadores, posicionadores, transformadores y detonadores de impacto entre otros.

El efecto directo de un piezoeléctrico es la polarización eléctrica de un material en respuesta a un esfuerzo mecánico y el inverso es la deformación al ser sometidos a corriente eléctrica. El efecto piezoeléctrico fue descubierto en 1880 por los hermanos Curie, Pierre Curie y Paul-Jacques Curie, y utilizado con fines prácticos por primera vez por Paul Langevin en la Primera Guerra Mundial [18]. El desarrollo de piezoeléctricos sintéticos, impulsado por la mejora en eficiencia de los mismos, derivó en la creación de titanio de bario ($BaTiO_3$) y titanio-circonato de plomo (PZT), entre otros.

Un material piezoeléctrico puede ser utilizado tanto como emisor o como receptor. Esto depende de cual es la forma en que este se excite, ya que puede ser mecánicamente obteniendo una señal eléctrica o de forma eléctrica generando una onda mecánica. [23].

Las cerámicas utilizadas en este proyecto son del tipo PZT, siendo las predominantes en el mercado actual. Están conformadas por innumerables cristales ferroeléctricos microscópicos pudiéndose considerar así policristalinas³. La estructura química que poseen es del tipo Perovskita, con simetría tetragonal, romboédrica o cúbica simple. Estando por debajo de la temperatura crítica o temperatura de Curie, el centro de simetría de las cargas positivas no coincide con el de las cargas negativas, dando lugar a un dipolo eléctrico.

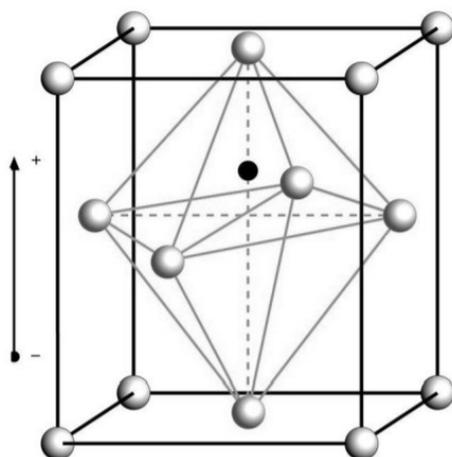


Figura 2.2: Estructura Perovskita de las cerámicas piezoeléctricas PZT por debajo de la temperatura de Curie [30].

La presencia del dipolo es fundamental para que el efecto piezoeléctrico se ge-

³Un policristal o material policristalino es un agregado de pequeños cristales de cualquier sustancia, a los cuales, por su forma irregular, a menudo se les denomina cristalitas o granos cristalinos [6].

nera debido a que la estructura cristalina se deforma ante la presencia de un campo eléctrico.

Las características de estas cerámicas se agrupan a grandes rasgos en:

- **Constantes dieléctricas K :** Establecen una proporcionalidad entre el desplazamiento eléctrico y el campo eléctrico aplicado.
- **Constantes piezoeléctricas g :** Correlación entre la respuesta en tensión eléctrica y tensión mecánica.
- **Constantes elásticas s :** Determinan la proporcionalidad entre deformación y la tensión aplicada.
- **Constantes de frecuencia N :** Se define como el producto de frecuencia de resonancia por la dimensión de la cerámica en cuestión.
- **Factor de calidad mecánica Q_m y disipación dieléctrica $\tan\delta$:** Determinan las posibles aplicaciones del transductor en función de su conversión electromecánica.
- **Temperatura de Curie:** Temperatura a la cual el material cambia de estado. Baja temperatura corresponde a un estado polarizado, y alta temperatura corresponde a un estado no polarizado.

El análisis exhaustivo de estas cerámicas escapa al alcance del proyecto. Sin embargo, realizar la caracterización eléctrica es de vital importancia para lograr el diseño de la electrónica que alimenta al transductor. La figura 2.3 detalla un modelo eléctrico de un piezoeléctrico y una representación del módulo de la impedancia a frecuencias cercanas a la de resonancia.

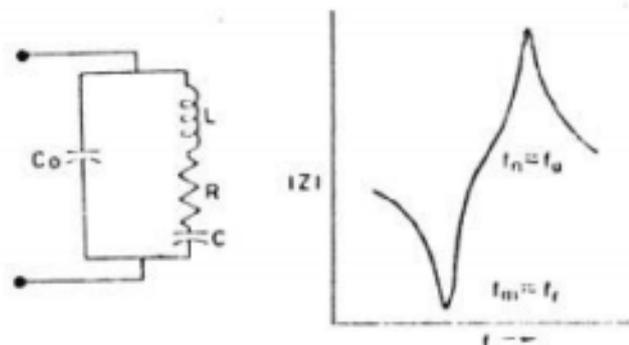


Figura 2.3: Circuito equivalente a cerámica piezoeléctrica cercana a frecuencia fundamental [32].

Capítulo 2. Transductor y Cubeta

El modelo representado cuenta con los siguientes equivalentes eléctricos:

- C_o : capacitancia eléctrica del material piezoeléctrico.
- L : Representa la masa.
- R : Representa amortiguamiento mecánico.
- C : Constante elástica.

2.3. Trabajo de Campo

2.3.1. Resumen

Se comenzó por identificar las cerámicas necesarias y comprarlas. Luego, utilizando un medidor de impedancias se midió el módulo de impedancia de las cerámicas y se corroboró que resuenan a 1MHz.

Posteriormente se realizaron los diseños en CAD para la fabricación de la cubeta en una tornería local. Para crear el diseño del amplificador que alimenta las cerámicas, fue necesario caracterizar el sistema completo representado en la figura 2.3. Esto significa, tener las cerámicas montadas en la cubeta y esta última llena de pasta de aceitunas, o por simplicidad, agua.

2.3.2. Cerámicas piezoeléctricas

El proyecto especificaba que la frecuencia de resonancia de las cerámicas debía ser cercana a 1MHz. Además, se debía manejar una potencia cercana a 20W para las mismas. Luego de un estudio de mercado, se seleccionó el modelo de un fabricante argentino, Cerámicas CELEC, tipo 1226. El material es del tipo PZT-4, su frecuencia de resonancia propia se especifica en 1MHz y tienen un diámetro 25mm.

Se obtuvo el módulo de la impedancia de la cerámica utilizando el analizador Cypher C-60, que es un analizador de impedancias de laboratorio. Para las mediciones se configuró el dispositivo con los siguientes parámetros:

- Modo: medición impedancias.
- Medición: módulo y fase.
- Resolución: 1024 puntos en rango, máxima permitida por el equipo.
- Rango de frecuencia: 0,5MHz - 1,5MHz.

Se implementó un programa en Matlab llamado *piezo.m*⁴. Dicho programa de cálculos obtiene la curva que mejor se aproxima al conjunto de puntos relevados. La curva posee 4 incógnitas, cada una dada por un elemento eléctrico de la figura 2.3. Para comenzar el cálculo se tomó una semilla inicial brindada por Nicolás

⁴Dirigirse al anexo para observar el código en detalle.

2.3. Trabajo de Campo

Pérez.

Básicamente la ecuación que mejor aproxima la curva medida es la definida por la impedancia equivalente del conjunto:

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{\left(R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L\right) \left(\frac{1}{j\omega C_0}\right)}{\left(R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L\right) + \left(\frac{1}{j\omega C_0}\right)} \quad (2.1)$$

Por experiencia previa del tutor Nicolás Pérez se decidió minimizar el error cuadrático medio del logaritmo en base diez de los módulos, definido por la ecuación 2.2. La principal ventaja de corregir el error logarítmico es que se ponderan las diferencias chicas frente a las excesivamente grandes. De esta manera, errores muy grandes no tienen tanto peso en el ajuste logrando una mejor aproximación en todo el rango de frecuencias. Este efecto es deseado en este caso donde la impedancia toma un valor muy alto en un punto en particular pero se desea también ajustar en puntos cercanos al mismo donde el módulo es menor.

$$e = \sqrt{\sum_{i=f \text{ inicial}}^{f \text{ maxima}} (\text{Log}_{10}(\text{Amp}(i)) - \text{Log}_{10}(Z_{eq}(i)))^2} \quad (2.2)$$

A continuación en la figura 2.4 se encuentra por un lado la gráfica generada a partir de la ecuación teórica 2.2 y por el otro los datos relevados mediante las mediciones de impedancia.

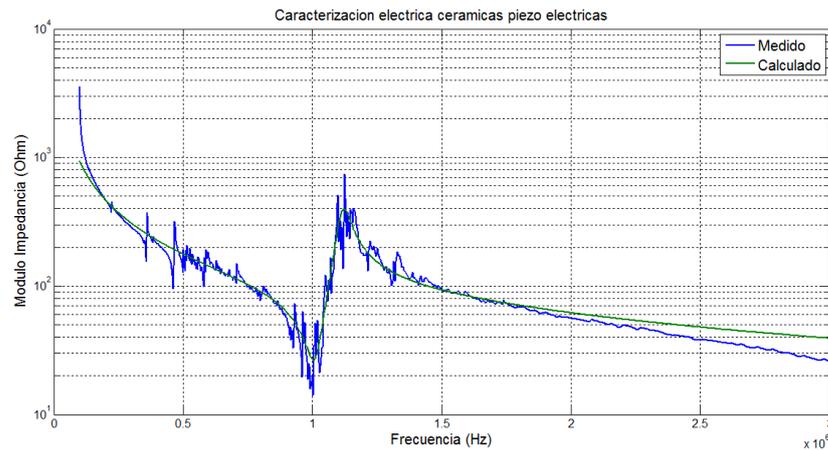


Figura 2.4: Impedancia equivalente de una cerámica no montada en la cubeta

Con ayuda de Matlab se obtuvieron los valores eléctricos:

Capítulo 2. Transductor y Cubeta

Componente	Valor
Co (nF)	1.3925 ± 0.0001
R (Ω)	27.971 ± 0.001
L (μ H)	81.011 ± 0.001
C (pF)	306.22 ± 0.01

Tabla 2.1: Impedancia equivalente calculada de una cerámica no acoplada en la cubeta.

Esta es la caracterización de una sola cerámica. Cabe destacar que se hizo una medida de cada una de las 10 cerámicas y el resultado fue muy similar entre ellas. No se consideró necesario realizar un análisis estadístico de las mismas.

2.3.3. Cubeta

Para la fabricación de la cubeta se tomaron ciertas consideraciones:

- Cerámicas
 - Cantidad: 8.
 - Disposición: 4 niveles agrupadas de a pares.
 - Ubicación: Misma superficie.
- Volumen útil: $\approx 500ml$.
- Volumen total: $> 500ml$.
- Materiales utilizados:
 - Aluminio: cara frontal (con piezos), posterior e inferior.
 - Acrílico: caras laterales.
- Espesor: $0,5cm$.

La ubicación de las cerámicas se definió de forma de facilitar el diseño y el control. Si se hubieran colocado cerámicas sobre dos caras enfrentadas, se necesitaría medir el desfase entre las señales para controlar el sistema correctamente, aumentando la complejidad.

El volumen útil es definido como el volumen disponible para la pasta de aceituna y el volumen total es mayor de forma de lograr una mejor contención de las posibles salpicaduras.

La elección del aluminio como material fue realizada bajo la fundamentación de que es un metal económico y apto para trabajo con pasta de aceituna. Por otro lado el acrílico presenta una ventaja que es la de poder observar el comportamiento del interior de la cubeta.

La cubeta se fabricó en Tornería Irlanda Srl.



Figura 2.5: Cubeta fabricada, sin cerámicas pegadas.

La cerámica no se encuentra en contacto directo con el aceite, va montada sobre una cara lateral de aluminio. Para que la onda mecánica atravesase el aluminio y se propague a través del aceite de oliva se debe tener en cuenta el espesor del aluminio. La cara en contacto con la cerámica se encuentra quieta, la amplitud de la onda en ese punto es nula. En este caso se tiene una onda longitudinal de una sola dimensión como se puede observar en la figura 2.6.

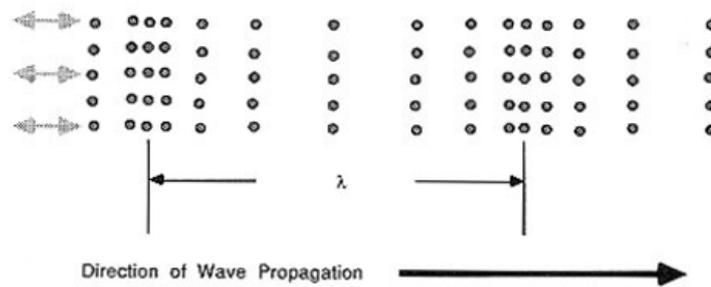


Figura 2.6: Propagación de onda longitudinal en una sola dimensión.

La ecuación estacionaria de la onda es:

$$y(x, t) = f(x)\cos(\omega t) \quad (2.3)$$

La función $f(x)$ donde x es la posición medida en forma lineal a partir de la

Capítulo 2. Transductor y Cubeta

cerámica:

$$f(x) = A_0 \text{sen}\left(\frac{\omega x}{\nu}\right) \quad (2.4)$$

Donde ν es la velocidad de propagación en el medio, $\nu = \lambda f$. Para lograr la máxima transmisión de energía desde el aluminio al aceite, se requiere que la amplitud en la frontera sea máximo. Para alcanzarlo se debe verificar que:

$$1 = \text{sen}\left(\frac{\omega x}{\nu}\right) \Rightarrow \frac{\omega x}{\nu} = \frac{n\pi}{2} \quad (2.5)$$

Otro punto a tener en cuenta, es que la amplitud de la onda no es constante, sino que se atenúa conforme avanza en el medio, maximizándose para el menor x .

$$n = 1 \Rightarrow x = \frac{\lambda}{4} = \frac{\nu}{4f} = 1,575\text{mm} \quad (2.6)$$

Desde el punto de vista técnico, se previó que el espesor de la pared en los lugares donde van ubicadas las cerámicas sea de $1,5\text{mm}$ como lo ejemplifica la figura 2.7. De esta forma se logra que la mayor parte de la energía mecánica de la cerámica sea transmita hacia la pasta de aceituna. La longitud de onda se calcula según la ecuación 2.6. La velocidad de propagación de una onda en aluminio es 6300m/s y de la frecuencia de la onda será en el entorno de 1MHz . En la figura se observa el corte transversal de la cubeta, punteando los lugares donde se pulió el aluminio para el pegado de las cerámicas.

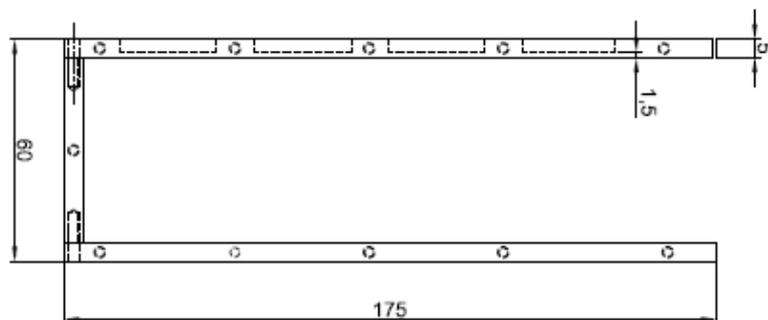


Figura 2.7: Corte transversal de placas de aluminio de cubeta fabricada.

Es un resultado conocido que para realizar correctamente la adaptación de impedancias a través del medio, el espesor del mismo debe ser $1,575\text{mm}$ [33]. En el anexo se encontrarán las medidas exactas de la cubeta.

La cubeta tiene 4 niveles, o también llamados canales, de dos cerámicas cada uno. Se dispone de 4 sistemas de control independientes, uno por nivel. Cada franja tiene una onda resonante independiente, logrando una mayor eficiencia en el control si se compara con un único control para todos los niveles. Esto se da debido a que la variación de la frecuencia resonante de cada canal pueden diferir.

2.3.4. Pegado de cerámicas a la cubeta

Para pegar las cerámicas a la cubeta se optó por la utilización del pegamento con nombre comercial “Poxipol”. Previo a la instalación en la cubeta se realizaron dos ensayos de pegado en una lamina de aluminio de similares características para simular las condiciones de la operación. Los ensayos se basaron en la medición de impedancia y se constató que el pegamento no perturbaba de forma significativa la respuesta en frecuencia de la cerámica. A continuación se pueden apreciar los resultados de los ensayos de forma gráfica.

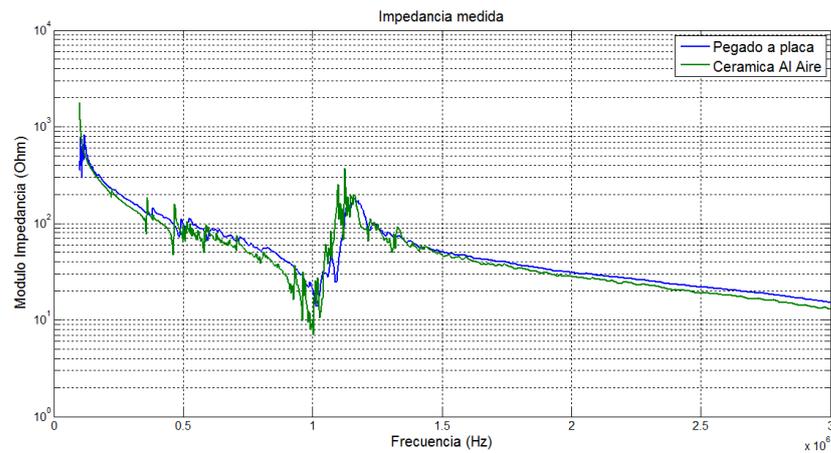


Figura 2.8: Respuesta en frecuencia para cerámica al aire contra cerámica pegada en placa de aluminio.

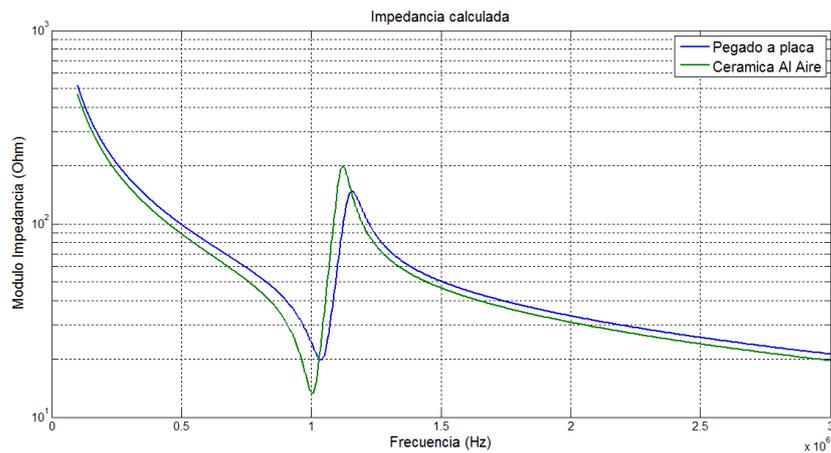


Figura 2.9: Respuesta en frecuencia calculada para cerámica al aire contra cerámica pegada en placa de aluminio.

El movimiento de la frecuencia de resonancia se debe al aumento de la carga mecánica debido a haber pegado las cerámicas a el aluminio. De la respuesta calculada se obtienen los siguientes valores de componentes eléctricos:

Capítulo 2. Transductor y Cubeta

Componente	Valor
Co (nF)	2.5734
R (Ω)	22.313
L (μ H)	46.523
C (pF)	494.53

Tabla 2.2: Impedancia equivalente calculada dos cerámicas en paralelo sobre placa de aluminio.

Luego de los ensayos favorables realizados se procedió a colocar las cerámicas en la cubeta. La figura 4.20 representa los resultados de medir la impedancia de cada canal de la cubeta, sin líquido en su interior.

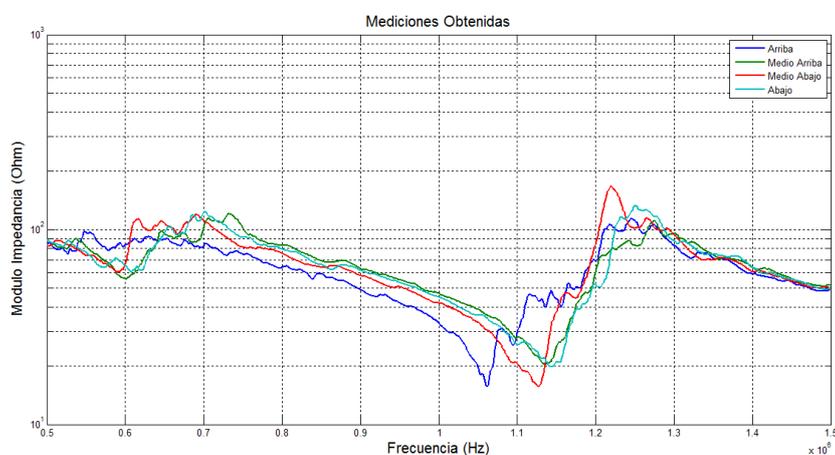


Figura 2.10: Respuesta en frecuencia para cerámicas en la cubeta sin agua, por canal.

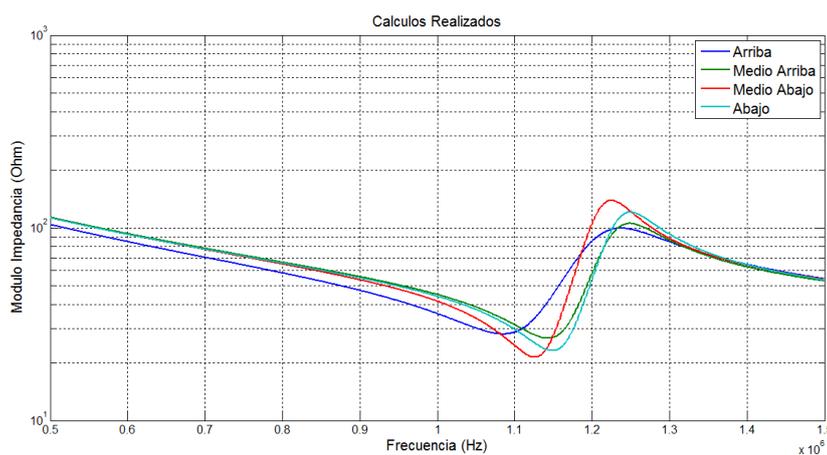


Figura 2.11: Respuesta en frecuencia calculada para cerámicas en la cubeta sin agua, por canal.

Los valores de los componentes eléctricos obtenidos fueron:

2.3. Trabajo de Campo

Componente	Fila Abajo	Fila Medio Abajo	Fila Medio Arriba	Fila Arriba
Co (nF)	2.4441	2.4113	2.4408	2.4913
R (Ω)	27.632	24.479	34.184	36.381
L (μ H)	59.530	58.566	63.148	44.671
C (pF)	314.59	334.32	297.14	457.49

Tabla 2.3: Impedancia equivalente calculada por canal de dos cerámicas pegadas a cubeta vacía.

Los resultados obtenidos muestran como diferencia mas apreciable el canal alto. Esto era de esperarse, debido a que por condiciones de fabricación de la cubeta, era el canal que mas sufriría efectos causados por las condiciones de borde.

2.3.5. Medición Cubeta con Agua

Análogamente al caso anterior, se midió la impedancia de la cubeta con agua en su interior y se obtuvieron las gráficas representadas en la figura ???. La tabla 2.4 indica los valores calculados del modelo eléctrico de la carga distinguido por franjas, conteniendo cada una 2 cerámicas en paralelo.

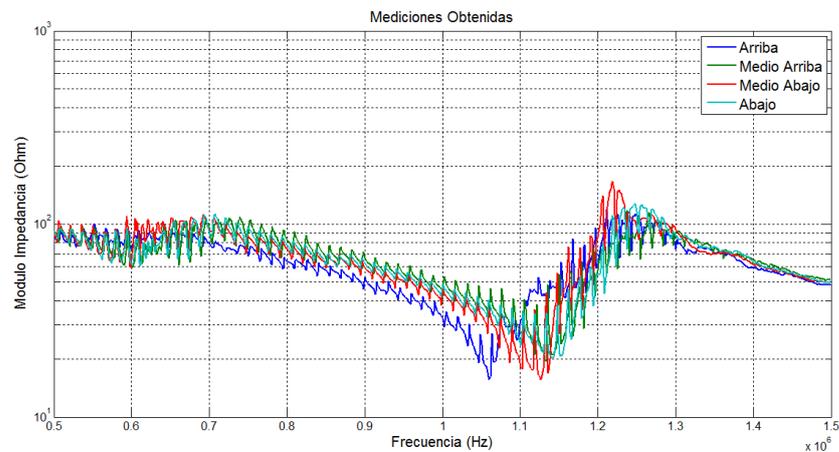


Figura 2.12: Respuesta en frecuencia para cerámicas en la cubeta con agua, por canal.

Capítulo 2. Transductor y Cubeta

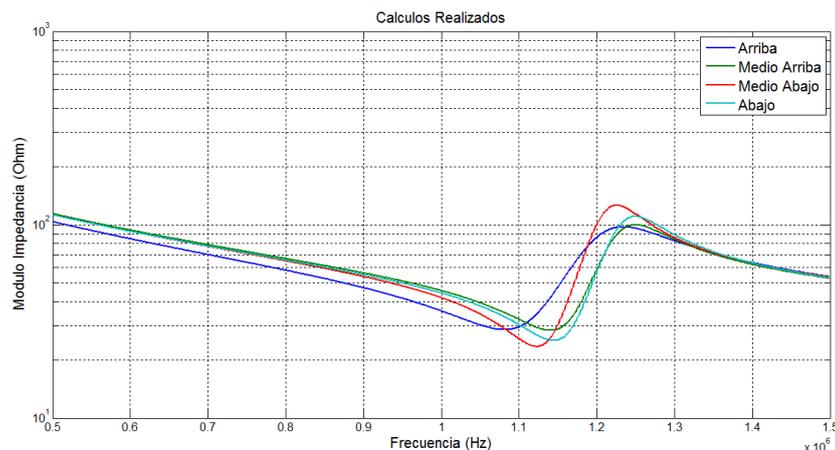


Figura 2.13: Respuesta en frecuencia calculada para cerámicas en la cubeta con agua, por canal.

Componente	Fila Abajo	Fila Medio Abajo	Fila Medio Arriba	Fila Arriba
C_o (nF)	2.4512	2.4181	2.4341	2.5037
R (Ω)	31.325	27.861	37.589	37.480
L (μ H)	60.672	59.654	64.759	45.127
C (pF)	309.34	328.33	289.69	454.96

Tabla 2.4: Impedancia equivalente calculada de cerámicas pegadas a cubeta con agua en su interior

Se puede ver, que el valor de C aumenta en los 4 casos. Esto es debido a que es el valor que modela la constante elástica, que se ve modificada al agregar aceite. Por su parte, el valor de C_o , sufre modificaciones casi insignificantes, lo cual era de esperarse, al tratarse de una constante del material piezo eléctrico que no sufre modificaciones. La masa, representada por L , tampoco sufre modificaciones analizables. Por su parte, el valor de R , debido al amortiguamiento mecánico, tiene a establecerse a un punto. Es decir, la diferencia entre el valor máximo y mínimo, disminuye una vez se agrega el agua.

2.4. Onda Estacionaria Dentro de la Cubeta

La cubeta se puede describir básicamente como una cavidad con transductores sobre una de sus caras. Las frecuencias de resonancia de dicha cavidad están dadas por la velocidad de propagación de la onda mecánica dentro del líquido y las dimensiones del recipiente. La velocidad de propagación varía con la temperatura. Al no ser perfectamente homogénea dentro de la cubeta se podrían establecer frecuencias de resonancia diferentes para cada uno de los cuatro niveles.

2.4. Onda Estacionaria Dentro de la Cubeta

El movimiento ondulatorio consiste esencialmente en transmitir una propiedad a través de un medio sin transportar a éste. A esta propiedad se la llama onda. Al llamarlo estacionario, se hace referencia a que ciertos puntos de la onda permanezcan inmóviles a través del tiempo. A estos puntos se los denomina nodos [21].

En la cara de la cubeta que contiene los transductores se aplica un movimiento armónico simple⁵ a una frecuencia controlada, mientras que la otra cara está fija. Esto es lo que se requiere para establecer un modo normal⁶.

En el caso de la cubeta, inicialmente la onda se propaga a través del medio (pasta de aceituna) hasta la otra cara. Como ese extremo está fijo, la onda se ve reflejada interactuando con la que viaja en sentido opuesto. La onda resultante se conforma por las infinitas ondas que rebotan dentro de la cavidad. Por simplicidad se realiza la explicación teniendo en cuenta una onda emitida y una reflejada. Cuando esta interacción es constructiva, la onda reflejada y la onda enviada se suman generando una resultante de máxima amplitud. A esto se le denomina modo normal o resonancia.

En la figura 2.14 se muestran distintos casos de la resultante entre la onda emitida y la onda reflejada.

⁵Movimiento periódico y vibratorio en ausencia de fricción, producido por la acción de una fuerza recuperadora que es directamente proporcional a la posición, y que queda descrito en función del tiempo por una función sinusoidal [9].

⁶También llamados frecuencias naturales o frecuencias resonantes [7].

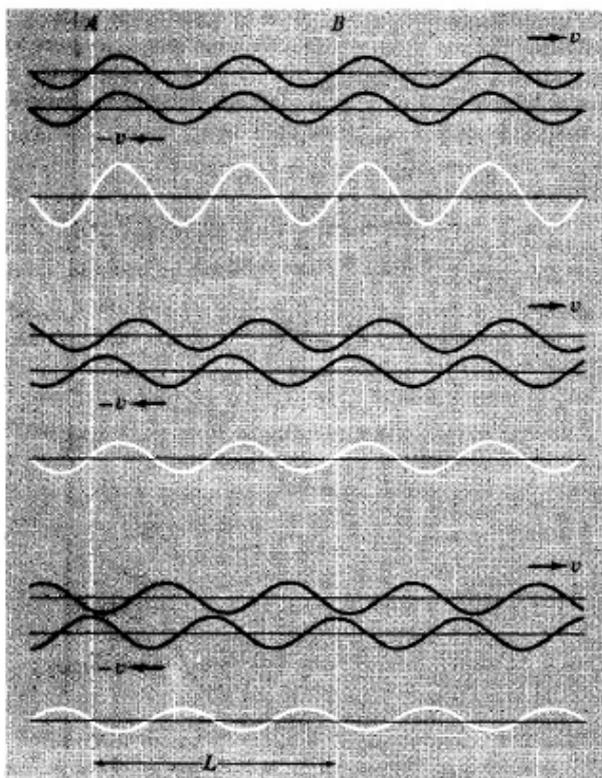


Figura 2.14: Dos ondas sinusoidales exactamente semejantes y la onda estacionaria resultante [21].

Para obtener máxima amplitud en la onda resultante, la potencia entregada al transductor debe ser máxima. La ecuación que describe a los modos normales es [21]:

$$y_n(x, t) = A_n \text{sen} \left(\frac{n\pi x}{L} \right) \cos(\omega_n t) \quad (2.7)$$

A_n es la amplitud, n es el modo, x es la posición, L es la longitud (en este caso la distancia hasta cara trasera de la cubeta medida desde la cara con cerámicas) y ω_n la frecuencia angular de oscilación dada por la ecuación :

$$\omega_n = \frac{n\pi x}{L} \nu \quad (2.8)$$

En la ecuación 2.8 se encuentra la variable ν que es la velocidad de propagación de la onda en el medio. Para lograr un modo normal, se deduce que la frecuencia de la onda debe cumplir:

$$f = \frac{n\nu}{2L} \quad (2.9)$$

Para el caso particular de la cubeta con agua en su interior, la velocidad de propagación es $\nu = 1500\text{m/s}$ y la distancia entre sus caras es $L = 5\text{cm}$. Resolvien-

2.4. Onda Estacionaria Dentro de la Cubeta

do la ecuación 2.9, se deberían obtener frecuencias de resonancia y por lo tanto máximos en el consumo de potencia cada 15kHz.

Para realizar el análisis de los modos normales, se midió la conductancia⁷ de la cubeta con agua en su interior. La misma es directamente proporcional a la potencia consumida. Los máximos relativos de conductancia coinciden entonces con los modos normales de la cubeta. En la figura 2.15 se observa la respuesta en frecuencia de la conductancia de los cuatro canales con la cubeta llena de agua.

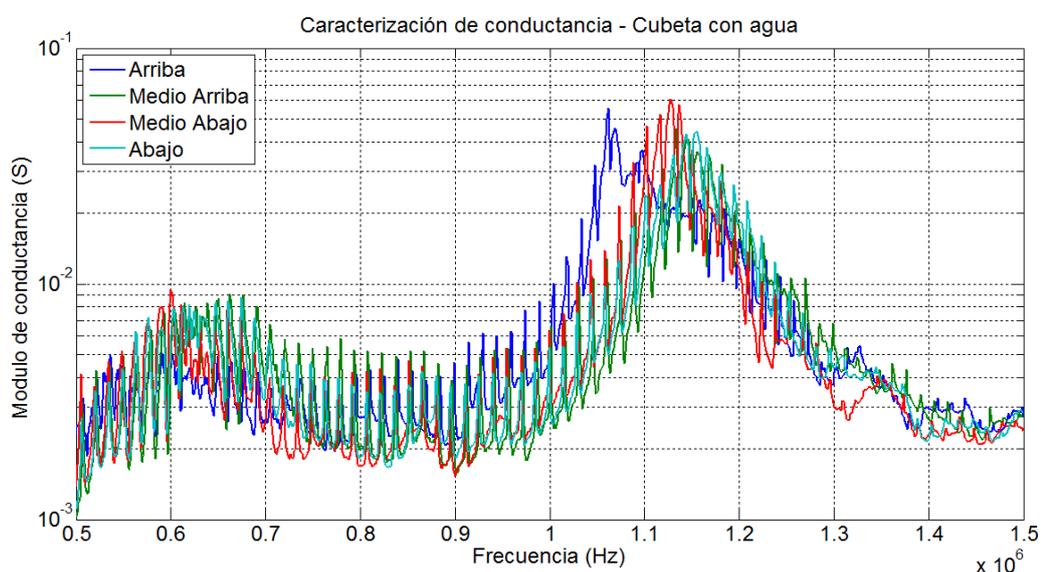


Figura 2.15: Conductancia medida de cubeta con agua

A simple vista en la gráfica 2.15, los máximos se ven equiespaciados. Se decidió acotar el estudio de máximos en un rango de frecuencias de trabajo ampliado, fijando el rango entre 0,7MHz y 1,2MHz. En la figura 2.19 se grafica la conductancia de los 4 canales por separado detallando la posición de los máximos relativos.

⁷La conductancia es la parte real de la admitancia, siendo la admitancia el inverso de la impedancia.

Capítulo 2. Transductor y Cubeta

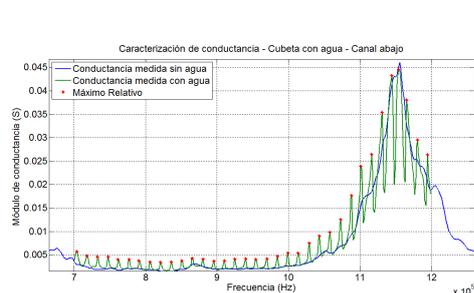


Figura 2.16: Conductancia Canal Inferior

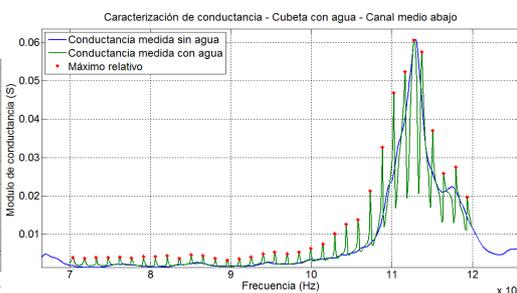


Figura 2.17: Conductancia Canal Medio Inferior

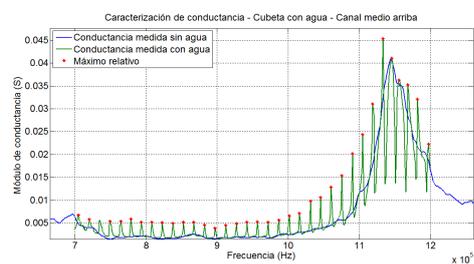


Figura 2.18: Conductancia Canal Medio Superior

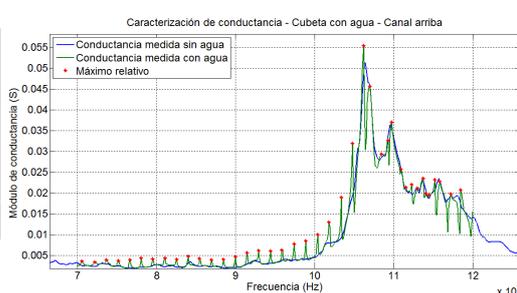


Figura 2.19: Conductancia Canal Superior

Se realizó también el análisis estadístico de la diferencia entre máximos. En la tabla 2.5 se presentan los valores de los promedios por canal con su respectiva desviación estándar. En el anexo se encuentra la tabla con todos los valores contemplados.

Canal	Distancia entre Máximos Relativos (Hz)	Desviación estándar(Hz)
Inferior	14442	1180
Medio Inferior	14383	1147
Medio Superior	14912	2791
Superior	12594	4837

Tabla 2.5: Promedios de distancia entre máximos relativos en frecuencias de la conductancia de la cubeta con agua en su interior.

Como se observa en la tabla 2.5, 15kHz siempre queda dentro del rango. De esta manera se constata la correcta fabricación de la cubeta con el propósito deseado.

De este análisis se concluye que los picos en la conductancia aparecen debido al líquido en el interior de la cubeta ya que estos no se manifiestan con la cubeta vacía. Finalmente, se estudian las diferencias entre los valores del modelo eléctrico equivalente con y sin agua.

2.4. Onda Estacionaria Dentro de la Cubeta

Componente	Fila Abajo	Fila Medio Abajo	Fila Medio Arriba	Fila Arriba
C_o (nF)	0.30	0.28	0.28	0.5
R (Ω)	11.8	12.1	9.06	3.00
L (μ H)	1.88	1.83	2.49	1.01
C (pF)	1.70	1.82	2.57	0.56

Tabla 2.6: Diferencia porcentual entre modelos eléctricos equivalentes de impedancias de cubeta con y sin agua

Como se observa en la tabla 2.6 el valor de la resistencia es el parámetro que mas se ve afectado con la presencia de agua. Esta variación era de esperarse ya que la resistencia es el único valor que guarda relación con la potencia consumida.

Para visualizar el fenómeno de los máximos de conductancia y su relación con la onda estacionaria, se sintonizó una de las frecuencias de máximo consumo conteniendo en la cubeta maicena disuelta en agua. Cuando la onda queda estacionaria y se da un máximo de consumo de potencia, se genera en la onda estacionaria nodos de presión donde se acumula la maicena. Visualmente se observan líneas o renglones en el agua como muestra la figura 2.21. Esta acumulación produce aglomeraciones de maicena que luego caen al fondo por el efecto de la gravedad.



Figura 2.20: Visualización de nodos de presión a frecuencia de máximo consumo de potencia vista superior

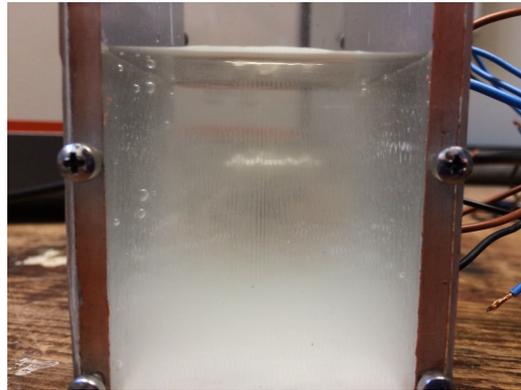


Figura 2.21: Visualización de nodos de presión a frecuencia de máximo consumo de potencia vista lateral

La ventaja de esta técnica es que si las partículas del sólido son tan chicas que su peso no logra vencer el rozamiento estático contra el agua, quedan en suspensión. Agruparlas aumenta su masa, haciendo que el peso venza las fuerzas que las mantienen en suspensión para luego caer al fondo.

2.5. Presentación de Prototipo Final

Para permitir el trabajo de forma ininterrumpida y el lavado del prototipo, se procedió a poner tapa y conectores industriales a la cubeta. La especificación de la tapa realizada se encuentra en el anexo. Los conectores industriales utilizados poseen un grado de protección IP67 según la norma internacional 'CEI 60529 Degrees of Protection', por lo que presentan entonces, una alta protección contra polvo e inmersión completa en agua. La tapa de la cubeta esta pegada con pegamento industrial en base a cloroformo, lo cual lo hace resistente al agua, mientras que, la cara exterior del protector esta pegada con silicona para poder retirarla de ser necesario.

Capítulo 3

Generador de Onda

3.1. Introducción

A continuación se describen los requerimientos y posterior implementación del oscilador cuya salida, de frecuencia controlada por software, se utiliza como entrada del amplificador de potencia.

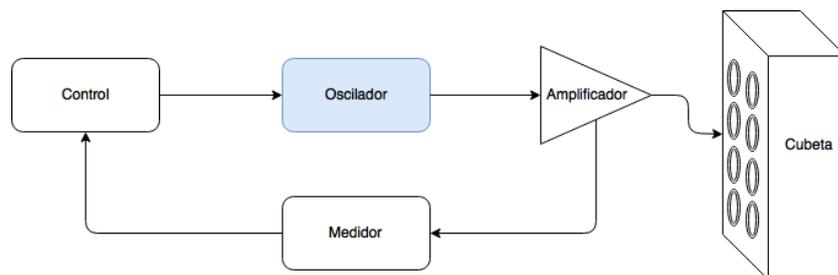


Figura 3.1: Diagrama de bloques del sistema - Oscilador

3.2. Especificaciones

El generador implementado debe cumplir con los siguientes requerimientos:

- Señal de salida:
 - Forma de onda: cuadrada
 - Amplitud: mínima: $0V$ y máxima: Debe ser necesariamente menor a $10V$, que corresponde a la alimentación de voltaje de la etapa posterior. Se establece en $9V$.
 - Frecuencia: rango $900kHz$ - $1000kHz$.
- Resolución de pasos de frecuencia menor a $100Hz$.

Capítulo 3. Generador de Onda

Utilizar una frecuencia cercana a la de resonancia de la cerámica permite entregar mayor potencia que a frecuencias más bajas. Por otro lado, se debe trabajar en un rango de frecuencias lo suficientemente alejado de la resonancia propia de los piezoeléctricos ya que de lo contrario, los picos de consumo de corriente producidos por la resonancia de la cavidad son despreciables respecto al pico generado por la resonancia de los propios transductores.

3.3. Diseño del circuito

El generador implementado se puede separar en dos etapas: un oscilador controlado por voltaje (VCO), seguido de un comparador. Se utiliza un circuito integrado XR2206 (descrito en 3.3.1) y un amplificador operacional LM7171 (descrito en 3.3.2) respectivamente.

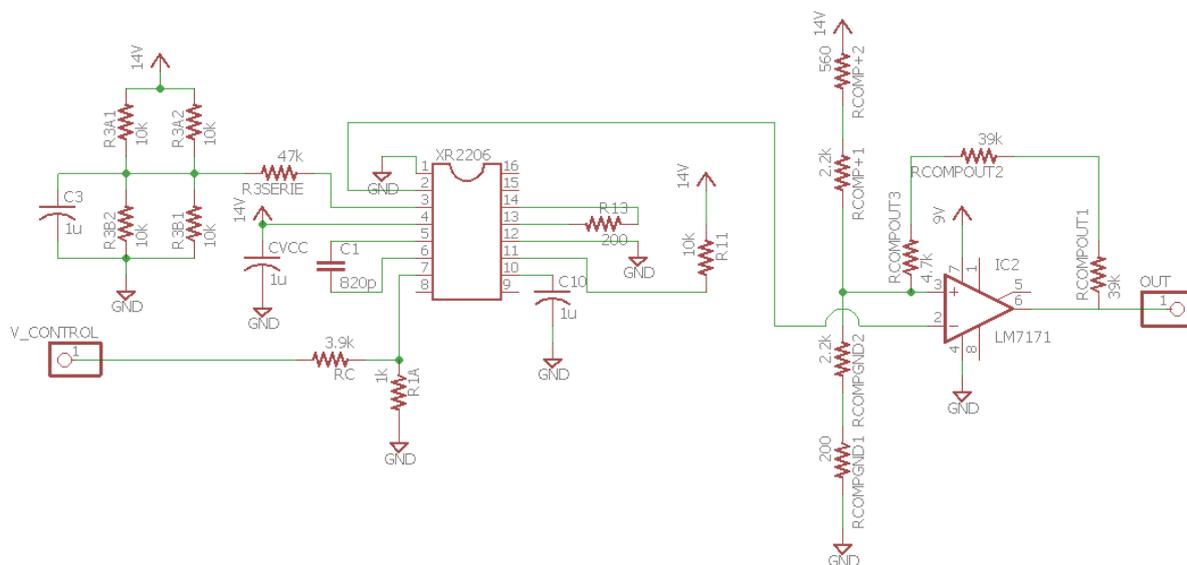


Figura 3.2: Esquemático completo del oscilador de onda cuadrada.

En la figura 3.2 se observa el esquemático de esta etapa. A la izquierda se encuentra el circuito que genera la señal sinusoidal y a la derecha el comparador. La salida del oscilador se conecta al pin no inversor del operacional LM7171. Esto desacopla las etapas y posibilita el estudio de forma independiente.

3.3.1. Oscilador controlado por voltaje - XR2206

Se implementó el VCO utilizando el circuito integrado de EXAR, XR2206. Cuenta con una salida de onda sinusoidal de frecuencia proporcional a un voltaje de control de hasta 1MHz, según se establece en la hoja de datos del fabricante. El

3.3. Diseño del circuito

voltaje de control estará dado por una salida analógica de un controlador Arduino Due, como se detalla posteriormente.

Este integrado genera también una onda cuadrada, lo cuál hubiera evitado el uso de un comparador. Al relevarla con el osciloscopio se comprobó que su comportamiento no fue el esperado a frecuencias cercanas a 1MHz como se indica en la figura 3.3.

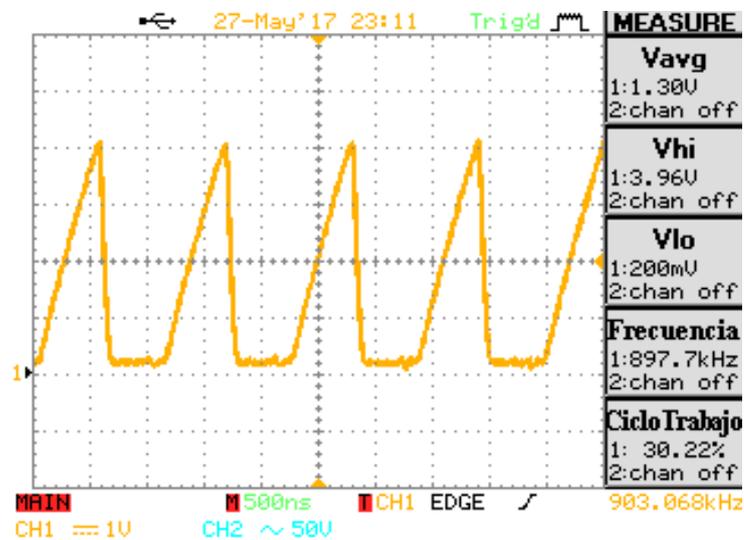
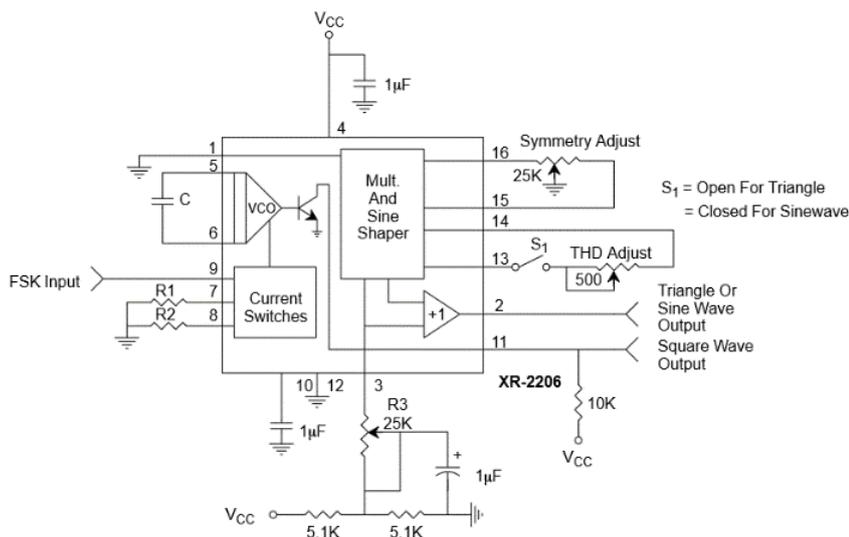


Figura 3.3: Salida de onda cuadrada del XR2206.

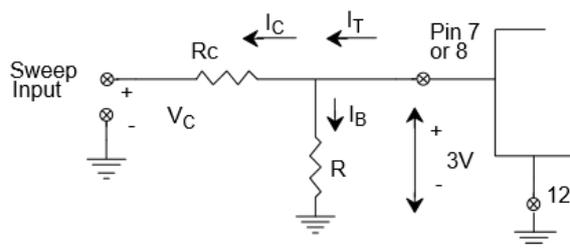
Es por esto que se optó por utilizar la salida sinusoidal. Dicha señal se encuentra centrada en la mitad del voltaje de alimentación. Como el generador se alimenta en $V_{cc} = 14V$, la salida tiene un voltaje continuo de valor $V_{cc}/2 = 7V$. En la práctica, el voltaje medio relevado es apenas menor, tomando un valor $V_m = 6,55V$.

La hoja de datos del circuito integrado XR2206 provee dos circuitos básicos que se pueden utilizar en conjunto para generar una onda sinusoidal de frecuencia variable por un voltaje de control y amplitud definida por un divisor resistivo.

Capítulo 3. Generador de Onda



(a) Circuito básico para generación de onda sinusoidal de frecuencia fija



(b) Circuito para control de frecuencia por voltaje

Figura 3.4: Conexiones básicas brindadas por el fabricante.

Cálculo de frecuencia

La frecuencia de salida del oscilador es directamente proporcional a la corriente I_T , e inversamente proporcional al capacitor C entre los pines 5 y 6.

$$f = \frac{320I_T}{C} Hz \tag{3.1}$$

Equivalentemente, la hoja de datos brinda también la ecuación 3.2.

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_C} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) Hz \tag{3.2}$$

Los conversores digitales analógicos del Arduino Due tienen una resolución de 12 bits (4096 pasos) y un rango entre 0,55V–2,75V. Teniendo en cuenta que el rango deseado es de 100kHz (pasos de 16Hz), se desprende lo siguiente:

3.3. Diseño del circuito

$$f_{0,55V} \geq 1,0MHz \quad (3.3)$$

$$f_{2,75V} \leq 0,9MHz \quad (3.4)$$

De acuerdo a la hoja de datos, es aconsejable que los valores de la corriente de salida I_T y el capacitor C estén acotados:

$$I_T < 3mA \quad (3.5)$$

$$1nF \leq C \leq 100uF \quad (3.6)$$

Teniendo en cuenta todas las ecuaciones, se procede a resolver el sistema. Como hay más incógnitas que ecuaciones, el valor del capacitor C se fija a valores conocidos. Fijando $C = 1nF$, se obtienen los siguientes valores de R y R_C :

$$\begin{cases} C = 1nF \\ R = 1120\Omega \\ R_C = 7360\Omega \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} f_{0,55V} = 1,020MHz \\ f_{2,75V} = 0,900MHz \end{cases} \quad (3.7)$$

Teóricamente, estos son los valores que se debieron haber utilizado. Sin embargo, llevado a la práctica, el rango obtenido era inferior a los 20kHz. Esto se puede deber no solo a la tolerancia de los materiales sino también a que el valor del capacitor está en el límite recomendado. Se procedió a cambiar los componentes y realizar las pruebas de rango hasta que finalmente se decidió utilizar los siguientes valores:

$$\begin{cases} C = 820pF \\ R = 1000\Omega \\ R_C = 3900\Omega \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} f_{0,55V} = 1,475MHz \\ f_{2,75V} = 1,246MHz \end{cases} \quad (3.8)$$

En la practica:

$$f_{0,55V} = 910kHz \quad (3.9)$$

$$f_{2,75V} = 975kHz \quad (3.10)$$

Si bien el rango obtenido es aproximadamente la mitad del deseado, es igualmente aceptable ya que la única condición que debe cumplir es que se puedan encontrar por lo menos 3 frecuencias de resonancia en el rango obtenido. Esto es debido a que, ante variaciones de temperatura, las resonancias pueden moverse, al tomar 3 dentro del rango, pese a las posibles variaciones siempre se tendrá al menos una. Teniendo en cuenta que el controlador de voltaje es un Arduino Due con un rango de 12bits (4096 valores), el paso de frecuencia será de aproximadamente 16Hz.

Experimentalmente, se verificó que entre los 4 canales no existe una diferencia mayor a $6kHz$ entre las 4 frecuencias mínimas y las 4 frecuencias máximas.

Los valores de frecuencia inferior se encuentran en el rango $[905 - 911]kHz$ y los valores de frecuencia superior en el rango $[970 - 976]kHz$.

Capítulo 3. Generador de Onda

Cálculo de amplitud

La amplitud de la salida tiene una relación aproximadamente lineal con la resistencia conectada en el pin 3 (Figura 3.4a).

$$V_{amp} = 60mV/k\Omega \quad (3.11)$$

Lo único que se tuvo en cuenta para el diseño fue que la señal de salida sea menor que la alimentación del operacional: $V_m + V_{amp} < V_{cc_{comp}}$. Esto se verifica más adelante en la sección 8.2.1 de las pruebas del oscilador, .

3.3.2. Comparador - LM7171

Los comparadores son muy utilizados en electrónica. Se trata de un circuito capaz de identificar si el voltaje de entrada V_{in} es superior o inferior a un voltaje de referencia V_{REF} . El más sencillo, es comparando el voltaje de entrada contra un valor fijo y constante, muchas veces llamado umbral. Este circuito se fabrica con un amplificador operacional y un par de resistencias. El valor de referencia o de comparación, se obtiene con el divisor resistivo entre R_1 y R_2 . En la figura 3.5 se observa un ejemplo del mismo.

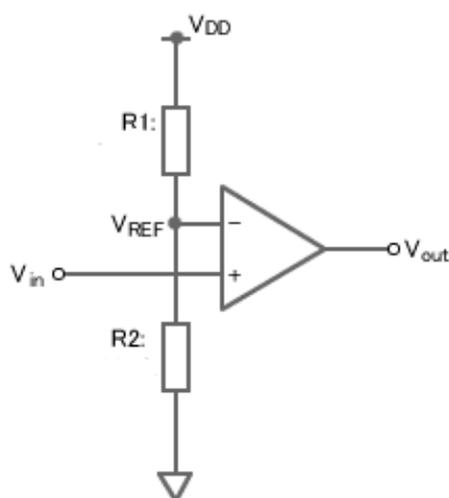


Figura 3.5: Circuito comparador de valor de comparación fijo.

En la configuración de comparador, el operacional trabaja en zona de saturación. Esto significa que la salida toma los valores $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$ si $V_+ > V_-$ y $V_- > V_+$ respectivamente, siendo $\pm V_{cc}$ los voltajes de alimentación del amplificador. Para trabajar en saturación, se debe realimentar por la pata V_+ o simplemente no hacerlo.

Este circuito fue descartado ya que se ve muy afectada la salida ante una mínima presencia de ruido en la entrada. El comparador se diseñó para que tenga

3.3. Diseño del circuito

histéresis, que el voltaje de salida no solo dependa del valor temporal, sino también de los valores previos. Para lograrlo, se utiliza una realimentación entre el valor de salida y la pata V_+ del amplificador, a través de la resistencia R_3 .

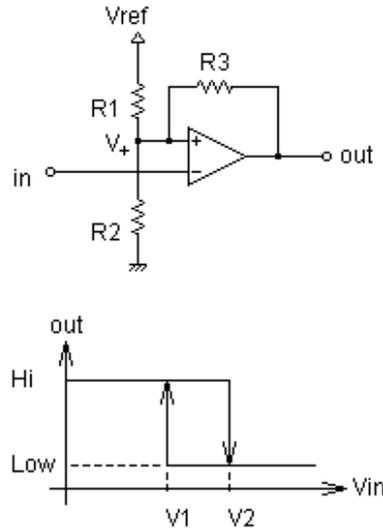


Figura 3.6: Esquemático del comparador con histéresis y salida en función de entrada del mismo.

Lo que se logra es tener un valor a la salida con dos conmutaciones por ciclo. En la figura 3.7 se puede observar el voltaje de salida de un circuito con y sin histéresis, para el mismo voltaje de entrada. El voltaje de entrada en este caso, posee ruido, lo cual genera más conmutaciones en un circuito sin realimentación.

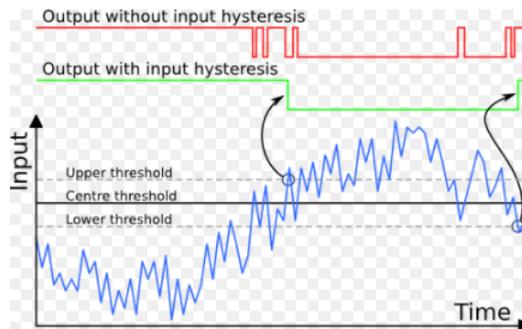


Figura 3.7: Voltaje de salida para comparador fijo y con histéresis [29].

Debido a la aplicación se definió tener dos conmutaciones por periodo y tener inmunidad al ruido, por lo que se decidió implementar un comparador con histéresis. La señal sinusoidal de salida del XR2206 se convierte en una onda cuadrada de la misma frecuencia logrando generar la señal necesaria para controlar la etapa de amplificación.

Capítulo 3. Generador de Onda

Como se puede ver en la figura 3.6, el voltaje de salida para un voltaje de entrada entre V_1 y V_2 puede ser tanto $+V_{cc}$ como $-V_{cc}$. Para hacer el cálculo de la histéresis se plantea la siguiente malla:

$$\frac{V_+}{R_2} = \frac{V_{out} - V_+}{R_3} + \frac{V_{ref} - V_+}{R_1} \Rightarrow V_+ = \frac{(R_1 V_{out} + R_3 V_{ref}) R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \quad (3.12)$$

La señal de salida del oscilador posee un valor de continua de $V_m = 6,55V$. Se fija un voltaje $V_1 < 6,55V$ y $V_2 > 6,55V$ para que en los semiciclos en que $V_{in} < V_1$, la salida sea $-V_{cc}$ y en los semiciclos en que $V_{in} > V_2$, la salida sea $+V_{cc}$. Cuando V_{in} está en la ventana entre V_1 y V_2 no hay cambio en la salida, haciendo que la misma no cambie por ruidos en la señal de entrada.

Los valores de resistencias utilizados se definieron con la ayuda de la herramienta para diseño de circuitos comparadores con histéresis, OKAWA Electric Design [19], arrojando los siguientes resultados:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ref} = 14V \\ +V_{cc} = 9V \\ -V_{cc} = 0V \\ R_1 = 2,76k\Omega \\ R_2 = 2,40k\Omega \\ R_3 = 82,7k\Omega \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_1 = 6,41V \\ V_2 = 6,55V \end{array} \right. \quad (3.13)$$

Es importante destacar que si $(V_m - V_1) \neq (V_2 - V_m)$ el ciclo de trabajo no será igual al de la señal de entrada. Con las resistencias disponibles en el mercado local se formaron los valores que mejor aproximaban los requeridos. Además, tanto V_m como V_1 y V_2 pueden presentar variaciones entre los distintos canales. Para no obtener un error mayor al 2% en el ciclo de trabajo, se midieron individualmente las resistencias utilizadas en esta etapa, eligiendo valores con mínima dispersión.

La señal de salida del comparador idealmente varía entre $\pm V_{cc}$. Sin embargo, no todos los amplificadores operacionales poseen esa variación de voltaje a la salida, también llamado “output swing”. No se tuvo en cuenta al momento de diseñar que $V_{out} = -V_{cc}$ solo si el amplificador es “rail-to-rail”. En el caso del LM7171, el valor mínimo de salida es $-V_{cc} + 1,5V$.

Esta no idealidad en el voltaje de salida de la placa del oscilador provoca que el valor de nivel bajo no sea reconocido por el driver del amplificador de la etapa siguiente, produciendo que el amplificador de potencia no realice conmutaciones. Para solucionar esto se utilizaron dos diodos schottky en serie y luego una resistencia a tierra tal que la caída de voltaje en conducción sea aproximadamente 1V.

3.3.3. Implementación del diseño

La figura 3.2 muestra un generador XR2206 controlado por el voltaje $V_{control}$ seguido de un operacional LM7171 en configuración de comparador.

Dado que la señal de salida del comparador debe ser $V_{out} < 10V$ restringida por el driver, y que el voltaje de alimentación del XR2206 tiene como mínimo valor

3.3. Diseño del circuito

admisibles $10V$, se decidió utilizar valores distintos para alimentar ambas partes del circuito, siendo $9V$ para el comparador y $14V$ para el generador.

Si se quisiera cambiar el rango de frecuencia, se pueden modificar las resistencias R_1 , R_C y el capacitor C . Además, si se contara con un voltaje de control con una excursión mayor a la del Arduino Due ($2,2V$) se podría tener un mayor rango de frecuencias alcanzables. Si la resolución del conversor digital analógico del Arduino Due fuera mayor, se lograrían pasos de frecuencia menor.

3.3.4. Simulaciones

El circuito no pudo ser simulado en LTSpice. El modelo del XR2206 disponible por el fabricante no funcionó como se esperaba, por lo que todas las pruebas que llevaron a la versión final fueron hechas en protoboard y luego se fabricó en PCB.

3.3.5. Para mejorar

El criterio de éxito de esta etapa se representa en los resultados de las pruebas 8.2.1, 8.2.2 y 8.2.3. Aunque fueron los esperados, existen factores no tomados en cuenta que pueden mejorar el diseño a futuro.

Si se quiere un rango mayor de frecuencias alcanzables, basta con cambiar el rango del voltaje de control, teniendo siempre en cuenta las restricciones de corriente y frecuencia del circuito integrado XR2206 (ecuación 3.5).

Utilizar un amplificador operacional rail-to-rail, cuyo voltaje de salida inferior se acerque más a los $0V$, ya que un valor mayor a $1V$ puede presentar problemas en el driver del amplificador de potencia.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 4

Etapa de Amplificación

4.1. Introducción

En este capítulo se analiza el diseño de la etapa de amplificación de una señal proveniente del bloque generador de onda, con el objetivo de lograr una salida capaz de entregar potencia a la carga manteniendo la frecuencia.

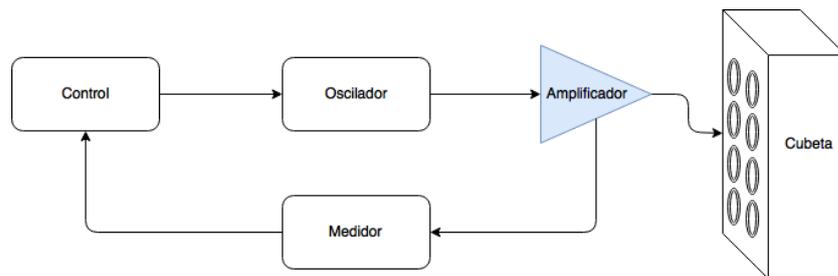


Figura 4.1: Diagrama de bloques del sistema - Amplificador de potencia.

4.2. Consideraciones

Los puntos más importantes a tener en cuenta en el diseño son la *potencia*, *frecuencia* y *carga*. Estos son los que definen el tipo de amplificador y sus componentes para cumplir de forma adecuada los requerimientos del sistema.

4.3. Especificaciones

Según los requerimientos del proyecto, las especificaciones para la etapa de amplificación son las siguientes:

- Señal de Entrada:
 - Frecuencia de trabajo 0,9MHz - 1MHz.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

- Señal de Salida:
 - Forma de onda Sinusoidal.
 - Potencia máxima 20W por canal.
- Diseño:
 - Simple.
 - Robusto frente a variaciones.
- Componentes
 - Disponibilidad en plaza o plazo de entrega reducido.
 - Bajo costo.
- Capaz de alimentar cargas capacitivas.

4.4. Amplificadores comerciales

Para poder realizar una correcta definición del equipo de amplificación a utilizar, se investigó sobre la existencia de dispositivos en el mercado que cumplieran con las especificaciones. Los mismos tenían un costo muy elevado, en el entorno de los USD10,000 (diez mil dólares americanos). Por dicha razón, se optó por realizar el diseño y fabricación de un amplificador que lograra cumplir con las especificaciones planteadas.

4.5. Tipos de amplificadores de potencia

Se analizaron los amplificadores lineales con etapas de salida clase A, B, AB y el amplificador no lineal¹ con etapa de salida clase D. La distinción se basa en la configuración de los amplificadores y modo de operación. Estos amplificadores se pueden agrupar en dos grupos, los clase A, B, AB, controlan el ángulo de conducción², mientras que los clase D utilizan un principio mas moderno que es de conmutación³.

En la figura 4.2 se ilustra una comparación de las diferentes clases de amplificadores. En dicha imagen se puede apreciar la relación que existe en eficiencia y angulo de conducción entre las diferentes clases.

¹Transistores de salida no trabajan en zona lineal.

²Fracción del período, medido en grados, en la cual el dispositivo conduce.

³Cambio de estado en forma simultanea.

4.5. Tipos de amplificadores de potencia

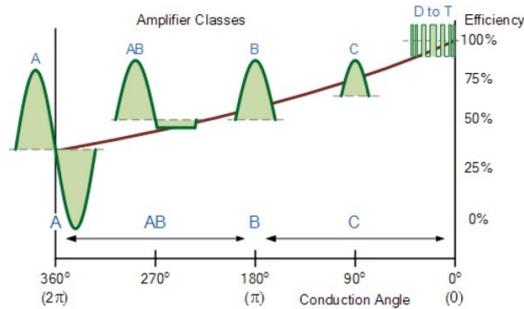


Figura 4.2: Eficiencia y ángulo de conducción para distintas clases de amplificadores [14].

4.5.1. Descripción de clases

Clase A

El amplificador clase A tiene un ángulo de conducción de 360°. Su corriente de polarización mínima es la mitad de la corriente máxima de salida, logrando una máxima eficiencia de 25%. La figura 4.3a representa una configuración básica, y la figura 4.3b muestra la corriente de salida.

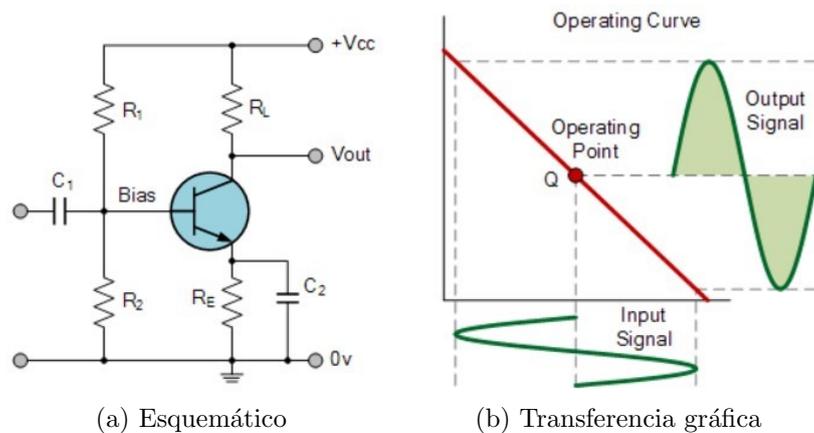


Figura 4.3: Amplificador clase A [14].

Clase B

En este caso, cada transistor conduce durante medio período, por lo que el ángulo de conducción para cada uno es 180°. El máximo valor de eficiencia alcanzable es 78,5%. El esquemático típico de este tipo de amplificador se puede observar en la figura 4.4a y su forma de onda en la figura 4.4b.

La principal desventaja de este tipo es la distorsión de cruce por 0.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

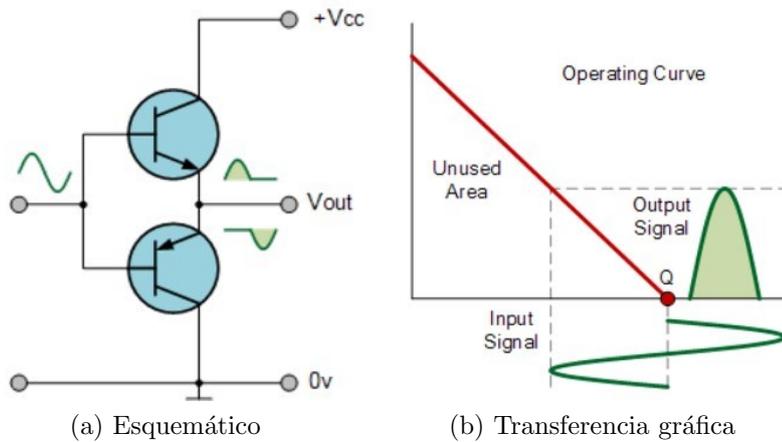


Figura 4.4: Amplificador Clase B [14].

Clase AB

Es una clase intermedia entre el tipo A y B. Logra un ángulo de conducción mayor a 180° por transistor, pero mucho menor que 360° . En la figura 4.5a se esboza el esquemático del circuito y en la figura 4.5b la transferencia del amplificador de forma gráfica.

Esta etapa de salida es comúnmente utilizada ya que aumenta la eficiencia respecto al clase A, y atenúa la distorsión de cruce por 0. La eficiencia máxima alcanzable teóricamente en esta etapa de salida es 62,5 %.

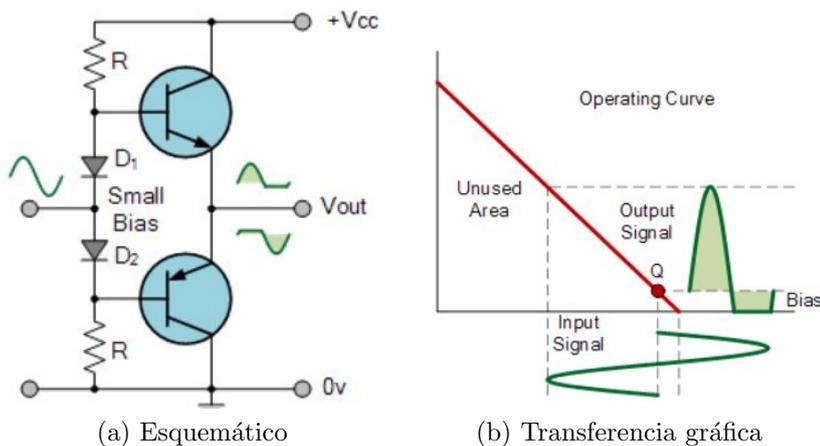


Figura 4.5: Amplificador Clase AB [14].

Clase D

Este tipo de amplificador consiste en generar una señal cuadrada a partir de la conmutación de una fuente de voltaje continuo, para luego mediante un filtro de salida obtener una senoide. En la figura 4.6 se puede apreciar un esquema básico

4.6. Definición de tipo de amplificador

del funcionamiento de este tipo de amplificador. Es una etapa muy utilizada para aplicaciones de audio. Teóricamente, tiene una eficiencia máxima de 100 %.

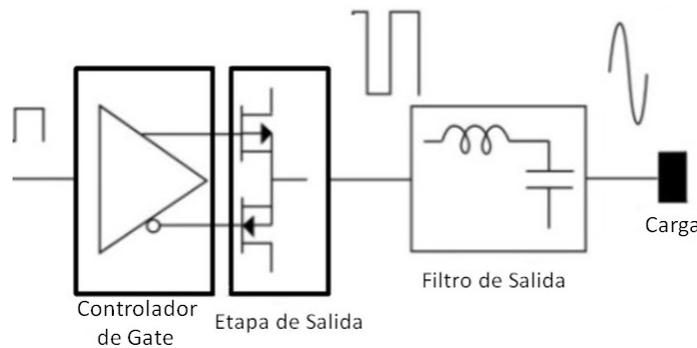


Figura 4.6: Esquema amplificador clase D [2].

4.6. Definición de tipo de amplificador

Los amplificadores clase A y B se descartaron frente al amplificador clase AB debido a que presentan menores prestaciones en cuanto a eficiencia y distorsión de la señal de salida.

A continuación se realiza una comparación entre los amplificadores clase AB y D teniendo en cuenta los siguientes aspectos: *eficiencia, carga, energía, impedancia de salida, inmunidad al ruido, confiabilidad y estabilidad*.

■ Eficiencia

El amplificador clase D estudiado utiliza transistores MOSFET que en funcionamiento se encuentran en estado encendido o apagado por lo que idealmente tienen una eficiencia del 100%. En el caso del amplificador AB la eficiencia máxima alcanzable es del 68%. Un dato importante es que la potencia de pérdida en los clase D depende de los parámetros de los transistores utilizados, mientras que en los clase AB no se cumple dicha condición, cerrando la posibilidad a mejorar dicho factor con la mejora de dichos componentes [13].

En la figura 4.7 se puede apreciar las curvas de eficiencia en función del porcentaje de potencia de salida máximo.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

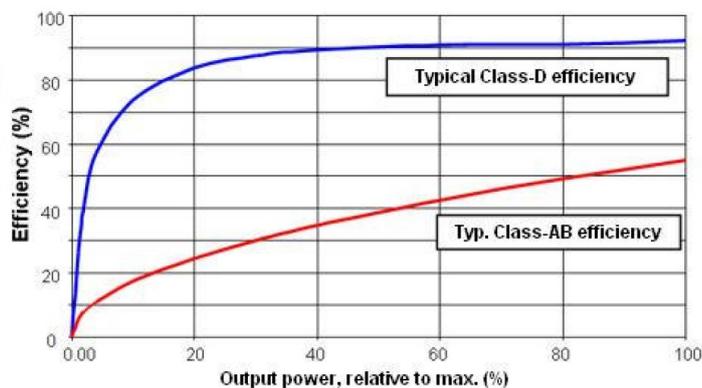


Figura 4.7: Comparación de eficiencia típica entre Clase D y AB en la práctica [2].

■ Carga

Los amplificadores Clase D pueden manejar cargas reactivas sin pérdidas significativas de eficiencia, mientras que los clase AB se vuelven extremadamente ineficientes [13].

■ Energía

Los amplificadores clase AB presentan una desventaja en cuanto a que toda la energía reflejada por la carga es disipada. Por el contrario, los clase D son capaces de generar un flujo de energía bidireccional entre fuente y carga. Esta característica los hace más apropiados para manejar cargas piezoeléctricas [13].

■ Impedancia de salida

De forma inherente la impedancia de salida de un clase D está en el orden de los $m\Omega$ mientras que en los clase AB, decenas de $k\Omega$ [13].

■ Acondicionamiento de señales

La salida es una onda cuadrada que debe ser filtrada para obtener la sinusoidal deseada. Para el clase AB, la salida tiene la misma forma de onda que la entrada, simplificando el diseño.

■ Inmunidad al ruido

Debido a su estructura, los clase D presentan una fuerte inmunidad al ruido mientras que los clase AB están expuestos al ruido de alta frecuencia [13].

■ Confiabilidad

Los clase D al ser más eficientes tienen menores pérdidas por lo que la fatiga metálica en las soldaduras es menor que en la otra clase [13].

■ Estabilidad

Los clase D son térmicamente estables, los parámetros de ancho de banda y

4.7. Marco teórico - Amplificador clase D

ganancia de lazo son independientes de la temperatura de los dispositivos de salida, no así con los amplificadores clase AB [13].

■ **Experiencia**

La experiencia del grupo en el diseño de amplificadores del tipo D es nula. Se tiene una mínima experiencia en el diseño de amplificadores lineales. Las especificaciones de diseño no son típicas por lo que tampoco se tiene experiencia en este tipo de aplicación para ninguna de las dos clases.

Luego de un análisis de las ventajas y desventajas de las diferentes etapas de salida de amplificadores de potencia, se resolvió diseñar un amplificador clase D.

4.7. Marco teórico - Amplificador clase D

El amplificador se puede dividir en tres partes bien definidas: *gate driver*, *transistores de potencia* y el *filtro de salida*, tal como se esquematiza en la figura 4.6. Se describen a continuación los puntos importantes a tener en cuenta a la hora de diseñar cada una de dichas secciones.

4.7.1. Gate driver

Es el encargado de controlar el encendido y apagado de los transistores de la etapa de salida. Para su elección, se tomaron en cuenta los siguientes puntos.

Señal de control y frecuencia de trabajo

La forma de control es un punto importante a la hora de definir el tipo de driver a utilizar. No solo depende de los requerimientos técnicos sino que también tiene que existir una coherencia con las etapas anteriores.

El control básico de un amplificador clase D se puede observar en la figura 4.8. El principio consiste en transformar una señal sinusoidal a una PWM ⁴ de baja potencia, que controla el encendido y apagado de los transistores. Dicha conmutación genera una PWM en la etapa de potencia obteniendo una señal cuadrada, de mayor potencia que la de la entrada, que se filtra para obtener una senoide.

⁴La modulación por ancho de pulsos (también conocida como PWM, siglas en inglés de pulse-width modulation) de una señal o fuente de energía es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica. [11]

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

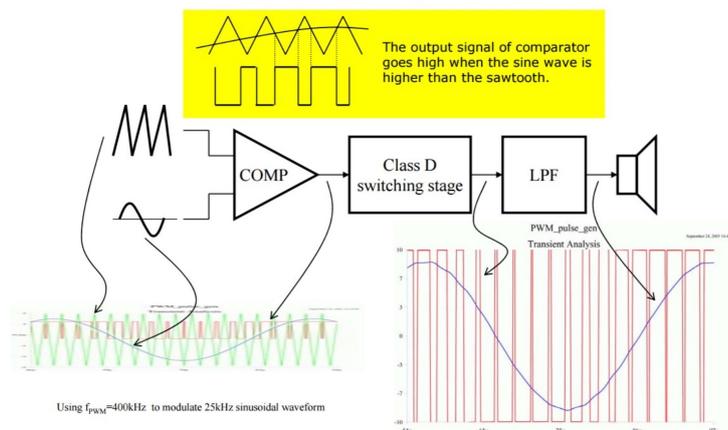


Figura 4.8: Descripción de operación PWM [13].

La señal de entrada es una senoide de frecuencia 1MHz, implicando una señal PWM con frecuencia de conmutación mucho mayor (más de 10MHz). Tener una señal a este nivel de frecuencia comandando los transistores de potencia los llevaría a trabajar fuera del rango especificado por los fabricantes. Para solucionar dicho problema se decidió no utilizar un control PWM pero sí un control ON-OFF⁵ cuya frecuencia está definida por la señal de entrada, y con un ciclo de trabajo fijo e igual a 50 %.

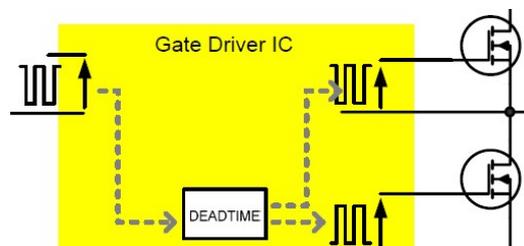


Figura 4.9: Descripción del control ON-OFF [13].

La señal que controla al Gate Driver debe cumplir las siguientes características:

- Forma de onda: Cuadrada.
- Frecuencia de trabajo: 0,9MHz - 1MHz.
- Duty Cycle: 50 %.
- Amplitud Señal de Entrada: Restringida según gate driver a seleccionar.

Dicha señal controla los transistores de salida a una frecuencia máxima de 1MHz de forma intercalada, logrando una salida a la señal como se detalla a continuación:

⁵Señal con dos estados, encendido y apagado con voltaje alto y bajo respectivamente.

4.7. Marco teórico - Amplificador clase D

- Forma de onda: Cuadrada.
- Frecuencia de trabajo: 0,9MHz - 1MHz.
- Duty Cycle: 50 %.
- Amplitud Señal de Salida: Definido por la fuente de alimentación.

Control de tiempo muerto

El tiempo muerto se define como el tiempo que transcurre entre que uno de los transistores deja de conducir y comienza a conducir el otro. La opción de poder controlarlo no se presenta en todos los drivers.

A la hora de diseñar es muy útil debido a que ofrece un margen mayor a los tiempos de subida y bajada de los transistores de salida, minimizando la distorsión de la señal generada. En la figura 4.10 se puede observar gráficamente el tiempo muerto, o *deadtime*.

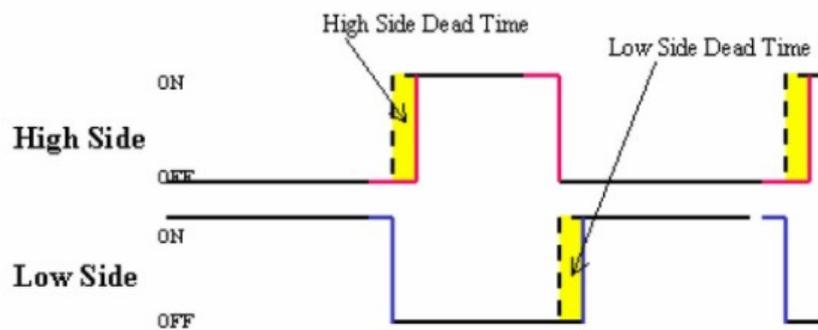


Figura 4.10: Gráfico de tiempo muerto, con señal de control de MOSFET superior e inferior [13].

Configuración de salida

Existen diferentes posibles configuraciones para la etapa de salida, las mas conocidas son del tipo Full Bridge y Half Bridge como se pueden apreciar en la figura 4.11.

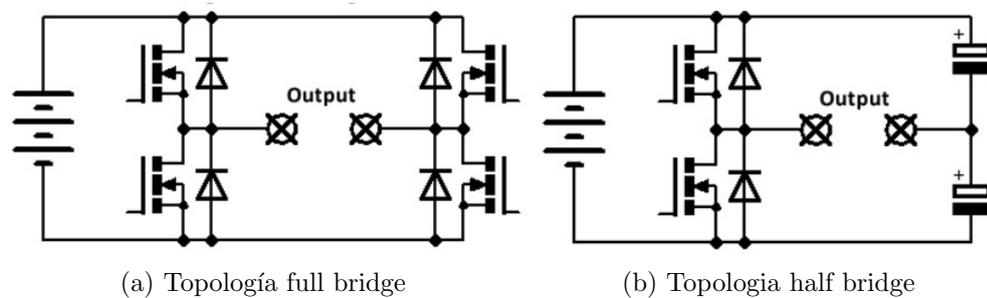


Figura 4.11: Configuración de etapas de salida.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

La configuración que se definió es del tipo Half Bridge ya que es simple, minimiza cantidad de componentes a utilizar y cumple con los requerimientos de la aplicación.

Level shifter

Para poder controlar esta etapa de salida es necesario un driver que pueda controlar los gate tanto de la parte inferior como superior del puente. El control del gate superior necesita un level shifter para poder elevar el voltaje entre gate y source (V_{GS}) para ponerlo en conducción. Esto es necesario ya que durante el encendido del mosfet superior, dicho voltaje no está determinado. En la figura 4.12 se ve un esquemático de la etapa de potencia y el level shifter en detalle.

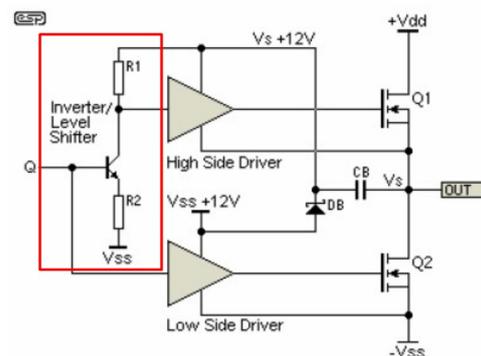


Figura 4.12: Esquemático de level shifter.

Comando de gate

Dada una señal de entrada V_{in} , el driver genera dos salidas de control opuestas, lo que hace que los mosfet sean encendidos de a uno por vez. Estas señales son ondas cuadradas no ideales, por lo que tienen tiempos de subida y bajada distintos de cero. Estos tiempos se detallan en las hojas de datos y se comparan con la frecuencia de trabajo para definir si el driver es adecuado para la aplicación. En la figura 4.13 se puede apreciar de manera gráfica la relación que existe entre los tiempos de la señal de comando de driver y las señales de salida.

4.7. Marco teórico - Amplificador clase D

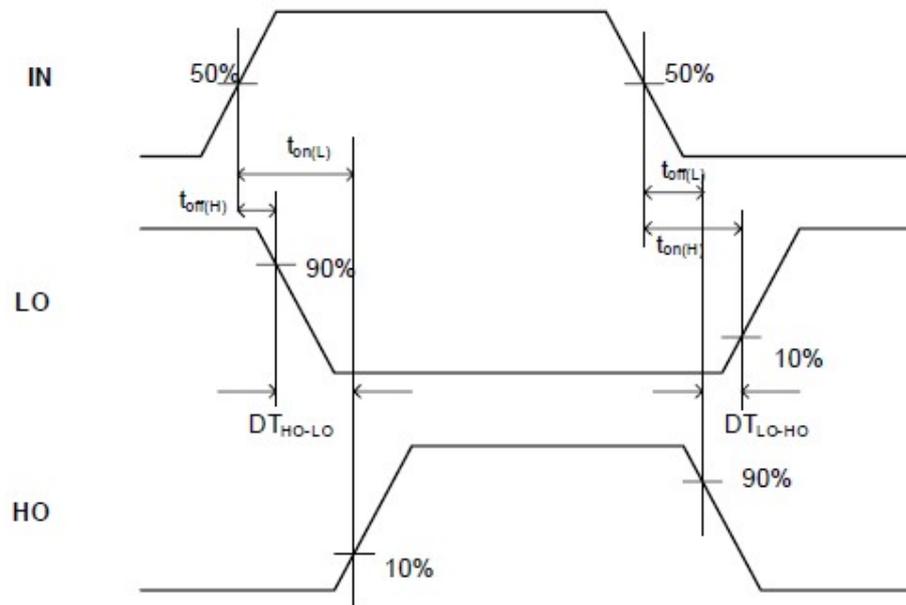


Figura 4.13: Tiempos de encendido y apagado. Señal de salida.

En las ecuaciones 4.1 y 4.2 se definen los tiempos de de encendido y de apagado respectivamente, representados en el gráfico 4.13.

$$t_{onL} = t_{offH} + DT_{ho,lo} \quad (4.1)$$

$$t_{onH} = t_{offL} + DT_{lo,ho} \quad (4.2)$$

4.7.2. Transistores de potencia

Dadas las exigentes especificaciones de trabajo, se investigaron las características a tener en cuenta a la hora de seleccionar los transistores mosfet de salida. A continuación se genera un breve detalle de las mismas.

Representación y estructura

En la figura 4.14a se puede observar una representación simbólica de un transistor de potencia y en la figura 4.14 la estructura del dispositivo. Para mayor información al respecto dirigirse a [17].

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

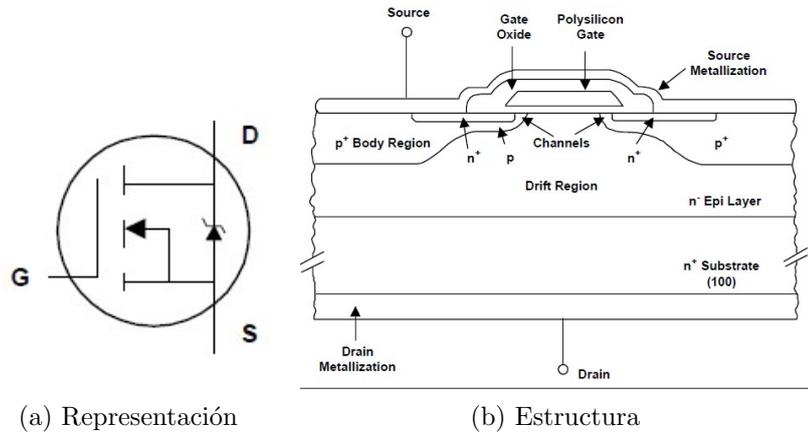


Figura 4.14: Representación y estructura de mosfet de potencia.

Drain-Source breakdown voltage - BV_{fss}

Es el máximo voltaje entre drain y source V_{DS} al cual el diodo en anti-paralelo puede ser sometido para no generar el efecto avalancha. Para voltajes más elevados se obtienen corrientes elevadas entre drain y source concluyendo en la ruptura del dispositivo y circuitos adyacentes.

Resistencia en conducción entre drain y source $R_{DS_{on}}$

El dispositivo en conducción tiene un comportamiento resistivo y dicho valor se le define como resistencia en conducción $R_{DS_{on}}$. Generalmente se intenta que el valor de resistencia sea lo menor posible y está en el orden de los m Ω . Este parámetro influye en la eficiencia de la etapa.

Carga de gate Q_g

La carga de gate es una característica del dispositivo que define, junto con otros parámetros, el tiempo de encendido t_{on} . Se utiliza la carga de gate Q_g y no la capacidad de gate C_g ya que es una característica más estable entre dispositivos.

Saber la Q_g de un dispositivo le da al diseñador la capacidad de definir cuánta corriente debe poder suministrar el driver según el t_{on} requerido. Se deduce que a Q fijo, si se aumenta la corriente de gate, se disminuye el tiempo de encendido del transistor.

Si se quiere ahondar en dicho tema es recomendable leer el artículo [17].

Resistencia interna de gate $R_{G_{int}}$

La resistencia interna de gate es la resistencia que existe entre los terminales gate y source. Este valor se utiliza para obtener la resistencia equivalente entre el terminal de comando del driver y el source del mosfet. El valor de resistencia entre el driver y source es necesario para definir los valores de corriente y voltaje

4.7. Marco teórico - Amplificador clase D

de comando teniendo en cuenta la relación ???. En la figura 4.15 se puede apreciar la resistencia de gate descrita.

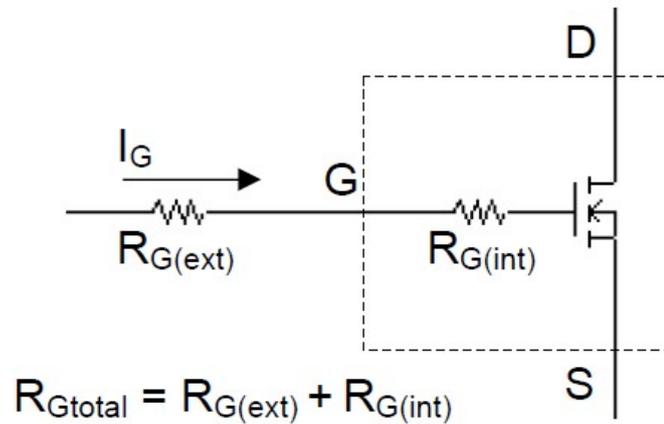


Figura 4.15: Resistencia de entrada de gate.

Potencia disipada por el mosfet

Dada una temperatura de ambiente $T_{ambiente}$, la potencia disipada máxima que soporta el dispositivo en régimen estacionario está definida por la ecuación 4.3.

$$P_D = \frac{T_j - T_{ambiente}}{\Theta_{JA}} \quad (4.3)$$

$$\Theta_{JA} = \Theta_{JC} + \Theta_{CS} + \Theta_{SA} \quad (4.4)$$

- T_{jmax} : temperatura máxima permitida de la juntura p-n que normalmente está entre 150°C a 175°C.
- $T_{ambiente}$: temperatura ambiente.
- Θ_{JA} : resistencia térmica estática entre juntura y ambiente.
- Θ_{JC} : resistencia térmica entre juntura y encapsulado.
- Θ_{CS} : resistencia térmica entre encapsulado y disipador.
- Θ_{SA} : resistencia térmica entre disipador y ambiente.

Temperatura de juntura máxima T_{jmax}

Cuando se comanda un transistor a determinada frecuencia se debe tener en cuenta las características dinámicas del dispositivo. Por esta razón es importante considerar la Impedancia Térmica dinámica a la hora de evaluar la potencia máxima permitida, logrando una temperatura de juntura máxima menor a la temperatura máxima admitida. En las fichas técnicas de los mosfet se encuentran las

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

ecuaciones para el cálculo de la T_{jmax} . En la en la figura 4.16 se puede observar la impedancia térmica máxima efectiva entre la junta y el ambiente.

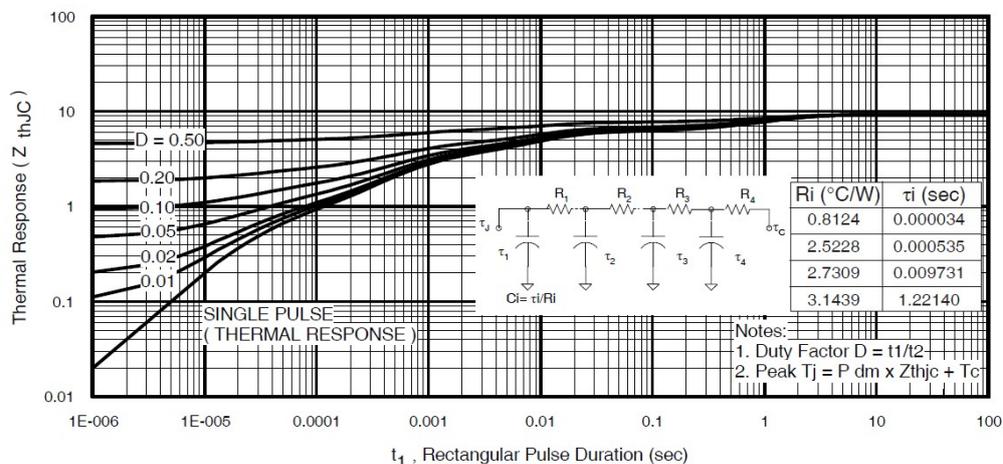


Figura 4.16: Impedancia térmica efectiva máxima entre junta-ambiente

La figura 4.16 muestra también el circuito equivalente entre junta y ambiente que da explicación al cálculo de la temperatura de junta máxima admisible regido por la ecuación 4.5. Dicha ecuación es una forma básica de representar la transferencia de calor.

$$T_{jmax} = P_{dmax} * Z_{thja} + T_c \quad (4.5)$$

Máxima variación de voltaje drain-source dV_{ds}/dt

Si la variación de voltaje es más rápida que la definida en la ficha técnica, puede suceder que la corriente a través del dispositivo no se distribuya de forma uniforme. Esto genera conducciones elevadas y bajo ciertas condiciones lo puede afectar negativamente a él y a los circuitos adyacentes generando daños irreversibles.

4.7.3. Filtro de salida

La señal de salida del amplificador clase D es un tren de pulsos con frecuencia controlada y ciclo de trabajo 50%. Se diseñó una etapa de filtrado para lograr la señal sinusoidal deseada. Se estudió la descomposición en frecuencia de la onda cuadrada utilizando la serie de Fourier. Para una onda cuadrada de amplitud A y frecuencia f se calculan los coeficientes de Fourier según la ecuación 4.6.

$$x_n = \frac{4A}{\pi n} \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right) \quad (4.6)$$

Los coeficientes pares son nulos y el módulo de los impares decae a razón de $1/n$. Para lograr una sinusoidal de la frecuencia deseada, hay que atenuar a partir del tercer armónico inclusive. El filtro pasabajos a diseñar debe soportar la frecuencia

4.7. Marco teórico - Amplificador clase D

y la potencia de trabajo. El principal objetivo es lograr convertir la señal cuadrada entregada por el amplificador en una única senoide de la frecuencia fundamental.

Se definió trabajar con un filtro típicamente utilizado para aplicaciones de audio, por su basta información, facilidad de aplicación y correcto filtrado. El mismo es un filtro LC, tal cual se describe en la figura 4.17.

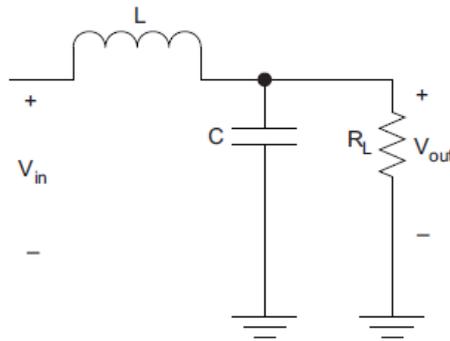


Figura 4.17: Filtro LC para operación single-ended de amplificador clase D con carga puramente resistiva [31].

El circuito RLC, tiene un polo doble en la frecuencia determinada por la ecuación 4.7. Presenta caída de 40 decibeles por década para frecuencias mayores a la del polo. A su vez, en este tipo de circuitos, la importancia de la resistencia radica en el control del sobretiro, dado por el parámetro Q calculado en la ecuación 4.8.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.7)$$

$$Q = R_L\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (4.8)$$

El sobretiro afecta la respuesta en frecuencia. Cuando la resistencia es infinita (equivalente a no tenerla), el sobretiro tiende a infinito tal y como se puede apreciar en la figura 4.18.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

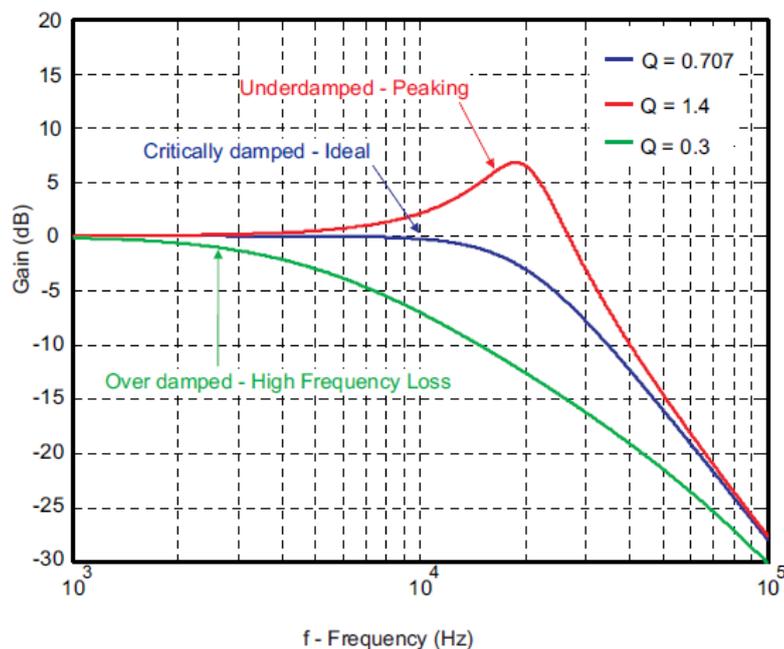


Figura 4.18: Sobretiro en función de Q en circuito RLC [31].

Como se detalló en las especificaciones del proyecto, la carga no es puramente resistiva lo que llevó a la adaptación del filtro. Se tomó la cerámica como una carga puramente capacitiva por lo que para construir el filtro se agregó una inductancia y una resistencia. Se estudió la respuesta en frecuencia del filtro, dada por la ecuación 4.9 en transformada de Laplace.

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + s \omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (4.9)$$

Se fijó el polo en 1,5MHz para lograr el mejor compromiso entre no atenuar el fundamental (1MHz) y sí hacerlo a partir del tercer armónico (3MHz). El valor de Q se fijó en $\sqrt{2}$ aprovechando la forma del filtro, amplificando en la frecuencia de trabajo. En la figura 4.19 se puede ver el diagrama de bode de la respuesta en frecuencia ideal del filtro diseñado.

4.7. Marco teórico - Amplificador clase D

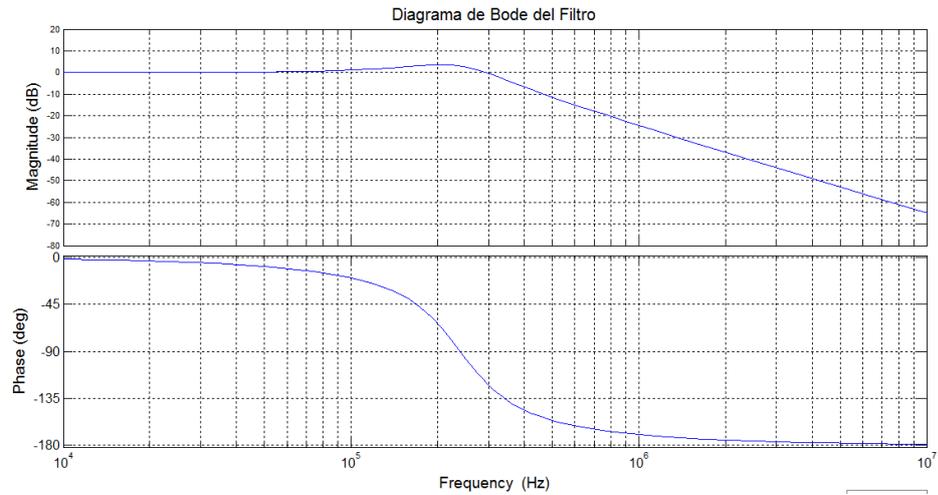


Figura 4.19: Diagrama de Bode del filtro de segundo orden. $Q=\sqrt{2}$, $\omega_0=1,5\text{MHz}$.

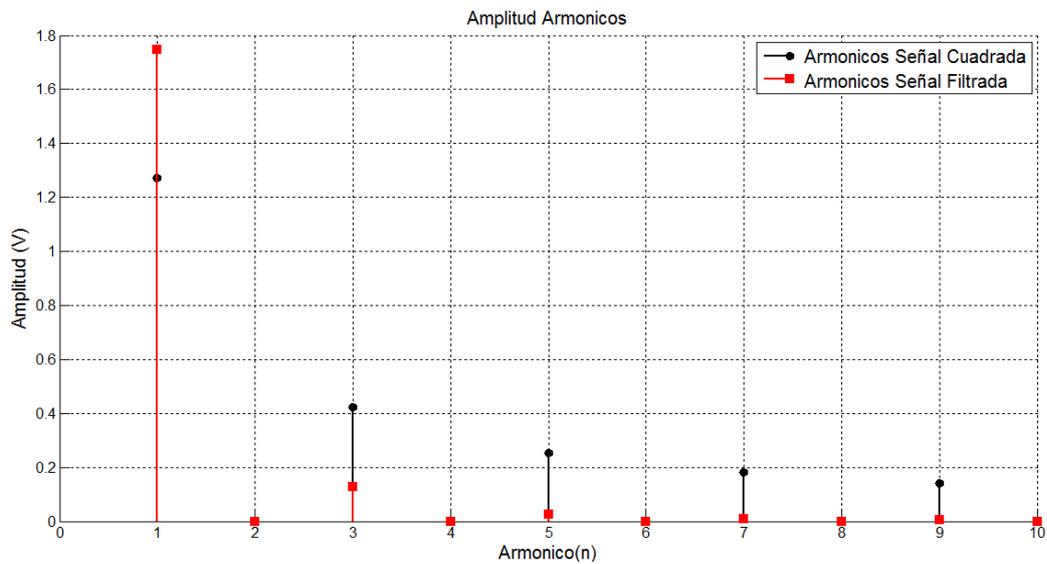
En la tabla 4.10 se presenta la ganancia para los primeros armónicos impares hasta el noveno, correspondiente a 9MHz.

Frecuencia (MHz)	Amplitud (V/V)
1	1.3725
3	0.3015
5	0.0963
7	0.0475
9	0.0284

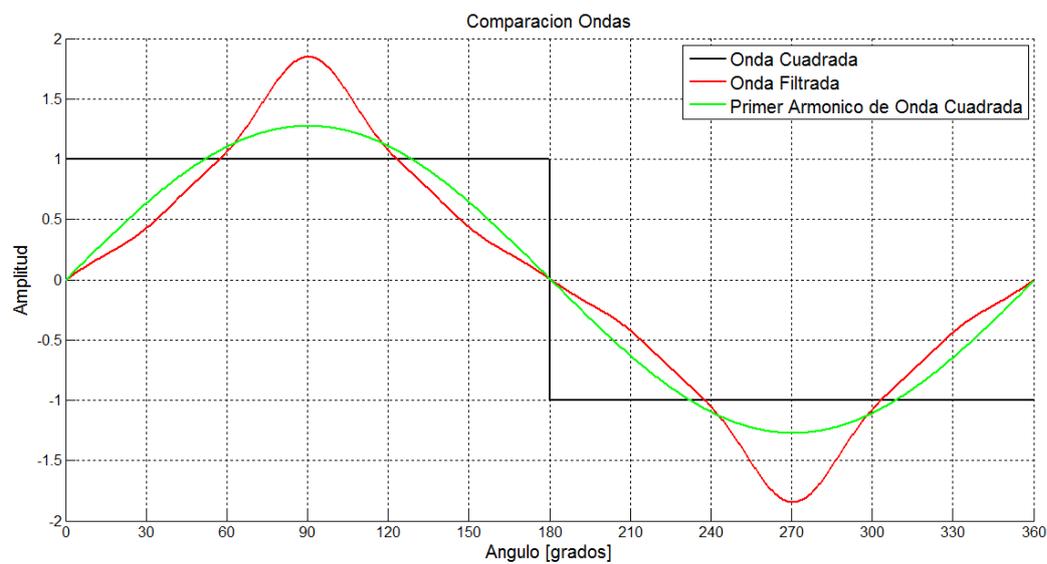
Tabla 4.1: Ganancia del filtro teórico de salida para frecuencias de interés

Finalmente, se grafica la onda cuadrada, su primer armónico y la onda filtrada. Además se grafica la comparación de armónicos entre la onda cuadrada y la filtrada.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación



(a) Onda cuadrada, onda filtrada y primer armónico de la misma



(b) Onda cuadrada, frecuencia fundamental y onda filtrada.

Figura 4.20: Descomposición en frecuencia de onda cuadrada y onda filtrada.

4.8. Diseño de amplificador

4.8.1. Amplificación de señal cuadrada

Criterios de Diseño

Para el diseño del driver y transistores de potencia se tomaron los siguientes criterios.

4.8. Diseño de amplificador

- Frecuencia de trabajo en 1MHz
El Driver y Mosfet de potencia a utilizar deben poder soportar una frecuencia de trabajo de 1MHz.
- Etapa de salida tipo half bridge
El controlador a utilizar debe ser compatible con una configuración de este tipo.
- Control de tiempo muerto
Se define como prioritario la característica de control de tiempo muerto. A la hora de seleccionar el gate driver a utilizar este debe poseer algún tipo de control sobre esta variable.
- Tiempos de encendido y apagado
Los tiempos de encendido y apagado de los mosfet tienen que ser despreciables frente al período de trabajo, pudiendo garantizar una buena forma en la onda cuadrada y que las suposiciones en el cálculo térmico sean correctas.
- Eliminación de oscilaciones en conmutación
Definiendo un circuito de ayuda a la conmutación de los transistores 4.21, denominado *snubber*, se logra la disminución de la distorsión de la señal de salida. Además de los elevados voltajes producidos al des-energizar bruscamente la carga inductiva proveniente del filtro de salida.

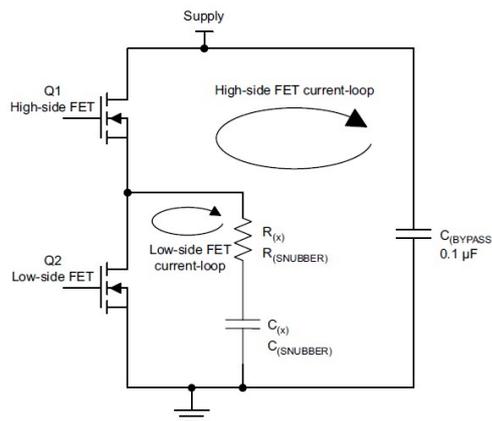


Figura 4.21: Circuito snubber [26].

Las ecuaciones teóricas utilizadas para la definición de los componentes a utilizar mediante el método explicado en el documento “Class-D Output Snubber Design Guide” [26] son las siguientes :

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

$$L = \left[\frac{1}{(C_{(2)} - C_{(1)}) * 4 * \pi^2} \right] \left[\frac{1}{f_{(2)}^2} - \frac{1}{f_{(1)}^2} \right] \quad (4.10)$$

$$R_{(x)} = 2 * \pi * f_{(x)} * L \quad (4.11)$$

$$P = C_{(x)} * V^2 * f_{(S)} \quad (4.12)$$

- V es el voltaje de alimentación.
- $f_{(S)}$ es la frecuencia de conmutación.
- $C_{(1)}$ y $C_{(2)}$ son capacitores de ensayo a partir de los cuales se mide las frecuencias de oscilación $f_{(1)}$ y $f_{(2)}$.
- $C_{(x)}$ y $R_{(x)}$ representan los valores que eliminan las oscilaciones de frecuencia $f_{(x)}$.

Para llevar a cabo las mediciones correctamente, se utilizaron las técnicas sugeridas en “Voltage Spike Measurement Technique and Specification” ([25]).

■ Capacitor bootstrap

Utilizar un capacitor bootstrap (C_{boost}) es una técnica que sirve para encender el transistor del tipo N situado en la parte superior de la configuración half bridge. Este se carga cuando conduce el transistor inferior y se descarga cuando se activa el gate superior.

$$C_{boost} = \frac{Q_g + Q_{rr} + I_{bst} * \frac{D_{max}}{f_{drv}}}{\Delta V_{bst}} \quad (4.13)$$

$$I_{bst} = I_{Lk,D} + I_{Q,LS} + I_{Q,DRV} + I_{GS} \quad (4.14)$$

- Carga total de gate: Q_g .
- Carga de recuperación en reverso: Q_{rr} .
- Corriente de fugas del diodo de bootstrap: I_{bst} .
- Ciclo de trabajo máximo: D_{max} .
- Frecuencia de conmutación: f_{drv}
- Ripple máximo de bootstrap: ΔV_{bst}

4.8. Diseño de amplificador

- Capacitor de Bypass C_{Bypass} o C_{drv}

El objetivo de este capacitor es garantizar una fuente virtual de baja impedancia para lograr la alta velocidad de conmutación y operación confiable del transistor superior. El cálculo de dicho valor es proporcionado por la ecuación 4.15.

$$C_{bypass} = \frac{I_{Q,HI} * \frac{D_{max}}{f_{drv}} + Q_G}{\Delta V_{bst}} \quad (4.15)$$

- $I_{Q,HI}$: Corriente proporcionada por el driver en pin HI.

- Disipadores térmicos

Se utilizan disipadores térmicos con el objetivo de reducir la resistencia térmica entre el encapsulado y el ambiente para maximizar la potencia disipada máxima admisible.

Para el cálculo de los disipadores es necesario tener en cuenta los parámetros térmicos presentados en la tabla 4.2.

Descripción	Valor
T_{jmax}	$150^{\circ}C$
Θ_{JC}	$9,21^{\circ}C/W$
Θ_{CS}	$\approx 0,5^{\circ}C/W$
Θ_{SAmax}	$5,26^{\circ}C/W$
$T_{ambiente}$	$40^{\circ}C$

Tabla 4.2: Parámetros para el cálculo de Disipador mosfet.

En Cálculos de Disipadores del apéndice C se encuentran las especificaciones del disipador utilizado.

Debido a que la forma de transferencia térmica entre el encapsulado y el disipador es por conducción y la transferencia entre disipador y ambiente es por convección, es razonable que Θ_{CS} sea mucho menor a Θ_{SAmax} [8].

Por lo tanto, utilizando la ecuación 4.3 con los disipadores instalados se puede disipar una potencia máxima de:

$$P_{Dmax} = \frac{T_{jmax} - T_{ambiente}}{\Theta_{JC} + \Theta_{CS} + \Theta_{SAmax}} \quad (4.16)$$

- Potencia disipada máxima admisible en Transistor $P_{Dmax} = 7,34W$ [5].

De todas formas este valor es un valor de referencia y se encuentra definido con parámetros de seguridad que establecen un peor caso dentro de la zona segura.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

Definición de Componentes

Con el objetivo de cumplir con las especificaciones del amplificador a diseñar, se decidió utilizar como gate driver el integrado *IRS20124S* y como transistores de potencia N-mos el *IRFI4024H – 117P*. Este conjunto fue seleccionado por su frecuencia y potencia de trabajo. En la tabla 4.3 se encuentran las características y variables de diseño necesarias para poder especificar los componentes que van en la periferia de estos integrados.

Descripción	Valor
Q_g	$8,9nC$
Q_{rr}	$11nC$
I_{bst}	$20uA$
D_{max}	$0,5$
f_{drv}	$1MHz$
ΔV_{bst}	$0,1V$
t_{DT}	$15ns$

Tabla 4.3: Elementos utilizados en el amplificador.

Utilizando los cálculos especificados anteriormente se definen de forma teórica los valores de componentes en la tabla 4.4.

Descripción	Valor
$C_{boot,min}$	$200nF$
$C_{drv,min}$	$200nF$
$C_{snubber}$	$136pF$
$R_{snubber}$	560Ω
R_{gateON}	10Ω
$R_{gateOFF}$	1Ω
R_{DT1}	$< 10K\Omega$
R_{DT2}	∞

Tabla 4.4: Valores teóricos de componentes de amplificador.

Tomando valores existentes en el mercado se adquirieron los componentes detallados en la tabla 4.5.

4.8. Diseño de amplificador

Componente	Valor
<i>GateDriver</i>	<i>IRS20124S</i>
<i>PowerMosfet</i>	<i>IRFI4024H – 117P</i>
C_{boot}	$200nF$
C_{drv}	$470\mu F$
$C_{snubber}$	$136pF$
$R_{snubber}$	560Ω
R_{gateON}	10Ω
$R_{gateOFF}$	1Ω
R_{DT1}	820Ω
R_{DT2}	$100k\Omega$

Tabla 4.5: Componentes adquiridos para el amplificador.

4.8.2. Filtro de Salida

Criterios de Diseño

Para el diseño del filtro se tomaron los siguientes criterios:

- Polo cercano a 1,5MHz, tal que la máxima frecuencia del rango de trabajo sea menor a dicho valor y atenuando su tercer armónico.
- Sobretiro con Q de valor 1,4 de forma tal que aprovechando la forma del filtro se amplifiquen las frecuencias comprendidas en el rango de trabajo.
- La inductancia y la resistencia del circuito RLC son valores a determinar. El capacitor en cambio, es la cerámica. Se tomó como hipótesis modelar a las cerámicas solo teniendo en cuenta el valor de la capacitancia en paralelo. Es decir, la rama serie de la impedancia equivalente, no se tuvo en cuenta para los cálculos.

Se definieron los valores de la tabla 4.6 teniendo en cuenta los componentes existentes en el mercado. Para el valor del C de la cerámicas, se tomó el promedio de los 4 canales previamente obtenidos.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

Elemento	Valor
L	2.35 μ H
R	50 Ω
C	2.45nF
frecuencia polo	2.10 MHz
Q	1.61

Tabla 4.6: Parámetros teóricos del filtro construido.

Elección de componentes

Para la selección de la resistencia se debió tener en cuenta la potencia que disipa. Se tomó como peor caso que el voltaje de pico en la resistencia es de 50V. De esta manera, la potencia mínima que debe poder soportar está definida por la ecuación 4.17.

$$P_R \geq \frac{50^2}{2R} = 25W \quad (4.17)$$

Se seleccionó la resistencia que se muestra en la tabla 4.7.

Componente	Valor
Modelo	PF2472-50RF1
Fabricante	Riedon
Resistencia	50 Ω
Potencia Admisible	100W
Tolerancia	1 %

Tabla 4.7: Resistencia del filtro comprada.

Disipador para Resistencia de Filtro:

Descripción	Valor
$T_{resistor_{max}}$	155°C
$T_{ambiente}$	40°C
$\Theta_{resistor}$	0,9°C/W
$\Theta_{CA_{max}}$	3,54°C/W

Tabla 4.8: Parámetros para el cálculo del disipador de la resistencia del filtro.

En Cálculos de Disipadores del apéndice se encuentran las especificaciones del disipador utilizado.

4.9. Trabajo Experimental

Utilizando la ecuación 4.3, con los disipadores instalados se puede disipar una potencia máxima de: $P_{RD_{max}} = 26W$.

Una vez seleccionado el valor numérico de la inductancia a utilizar se procedió a elegir el modelo teniendo en cuenta las siguientes consideraciones.

En primer lugar, debe poder soportar el rango de frecuencias de trabajo, es decir frecuencias en el orden de 1MHz.

En segundo lugar, la inductancia deber poder soportar toda la corriente que se emplea para la alimentación de las cerámicas.

La tabla 4.9 muestra las características del componente seleccionado.

Componente	Valor
Modelo	RL622-4R7K-RC
Fabricante	Bourns
Inductancia medida a 7.98MHz	4.7 μ H
Corriente Admisible	4.3A
Tolerancia	10 %
SRF	51MHz

Tabla 4.9: Inductancia del filtro comprada.

Para este caso, se pusieron dos inductancias en paralelo. De esta manera, el valor de inductancia baja a la mitad. Otra consecuencia muy positiva de esto es que la resistencia parásita serie de la inductancia también lo hace. Para este tipo de filtros es de vital importancia que la resistencia serie de la inductancia sea baja, ya que esta resistencia atenúa la ganancia en la banda pasante del filtro, algo que no es deseado.

4.9. Trabajo Experimental

4.9.1. Circuito de Prueba

Luego de definir los valores de los componentes, se determinó el circuito representado en la figura 4.22. Este circuito consta de tres bloques principales:

- Gate Driver.
- Transistores de Potencia.
- Filtro de salida + carga.

En este diseño el filtro de salida y la carga son parte de un mismo bloque.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

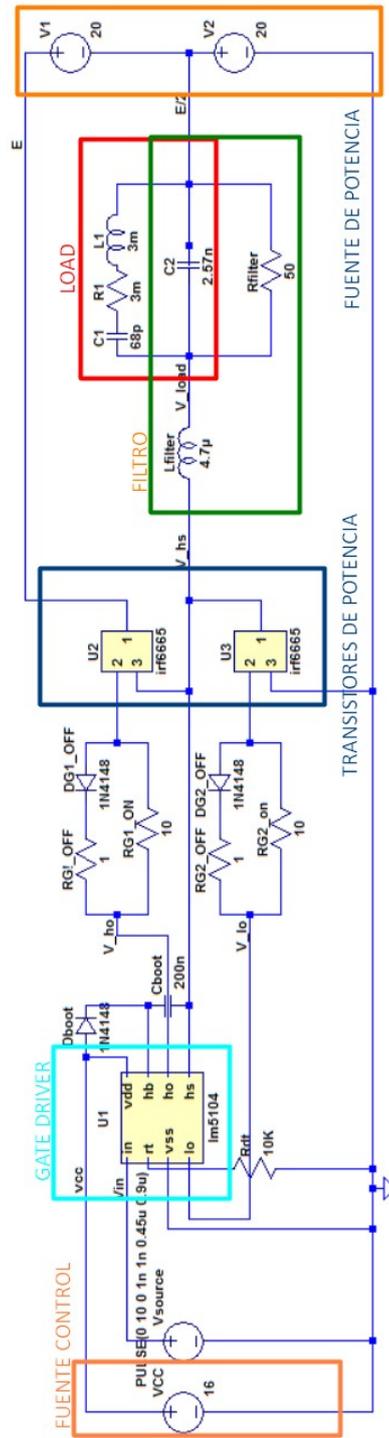


Figura 4.22: Esquemático del circuito amplificador y filtro.

4.9.2. Simulaciones

Se simuló el circuito diseñado para verificar su comportamiento. No se consiguieron los modelos en LTSpice de los integrados utilizados por lo que las simulaciones se llevaron a cabo con componentes de similares características.

Gate Driver y Transistores de Potencia

En el análisis de señales simuladas se observó la señal de entrada V_{in} y el tren de pulsos amplificado V_{hs} representados en la figura 4.23.



Figura 4.23: Señales simuladas a frecuencia 1MHz.

Observando la medición se comprueba que la simulación refleja lo esperado. Se logró la amplificación de la señal V_{in} con una amplitud definida por la fuente de potencia conectada. Se observa además que la frecuencia se mantiene. Con respecto a la forma, se la puede ver alterada, esto era de esperarse.

4.9.3. Filtro de Salida y Carga

En esta etapa se simuló el comportamiento del filtro de salida y carga piezoeléctrica teniendo como entrada un tren de pulsos de amplitud en el entorno de $40V_{pp}$. Para este caso se simuló con el promedio de los valores relevados de la carga. El valor del piezoeléctrico simulado es el promedio de cada componente.

Capítulo 4. Etapa de Amplificación

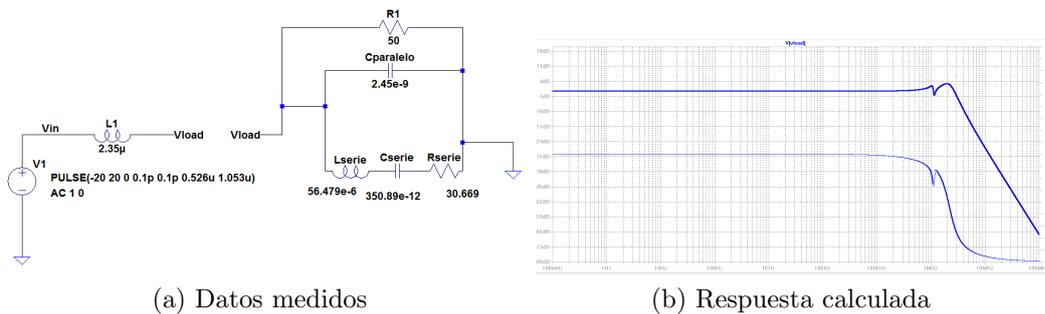


Figura 4.24: Respuesta en frecuencia del filtro simulado en LTSpice.

A partir del diagrama de Bode 4.24b se obtienen los valores de ganancia en los armónicos mencionados anteriormente.

Frecuencia (MHz)	Amplitud (V/V)
1	1,2243
3	0,7208
5	0,2059
7	0,0973
9	0,0563

Tabla 4.10: Ganancia del filtro simulado de salida para frecuencias de interés.

Se admite como válido el resultado obtenido. La diferencia entre los valores teóricos y los valores simulados se deben a la rama RLC que posee el piezo, que no fue contemplada para simplificar el dimensionamiento del filtro. Se simuló el circuito en la frecuencia media del rango de trabajo. Excitándolo con una señal cuadrada de 950kHz y amplitud 40V_{pp} se verifica que los elementos adquiridos admiten las condiciones de trabajo. Para el caso de la resistencia, la potencia máxima alcanzada asciende a 18W, siendo la máxima admitida 100W. El inductor admite hasta 8,6A y es atravesado por una corriente de hasta 1,148A.

En la figura 4.26 se observan dichos resultados.



Figura 4.25: Corriente por el inductor y potencia disipada en la resistencia.

4.9. Trabajo Experimental

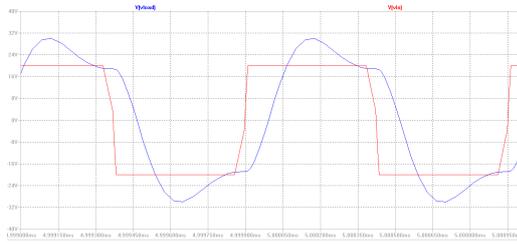


Figura 4.26: Señal de entrada y señal de salida.

Es claro que a esa frecuencia, ninguna de las cerámicas tiene el modelo que se utilizó en las simulaciones. Esta simulación es simplemente un estimado, un ensayo aislado.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 5

Medición de potencia

5.1. Introducción

La medida de la potencia consumida por la carga es la realimentación que cierra el lazo para el control de frecuencia. El objetivo es dar a la etapa siguiente, un voltaje proporcional a la potencia que está consumiendo la carga.

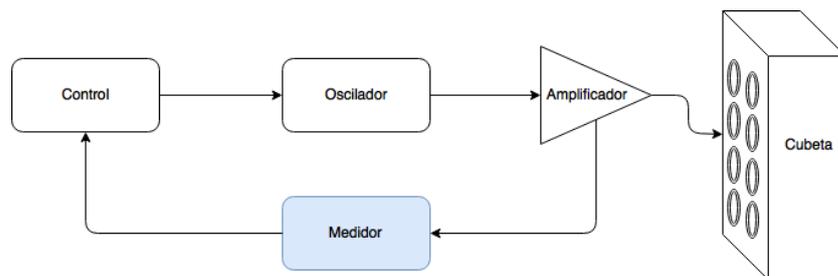


Figura 5.1: Diagrama de bloques del sistema - Medidor de corriente

5.2. Opciones analizadas para medición de potencia

Se manejaron principalmente dos opciones. Una de ellas consiste en medir la corriente consumida por el amplificador a la salida de la fuente de continua. La segunda opción fue medir directamente la potencia consumida por la carga.

La primera opción, se basa en que la fuente que alimenta la etapa de amplificación es de corriente continua y el voltaje es constante, por lo que los máximos de corriente medidos coinciden con los máximos de potencia entregada. Para este caso, hay que tener en cuenta que la potencia medida también incluye la disipada en la resistencia de salida. Como el voltaje en la resistencia es de amplitud constante, esta potencia consumida también lo es. Por lo tanto, los máximos medidos mediante este método coinciden con los máximos de consumo de potencia de la carga.

La segunda opción, supone medir en la carga tanto corriente como voltaje y el desfase entre ellos. Un cálculo de potencia consumida tradicional.

5.2.1. Comparación de métodos de medida

A continuación se detallan las principales razones que se tuvieron en cuenta para la selección del método.

- **Circuito Integrado** El realizar una medición de potencia, supone medir tanto corriente como voltaje y luego calcular su desfase. El grupo no encontró un equipo que por un precio menor a USD10 lo realice. Por lo tanto, se debía fabricar una placa acorde a los requerimientos. Esto supone un tiempo y un costo que se decidió evitar.
Por el contrario, para medir corriente con los requerimientos tanto de amperaje como de frecuencia, se encontró una variedad considerable de integrados y un precio inferior a USD10. La simplicidad a la hora de evaluar el circuito integrado es sin dudas un punto a favor de la medición de corriente.
- **Invasivo** Se priorizó no modificar el trabajo previo referido al filtro sobre la carga. Esto supone no agregar componentes en la etapa de salida.
El efecto de agregar un medidor de corriente por efecto Hall en serie con la fuente de alimentación del mosfet superior del amplificador puede considerarse despreciable. Por el contrario, un medidor de potencia en general supone cambios en el circuito a medir.
- **Precisión** En este punto, ninguna opción suponía una ventaja considerable sobre la otra.
- **Experiencia Previa** Fue recomendación de los tutores el hecho de no ser invasivo sobre la carga impulsando la idea de utilizar un medidor de corriente por efecto Hall.

5.3. Medición de potencia a partir de la medición de corriente continua

Para poder detectar los picos de potencia, se definió como punto de medición el terminal positivo de la fuente de potencia en *DC* (*direct current*) y valor constante E .

El objetivo de dicha medición es detectar los puntos en que la carga piezo-eléctrica entra en resonancia y por lo tanto consume la máxima potencia. Es a la frecuencia de mayor consumo a la que se debe mantener excitada la cubeta, de forma tal de excitar los nodos.

Si se realiza un balance de potencias teniendo en cuenta la potencia entregada por la fuente, la disipada por los componentes y la consumida por la carga, se tiene la siguiente relación.

$$P_{in} = P_{out} \quad (5.1)$$

$$P_{out} = P_{mos} + P_{ind} + P_{R_{filtro}} + P_{carga} \quad (5.2)$$

Siendo:

5.4. Elección de Medidor de Corriente

- P_{in} : Potencia media suministrada por la fuente de potencia.
- P_{mos} : Potencia disipada en conducción por el MosFet de potencia.
- P_{ind} : Potencia media de la inductancia de filtro de salida.
- $P_{R_{filtro}}$: Potencia disipada en la resistencia de filtro.
- P_{carga} : potencia consumida por la carga.

Si se trabaja con la potencia media y estando en régimen la potencia media por el inductor es nula, $\langle P_{ind} \rangle = 0$. Además considerando que el voltaje E es constante, se tiene la siguiente ecuación.

$$E * I_{ef} = I_{ef}^2 * R_{DSon} + \frac{V_{out_{ef}}^2}{R_{filtro}} + \langle P_{carga} \rangle \quad (5.3)$$

- E : Voltaje de fuente de Potencia en continua.
- I_{ef} : Corriente eficaz en conducción del MosFet superior.
- R_{DSon} : Resistencia en conducción de MosFet.
- $V_{out_{ef}}$: Voltaje de salida que alimenta la carga.
- R_{filtro} : Resistencia del filtro.

Dado que se trabaja en la banda en donde la ganancia del filtro es constante, la amplitud del voltaje de salida V_{out} es constante. Además R_{DSon} es despreciable frente a la resistencia vista de la carga en resonancia, siendo esta varios órdenes mayor. Utilizando la ecuación 5.3 se obtiene deduce la siguiente relación.

$$\langle P_{carga} \rangle \approx \langle I \rangle * E - \frac{\langle V_{out} \rangle^2}{R_{filtro}} \quad (5.4)$$

Utilizando la relación 5.4 se puede observar que si la corriente $\langle I \rangle$ presenta un pico la potencia en la carga P_{carga} también presentará un pico.

Si la corriente en el terminal positivo de la fuente de potencia es sinusoidal la relación entre la eficaz I_{ef} y la corriente de pico I_{pico} esta dada por la siguiente ecuación:

$$I_{ef} = \frac{I_{pico}}{\sqrt{2}} \quad (5.5)$$

5.4. Elección de Medidor de Corriente

En esta tarea se contó con el apoyo de Leonardo Barboni, quien fue guía en tomar la decisión de utilizar un sensor de medición por efecto Hall. Al no contar con opciones en plaza, se procedió a la compra del circuito integrado a través de la web.

Capítulo 5. Medición de potencia

La etapa de medición de potencia se compone principalmente de un medidor de corriente. El medidor tiene de forma accesoria una placa con electrónica analógica para filtrar, amplificar y dar como salida un voltaje bien referenciado para la etapa siguiente.

El medidor seleccionado trabaja por efecto Hall. La corriente que circula por el primario del sensor genera un campo magnético proporcional a la misma. Dicha corriente atraviesa un núcleo que concentra el flujo magnético, lo cuál se traduce en una diferencia de potencial como se indica en la figura 5.2. Esta forma de medición provee aislación galvánica entre la etapa de medición y la etapa de salida [24].

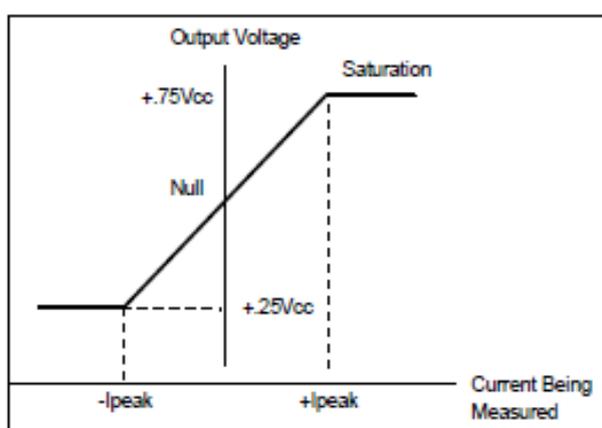


Figura 5.2: Voltaje de salida ideal de medidor de corriente lineal por efecto Hall [24].

Las especificaciones que el medidor debe cumplir son:

- Máxima corriente admisible mayor a $5A$.
- Mínimo rango lineal de $\pm 3A$.
- Ancho de banda mínimo de $1MHz$.
- Precio no mayor a USD10.
- Resistencia en serie menor a $2m\Omega$.

El medidor de corriente utilizado es un AKM CQ-330G. Es un medidor lineal por efecto Hall que genera un voltaje proporcional a la corriente que lo atraviesa a razón de $450mV/A$. Para corriente nula, el medidor da un voltaje fijo de $2,5V$ siendo alimentado en $5V$. Las entradas analógicas del Arduino Due (controlador a utilizar como se especifica más adelante) soportan hasta $3,3V$, por lo que se consideró conveniente amplificar la señal de salida del medidor desacoplada para utilizar de mejor manera todo el rango de dicha entrada. El criterio de selección se basó en cumplir los requerimientos mínimos antes mencionados, además de poseer la mayor precisión posible.

5.5. Análisis y diseño del circuito de medición

Mínima corriente admisible

Como criterio, se tomó que el medidor no sea el limitante a la hora de entregar corriente a la carga. Como se utiliza un fuente que puede entregar como máximo una corriente cercana a $5A$, la corriente máxima admisible debe ser superior a ese valor. En el caso del medidor seleccionado, $20A$.

Máximo rango lineal

La corriente pasante nunca debe ser tal que sature el núcleo del medidor. El rango lineal debe ser tal que la máxima corriente hacia la carga en situaciones nominales quede contemplada en las condiciones de linealidad. La corriente hacia la carga nunca supera los $\pm 3A$. El rango del medidor elegido es $\pm 5A$, quedando cubierto el rango de trabajo.

Mínimo ancho de banda

El ancho de banda de medición debe ser como mínimo la frecuencia máxima de trabajo. Tomando como cota superior $1MHz$, el medidor debe poder medir corriente a esa frecuencia. El AKM CQ 330-G tiene un ancho de banda de $1MHz$ cumpliendo así con este requerimiento.

Precio máximo

Se fijó como cota superior USD10 debido a que al tener 4 canales, se requerirá un medidor por canal y la cota fijada supone un buen compromiso entre calidad y precio. El sensor seleccionado se comercializa a través del portal Digikey a un precio de USD8,3 por unidad.

Máxima resistencia serie en el primario

El primario del sensor se puede modelar una resistencia parásita en serie. Se puede despreciar esa resistencia si su valor es por lo menos 10 veces menor a la resistencia serie del mosfet de potencia encendido. La resistencia mosfet es del orden de $48m\Omega$. Ya que la resistencia del medidor es $1,6m\Omega$ se cumple la especificación.

5.5. Análisis y diseño del circuito de medición

La salida del medidor de corriente toma un valor de $2,5V$ para corriente nula, con una pendiente de $450mV/A$ como se ve en la figura 5.3 tomada de la hoja de datos del circuito integrado. En la misma, V_{DD} tiene el valor de $5V$ y I_{NS} de $4.5A$.

Capítulo 5. Medición de potencia

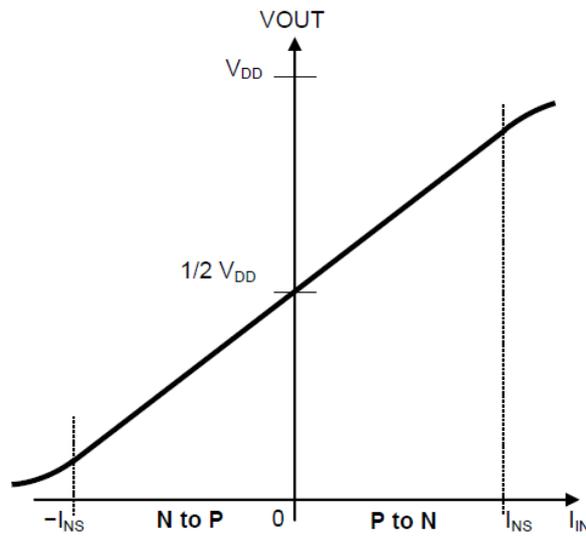


Figura 5.3: Voltaje en Función de corriente en el pin de Salida V_o del AKM CQ-330G.

Se decidió procesar la señal de salida del circuito integrado en bloques definidos para tareas particulares. Debido a que las entradas del Arduino Due son de voltaje continuo con un rango entre 0 y 3,3V, la señal de salida del medidor es filtrada, amplificada y pasada por un detector de picos. Luego se vuelve a filtrar para dejarla libre de ruido.

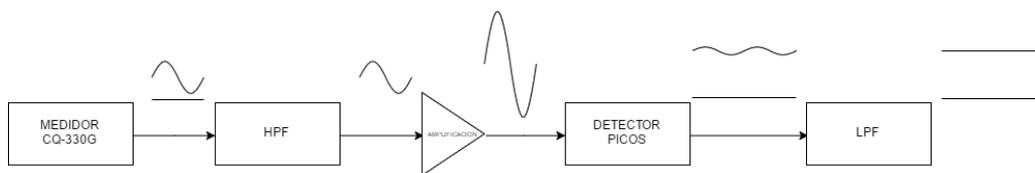


Figura 5.4: Diagrama de bloques del medidor de corriente.

En el diagrama de bloques de la figura 5.4 se detallan las etapas de procesamiento analógico de señal de salida del medidor. A esos bloques se le añadió el regulador lineal de voltaje para la alimentación en la propia placa. La placa además cuenta con 2 bornes de entrada para la corriente pasante y otros 3 de alimentación en $\pm 12V$ y tierra. La salida de la placa se da a través de otro borne, junto con otros dos de voltaje máximo 3,3V para la protección de la entrada analógica de la placa Arduino.

5.5. Análisis y diseño del circuito de medición

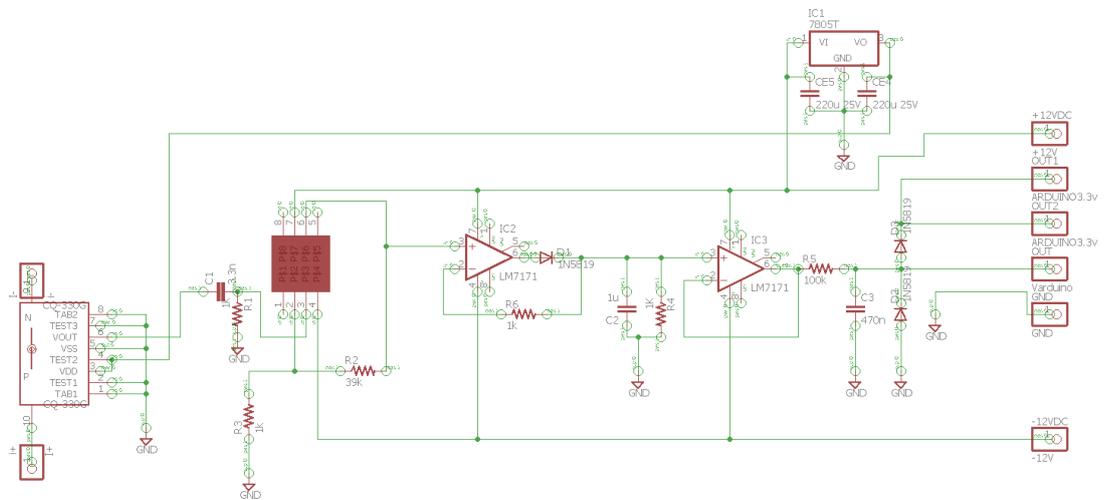


Figura 5.5: Esquemático de la etapa de medición.

■ Alimentación del Medidor

El circuito integrado se alimenta en 5V. El voltaje de salida está centrado en la mitad del voltaje de alimentación por lo que alimentar a voltaje constante supone una mejora en el ruido total de la señal. La placa se alimenta en $\pm 12V$ y se utiliza un regulador lineal de voltaje 7805 para alimentar el medidor de corriente en 5V. Los capacitores CE5 y CE4 de $220\mu F$ componen la etapa de estabilización de salida del regulador.

■ Filtro pasa altos (HPF)

El voltaje de salida del medidor se da en el pin 6. Las resistencia R1 de $1k\Omega$ y el capacitor C1 de $3,3nF$ forman un filtro pasa altos de primer orden con polo en 48,2 kHz. Al filtrar el voltaje continuo, la medida de corriente constante que pueda existir no es tomada en cuenta por el circuito completo. Por lo tanto, el voltaje final de salida responderá al valor de los picos de corriente y no a la medida completa.

■ Amplificación

La amplificación se realiza utilizando un amplificador operacional de alta frecuencia THS4001 (U1 en la figura) en configuración no inversor. Las resistencias R3 y R2 determinan la ganancia, dada por la ecuación 5.6.

$$G = 1 + \frac{R2}{R3} = 40 \frac{V}{V} \quad (5.6)$$

El amplificador THS4001 tiene una ganancia por ancho de banda de 270MHz. Como la ganancia del amplificador operacional U1 realimentado es 40, y la frecuencia de interés es 1MHz, el operacional trabaja correctamente.

■ Detector de Picos

El detector de picos se conforma con U2, D1, R6, C2 y R4 (figura). Este

Capítulo 5. Medición de potencia

circuito es el encargado de convertir la señal alterna amplificada en un voltaje continuo. El amplificador operacional U2 modelo LM741 opera realimentado negativamente a través de R6 de valor $1k\Omega$. Los componentes C2 y R4 conforman el buffer que mantiene el valor máximo de los picos. La ventaja de este circuito frente a circuitos más sencillos es que la señal de salida no tiene la caída de V_γ ¹ si se utiliza un rectificador común. El diodo D1 es un diodo Schottky 1N5819, con rápida frecuencia de conmutación. Se seleccionó este tipo de diodo ya que es el que se recomienda en la bibliografía consultada [34]. El circuito se obtuvo de un handbook propuesto por el fabricante Microchip [20]. Se conecta a continuación del amplificador U1 y su salida está directamente conectada al pin V_+ del operacional U3. De esta manera, el circuito no se ve cargado por etapas previas ni posteriores. El voltaje continuo tiene un ripple debido a la carga y descarga del capacitor C2. La carga se da hasta el voltaje de pico de la entrada V_+ de U2 y la descarga se produce a través de R4. Para calcular el voltaje continuo de salida en función del voltaje de entrada, se calcula la caída de voltaje respecto a la descarga. Asumiendo que el tiempo de carga es despreciable, se obtiene la ecuación 5.7.

$$V_{descarga}(t) = V_{pico} e^{-\frac{t}{R_4 C_2}} \quad (5.7)$$

Despreciando el tiempo de carga, y tomando como mínima frecuencia 905kHz, se obtiene que la máxima relación de caída de voltaje es:

$$\frac{V_{descarga}}{V_{pico}} = 0,999 \frac{V}{V} \quad (5.8)$$

Se desprecian de forma teórica las pérdidas por conmutación. Sin embargo, en la práctica, se constató que las mismas tienen un valor de $0,82 \frac{V}{V}$.

■ Filtro pasa bajos (LPF)

El componente U3 es un amplificador operacional LM741 en configuración seguidor para desacoplar etapas. La salida de U3 está conectada con un filtro pasa bajos de primer orden formado por R5 y C3. El polo del filtro está en 3,39Hz, diseñado de esta forma para filtrar el ruido en altas frecuencias.

■ Protección entrada analógica

Para proteger la entrada analógica de la placa Arduino, cuyo voltaje máximo es 3,3V, se colocan los diodos D2 y D3. Su función es evitar que el voltaje de salida supere 3,3V, y que no baje de 0V. En este caso los diodos utilizados son 1N5819, el mismo modelo que D1 para estandarizar y minimizar la cantidad de componentes distintos. Se utilizó este formato, para que la entrada analógica del Arduino no se vea dañada si en situaciones distintas al uso normal el voltaje sale del rango previsto.

¹Caída de voltaje de los diodos en conducción.

5.6. Voltaje de Salida en función de la corriente pasante

5.6. Voltaje de Salida en función de la corriente pasante

La ganancia total del circuito dada por las ganancias intermedias de medición, amplificación y rectificado se representa numéricamente en la ecuación 5.10.

$$V(I) = (\textit{Salida Medidor}) (\textit{Etapa Amplificación}) (\textit{Rectificado}) \quad (5.9)$$

$$V(I) = \left(450 \frac{mV}{A}\right) \left(40 \frac{V}{V}\right) \left(0,82 \frac{V}{V}\right) = 7,38I \quad (5.10)$$

Se debe tener en cuenta que al filtrar la componente continua de la salida del CQ 330G, lo que se amplifica y rectifica es el voltaje debido a la componente sinusoidal de la corriente.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 6

Software de Control

6.1. Introducción

El presente capítulo trata sobre el diseño e implementación de la estrategia de control utilizada para fijar la frecuencia de trabajo. Se adopta la técnica denominada “Hill climbing”¹ mediante distintas funciones implementadas en un Arduino Due encargadas de relevar las medidas del medidor de corriente, detectar los picos y establecer la salida en un valor de máximo consumo.

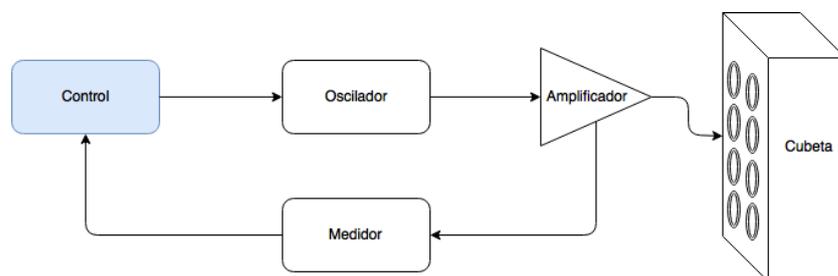


Figura 6.1: Diagrama de bloques del sistema - Control de frecuencia

El último elemento que cierra el lazo del sistema es la ejecución de un algoritmo capaz de encontrar en un rango de frecuencia, el máximo consumo y luego mantenerse en ese pico. El aumento de temperatura debido a la potencia entregada altera las condiciones físicas del material cambiando la frecuencia de resonancia de la cavidad. Esto hace que el sistema deba estar permanentemente buscando la frecuencia de máximo consumo manteniéndose en ella.

6.2. Elección del controlador

Se tuvieron en cuenta tres posibles placas para utilizar como controlador: *RaspberryPi*, *ArduinoDue* y *MSP430LaunchPad*. Para elegir el tipo de controla-

¹Técnica iterativa de optimización matemática para la búsqueda de un máximo local.

Capítulo 6. Software de Control

dur a utilizar, se realizó una tabla comparativa 6.1 de las principales características relevantes para la aplicación.

Prestación	Raspberry Pi 3 [12]	Arduino Due [1]	MSP430 Launch-Pad G2553 [10]
Lenguaje de programación	Python	C	C
Experiencia previa	No	Sí	Sí
I/O digitales	40	54	24
Entradas analógicas	0	12	8
Salidas analógicas	0	2	0
Velocidad	CPU: 1,2GHz	Clock: 84MHz	CPU: 16MHz
Precio (USD)	89	62	20

Tabla 6.1: Tabla comparativa de posibles controladores.

La placa seleccionada fue la Arduino Due. Resultaron decisivos tres factores respecto a las demás placas que llevaron a la elección de la misma: las entradas analógicas, salidas analógicas y la experiencia previa.

Para poder medir el voltaje de la etapa previa, era necesario poder discriminar entre valores analógicos de tensión en 4 canales distintos. Tener ADC² integrados en la placa es una gran ventaja frente a conectarlos externamente como en el caso de la Raspberry. Tanto el Arduino Due como el MSP430 Launchpad cumplen con este requerimiento.

En cuanto a salidas digitales, no es tan común encontrar controladores que tengan DAC³ incorporados. También era necesario contar con 4. Para evitar el uso de periféricos, se decidió utilizar 2 Arduino Due, donde cada una es capaz de manejar 2 canales. Esto además hace que la velocidad de procesamiento del sistema completo sea mayor que si se utiliza una sola placa.

Por último se consideró importante la experiencia previa en Arduino. El entorno de desarrollo y la interfaz capaz de establecer fácilmente una comunicación serial con el controlador se consideró un punto muy positivo.

6.3. Implementación

6.3.1. Definición de parámetros

Existen tres valores configurables utilizados para adaptar el funcionamiento del programa frente a distintos sistemas: *umbral*, *salto* y *cantidad_promedio*. Dado

²Convertor analógico digital con una con una resolución de 12 bits en el caso del Arduino Due.

³Convertor digital analógico con una resolución de 12 bits en el caso del Arduino Due.

6.3. Implementación

que las condiciones en las que se desarrolló no son necesariamente las mismas que en las que se va a aplicar, ya sea por la consistencia del material a resonar, distinto tamaño de cubeta, tipo de cerámicas o potencia manejada, estos parámetros permiten realizar un mejor ajuste al momento de la aplicación del algoritmo. Las distintas configuraciones modifican la relación entre la velocidad y el rendimiento del mismo.

umbral

Es un entero de alcance global que tiene efecto sobre la función *Detector_maximos* 6.3.2, y se asocia al rango de frecuencias establecido para la detección de un máximo local.

Dada una frecuencia x con un valor de lectura de corriente $f(x)$, x será máximo local si se cumple que: $\forall y \in (x - \text{umbral}, x + \text{umbral}), y \neq x \Rightarrow f(y) < f(x)$.

Mientras más grande es el parámetro umbral, más tarda la función de detección de máximos en relevar todas las frecuencias del intervalo. Con un valor chico se corre el riesgo de detectar falsos máximos. Es decir, que ninguna frecuencia correspondiente a un modo normal se encuentre en el rango.

El valor por defecto es 200, lo cual equivale aproximadamente a 3,2kHz.

salto

Es un parámetro entero de alcance global que se utiliza una vez que se relevó el espectro completo y se está durante la fase del *Hill_climbing* detallada en 6.3.2. Dada una frecuencia x con un valor de lectura de corriente $f(x)$, se evalúan los puntos $y \in (x - \text{salto}, x + \text{salto})$ y se fija como nueva frecuencia de salida el punto donde la lectura de corriente fue mayor. En caso de aumentar este parámetro, si se pierde el máximo se puede volver a encontrar rápidamente. Por otro lado, si ya se está sobre el mismo, la búsqueda puede llevar a alejarse demasiado, perdiendo así la resonancia en la cavidad. El valor por defecto es 10, lo cual equivale aproximadamente a 160Hz.

cantidad_promedio

Es un parámetro entero de alcance global utilizado por la función *Leer_voltaje* detallada en 6.3.2. Pese a realizar un filtrado de la señal previa al Arduino Due, las muestras capturadas por el mismo se filtran de forma digital. Esta función indica la cantidad de valores que se muestrean y luego se promedian al realizar una lectura a frecuencia fija. Un incremento en este número presentará una lectura más robusta, pero una convergencia más lenta. Si se considera que en un relevamiento donde se toman 200 muestras por frecuencia, se realizan $4096 * 200 = 819200$ lecturas.

Disminuir este valor incrementa la velocidad del relevamiento pero un valor muy chico puede dar lugar a errores en la lectura. Por defecto se utiliza un valor de 150.

6.3.2. Descripción de funciones

A continuación se detallan las funciones utilizadas para llevar a cabo el control del sistema. Algunas de ellas se ejecutan una sola vez para inicializar variables y parámetros, y otras de forma repetitiva. Las funciones desarrolladas son *setup*, *Leer_voltaje*, *Relevamiento*, *Detector_maximos*, *Hill_climbing* y *loop*. Dichas funciones corren sobre una placa Arduino Due.

void setup()

Es una función es del tipo void (No devuelve ningún resultado.). Se encarga de la inicialización del sistema como se detalla a continuación:

- Define los pines establecidos como entradas/salidas.
- Selecciona una resolución de 12 bits (4096 valores) para la lectura de los ADC y la escritura de ambos DAC.
- Elige la velocidad de comunicación serial con la computadora en 9600baud (Velocidad de transmisión de señales expresada en símbolos por segundo.)
- Limpia el buffer (Espacio de memoria reservado.).

float Leer_voltaje(AnalogIn)

Función tipo float (Devuelve un resultado en punto flotante.) encargada de leer la entrada analógica de consumo de corriente. Se promedia una cantidad de veces igual a *cantidad_promedio* y devuelve dicho valor.

void Relevamiento

Encargada de relevar el consumo en cada punto de frecuencia del rango de trabajo mediante el llamado de la función *Leer_voltaje*. Estos datos se almacenan en un arreglo global de 4096 valores llamado *datos_leidos_1* en el caso del canal 1 y *datos_leidos_2* en el caso del canal 2. Cada valor del arreglo se corresponde con la medida en un valor de frecuencia asociada a un voltaje en la salida.

La lectura se realiza desde la frecuencia más alta (correspondiente al voltaje de salida más bajo) hasta la frecuencia más baja. Ocupa el lugar menos significativo del arreglo la medida de la mayor frecuencia. Para aumentar la velocidad, el cambio se realiza en pasos de 2 puntos, y los puntos en los que no hay lectura se le asigna el valor promedio de las dos lecturas adyacentes.

int Detector_máximos(datos_leidos[4096], indices_max[4096])

Función utilizada para encontrar los máximos locales de un arreglo de medidas. Recibe como parámetros dos arreglos de 4096 lugares: *datos_leidos* e *indices_max*. Devuelve en *indices_max* los índices de los máximos detectados en *datos_leidos* y el resto del vector en 0.

6.3. Implementación

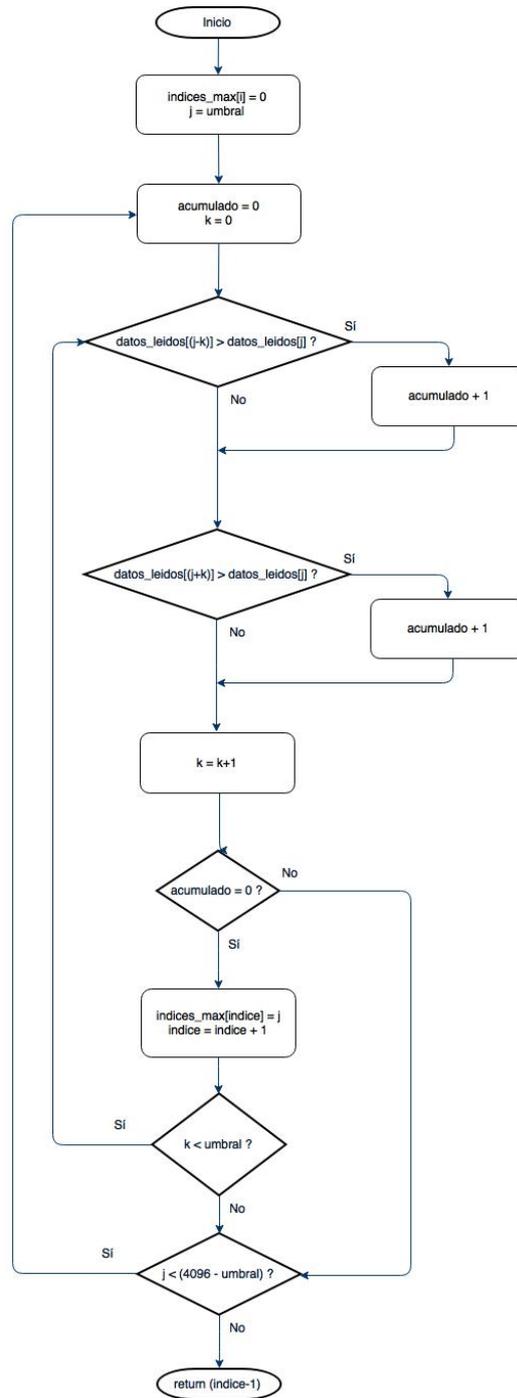


Figura 6.2: Diagrama de flujo del detector de máximos.

void Hill_climbing()

Esta función es la que efectivamente realiza el control de la frecuencia, manteniendo a la carga en el máximo consumo de potencia.

Capítulo 6. Software de Control

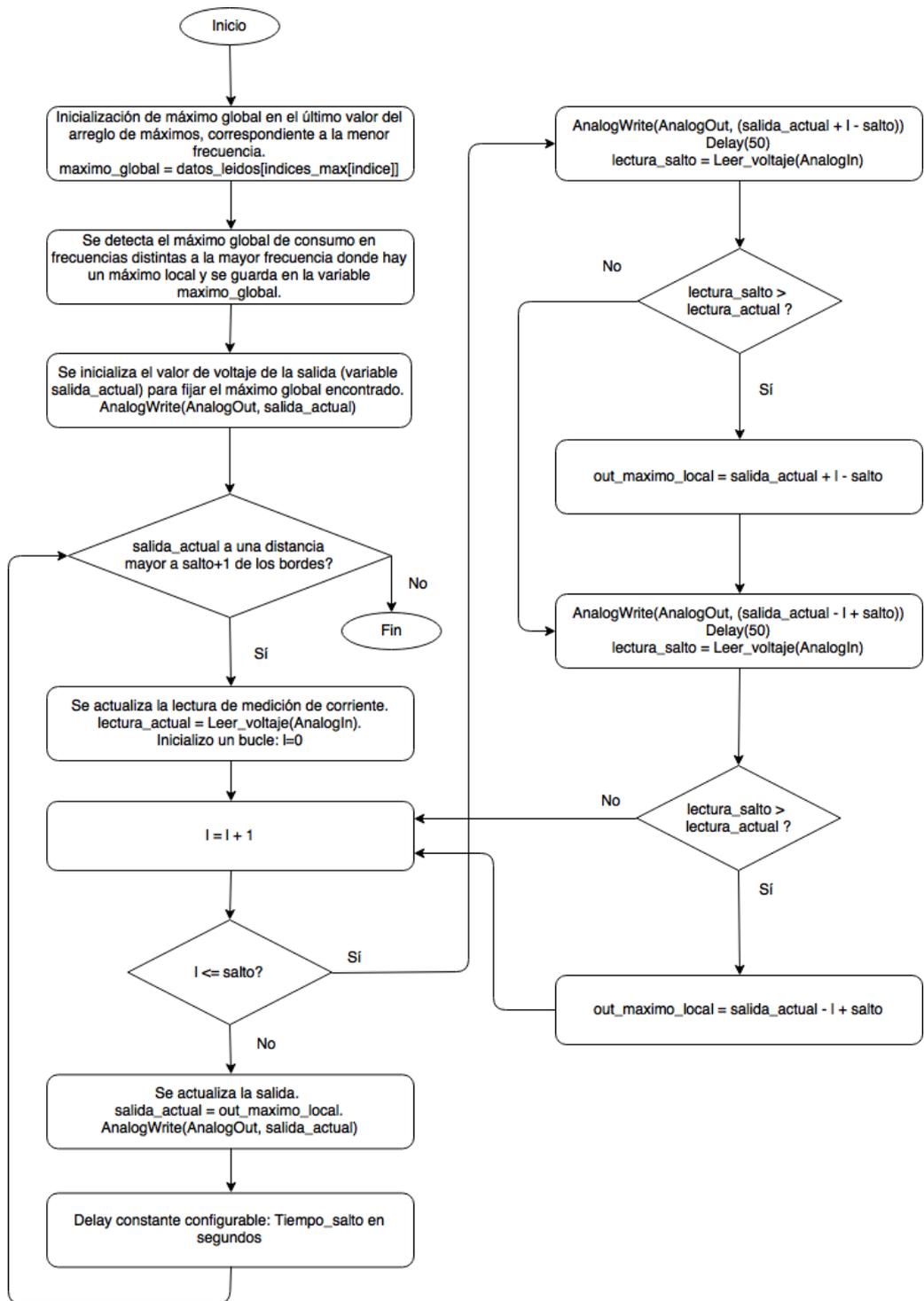


Figura 6.3: Diagrama de flujo del hill climbing para un canal.

Para los casos en que existen más de dos máximos locales, el algoritmo evita utilizar como objetivo el de mayor frecuencia. Al estar tan cercano a la frecuencia

6.3. Implementación

de resonancia propia de la cerámica, el consumo de corriente medido será mayor en ese entorno detectándolo siempre como el máximo global del rango.

Adicionalmente, utilizar frecuencias intermedias como objetivo deja un mayor rango para poder variar la frecuencia sin llegar a los extremos.

Una vez que fija una frecuencia x , compara el consumo de corriente $f(x)$ contra los valores $y \in [x - salto, x + salto]$. Luego elige como salida el nuevo valor y y repite el proceso cada cierto tiempo fijado. Debido a cambios de temperatura o la consistencia del material, la frecuencia de resonancia que se persigue varía. Si el cambio es tal que se pasa del valor máximo o mínimo de frecuencia alcanzable por el sistema, se vuelve a relevar el espectro completo, se detectan los máximos y se comienza nuevamente.

void loop

Es el programa principal con arquitectura del tipo Round Robin (Método para ejecutar diferentes procesos de manera concurrente.). Un bucle infinito que se encarga de ejecutar las siguientes tareas:

- Relevamiento.
- Detector de máximos.
- Hill climbing.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 7

Construcción de Hardware

7.1. Introducción

En este capítulo se registra el diseño físico definido para los dispositivos que integran el sistema completo. El sistema consiste en 14 placas que se pueden dividir en 4 conjuntos iguales de 3 placas cada uno, más 2 placas de alimentación.

- **Oscilador**
De esta placa hay 4 en total, una por canal.
- **Amplificador**
De esta placa hay 4 en total, una por canal.
- **Medidor de corriente**
De esta placa hay 4 en total, una por canal.
- **Fuente de alimentación**
De esta placa hay 2 en total, una para los dos canales y superiores y otra para los dos inferiores.

Para cada una de las placas se detalla a continuación el diseño en la placa de cobre y la lista de materiales utilizados. Finalmente en cada parte se enumeran los materiales que componen cada dispositivo con su costo.

Es importante remarcar que muchos de estos componentes fueron comprados en plaza, siendo su costo más elevado que si se hubieran comprado en el exterior. Los componentes que no se consiguieron en el mercado local fueron adquiridos vía internet.

7.2. Diseño de Prototipos

7.2.1. Oscilador

Es la placa encargada de generar la onda cuadrada a partir de un voltaje de control, detallado en el capítulo 3.

Capítulo 7. Construcción de Hardware

Diseño CAD

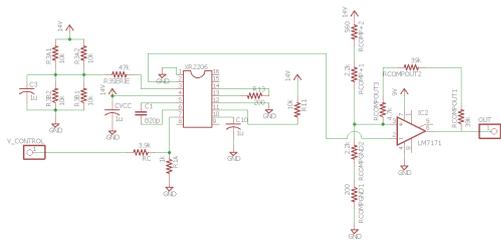


Figura 7.1: Esquemático

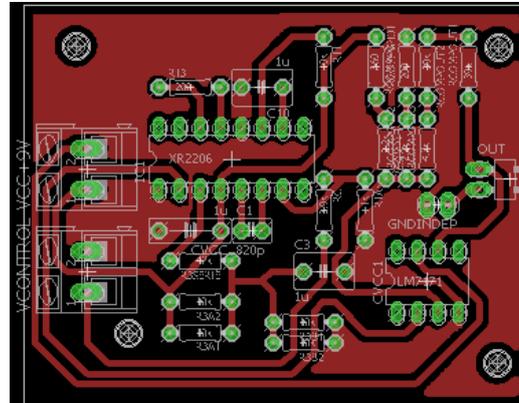


Figura 7.2: Diseño de PCB

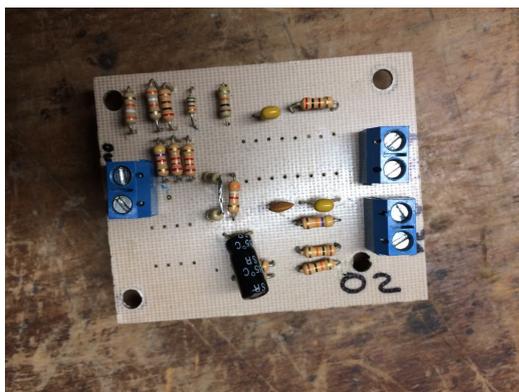


Figura 7.3: Placa armada - vista superior



Figura 7.4: Placa armada - vista inferior

Figura 7.5: Circuito y diseño en placa de cobre del oscilador.

Se observa en las imágenes de la figura 7.5 la existencia de dos pines internos no cortocircuitados bajo el nombre “GND INDEP”. Se conectan entre sí utilizando un jumper en caso de que sea necesario entregarle al amplificador la referencia de tierra junto con la señal cuadrada. Se diseñó de esta forma debido a que en un principio era necesario conectar las tierras de ambas placas para que funcionara correctamente. Una vez que se corrigió el cableado externo y las conexiones a tierra en cada placa, se verificó que ya no era necesario utilizar dicha salida.

El tamaño de la placa es $7,4\text{ cm} \times 5,6\text{ cm}$. Se logró un diseño compacto, evitando la necesidad de soldar cables para unir pistas. El costo de fabricación (tallado de pistas y agujeros) fue USD22,50 cada una.

7.2. Diseño de Prototipos

Lista de Materiales (BOM) - Oscilador

En la tabla 7.1 se detallan los materiales utilizados para el armado de la placa.

Parte	Valor	Descripción	Precio (USD)
C1	820p	Capacitor	0.10
C3	1u	Capacitor	1.00
C10	1u	Capacitor	1.00
CVCC	1u	Capacitor	1.00
Socket	DIL08	Sócalo para LM7171	0.20
IC2	LM7171	Amplificador operacional	2.90
OUT		Pin 1x01	0.01
R1A	1k	Resistencia	0.05
R3A1	10k	Resistencia	0.05
R3A2	10k	Resistencia	0.05
R3B1	10k	Resistencia	0.05
R3B2	10k	Resistencia	0.05
R3SERIE	47k	Resistencia	0.05
R11	10k	Resistencia	0.05
R13	200	Resistencia	0.05
RC	3.9k	Resistencia	0.05
RCOMP+1	2.2k	Resistencia	0.05
RCOMP+2	560	Resistencia	0.05
RCOMPGND1	200	Resistencia	0.05
RCOMPGND2	2.2k	Resistencia	0.05
RCOMPOUT1	39k	Resistencia	0.05
RCOMPOUT2	39k	Resistencia	0.05
RCOMPOUT3	4.7k	Resistencia	0.05
V_CONTROL		Pin 1x01	0.01
Socket	DIL16	Sócalo para XR2206	0.2
IC1	XR2206	Generador de onda	5.00
3x Bornera	2 bornes		1.00

Tabla 7.1: Lista de Materiales - Oscilador.

El costo total de los materiales sería aproximadamente USD13,22.

Teniendo en cuenta el costo de la fabricación, cada placa del oscilador cuesta USD35,72.

Capítulo 7. Construcción de Hardware

7.2.2. Amplificador

Diseño CAD

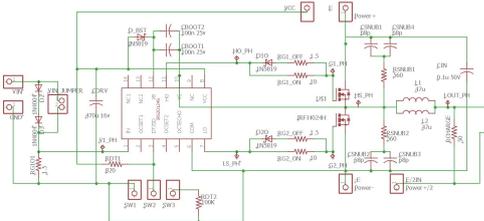


Figura 7.6: Esquemático

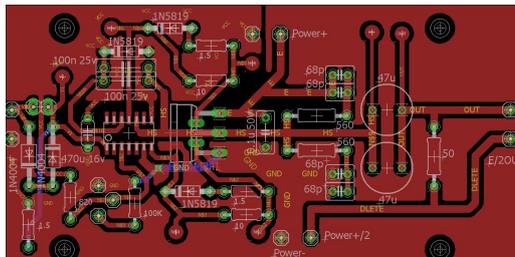


Figura 7.7: Diseño de PCB

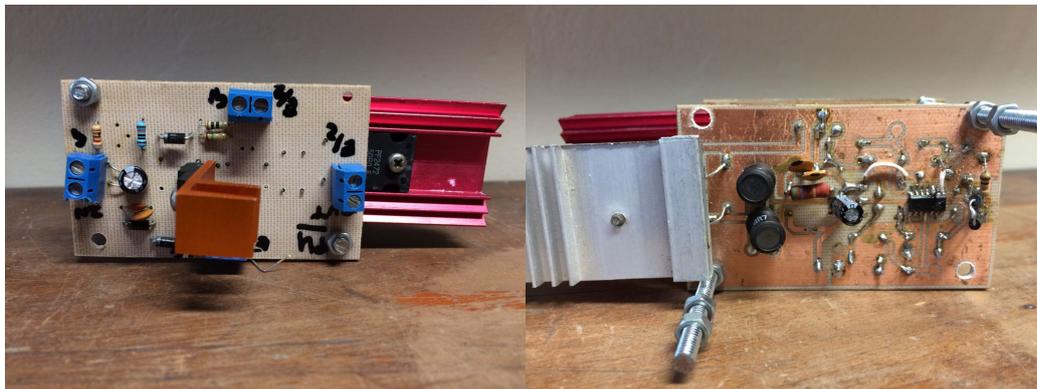


Figura 7.8: Placa armada - vista superior

Figura 7.9: Placa armada - vista inferior

Figura 7.10: Circuito y diseño en placa de cobre del amplificador.

La imagen 7.10 muestra la última versión de la placa de la etapa de amplificación. Cuenta con los terminales SW1, SW2 y SW3 a los que se sueldan cables hacia una llave que comanda el encendido y apagado del driver y por lo tanto de la etapa de potencia. Dichas llaves se encuentran en la caja final, para el fácil comando de los canales independientemente.

Para definir la disposición de los componentes en la placa y la distancia entre ellos, se utilizaron recomendaciones del texto “Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits” [16].

La placa mide $9,1\text{cm} \times 4,6\text{cm}$ y el costo de fabricación en cuanto a tallado de pistas y agujereado fue USD26,43.

Lista de Materiales (BOM) - Amplificador

En la siguiente tabla 7.2 se detalla una estimación de los valores por componente.

Parte	Valor	Descripción	Precio (USD)
CBOOT1	100n	Capacitor	0.20
CBOOT2	100n	Capacitor	0.20
CDRV	470u	Capacitor	0.20
CIN	0.1u	Capacitor	0.20
CSNUB1	68p	Capacitor	0.05
CSNUB2	68p	Capacitor	0.05
CSNUB3	68p	Capacitor	0.05
CSNUB4	68p	Capacitor	0.05
D2	1N4007	Diodo	0.45
D3	1N4007	Diodo	0.45
D1O	1N5819	Diodo Shottky	0.45
D2O	1N5819	Diodo Shottky	0.45
D_BST	1N5819	Diodo Shottky	0.45
L1	47u	Inductancia	1.84
L2	47u	Inductancia	1.84
RCHARGE	50	Resistencia	0.05
RDT1	820	Resistencia	0.05
RDT2	100K	Resistencia	0.05
RG1O1	1.5	Resistencia	0.05
RG1_OFF	100k	Resistencia	0.05
RG1_ON	10	Resistencia	0.05
RG2_OFF	1.5	Resistencia	0.05
RG2_ON	10	Resistencia	0.05
RSNUB1	560	Resistencia	0.05
RSNUB2	560	Resistencia	0.05
SW1,SW2,SW3	2 circuitos, 3pin	Switch	0.10
U\$1	IRS20124SPBF	Gate Driver	7.00
U\$2	IRFI4024H	PowerMosfet	2.60
8 pin		Pin 1X01	0.08
1 pin		Pin 1X02	0.01

Tabla 7.2: Lista de Materiales - Amplificador.

El costo total de los materiales es USD7,22 por placa. Por lo tanto, la fabricación y el armado suman un total de USD43,65 por cada una.

Capítulo 7. Construcción de Hardware

7.2.3. Medidor de corriente

Diseño CAD

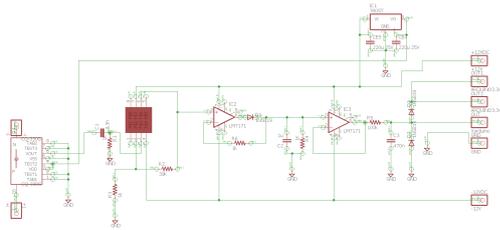


Figura 7.11: Esquemático

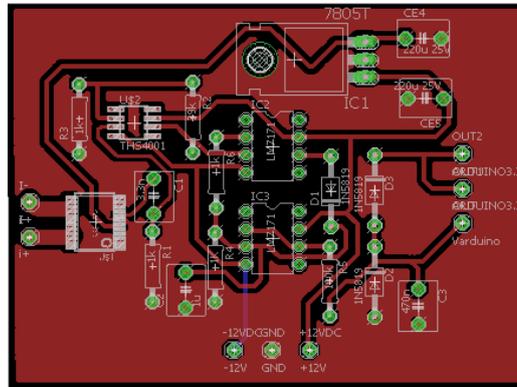


Figura 7.12: Diseño de PCB



Figura 7.13: Placa armada - vista superior

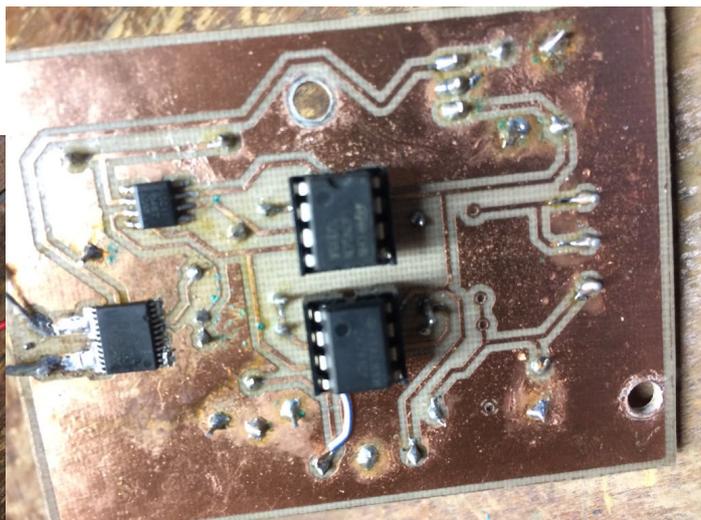


Figura 7.14: Placa armada - vista inferior

Figura 7.15: Circuito y diseño en placa de cobre del medidor.

En la placa del medidor fue inevitable utilizar un cable para conectar la alimentación negativa de $-12V$ a los amplificadores operacionales THS4001 y LM7171. El mismo se dibuja en otra capa como se puede ver en la figura 7.12 representado por una traza azul.

El tamaño final es $7,5cm \times 5,6cm$, similar a la placa del oscilador descrita en

7.2. Diseño de Prototipos

la sección 7.2.1. El costo de fabricación (tallado de pistas y agujeros) fue USD26,40 cada una.

Lista de Materiales (BOM) - Medidor de Corriente

La tabla 7.3 contiene la lista de los materiales necesarios para el armado de la placa.

Si se quisiera reproducir, es altamente recomendable contar con una estación de soldado capaz de soldar circuitos integrados tipo SMD (surface mounted) como lo son el medidor de corriente CQ 330G y uno de los amplificadores operacionales, el THS4001.

Parte	Valor	Descripción	Precio (USD)
8 pin		Pin 1x01	0.08
C1	3.3n	Capacitor	0.20
C2	1u	Capacitor	1.00
C3	470n	Capacitor	0.20
CE4	220u	Capacitor	0.20
CE5	220u	Capacitor	0.20
D1	1N5819	Diodo Schottky	0.45
D2	1N5819	Diodo Schottky	0.45
D3	1N5819	Diodo Schottky	0.45
IC1	7805	Regulador de voltaje 5V	0.50
R1	1k	Resistencia	0.05
R2	39k	Resistencia	0.05
R3	1k	Resistencia	0.05
R4	1K	Resistencia	0.05
R5	100k	Resistencia	0.05
R6	1k	Resistencia	0.05
2x Socket	DIL08	Sócalo para LM7171	0.40
IC2	LM7171	Amplificador operacional	2.90
IC3	LM7171	Amplificador operacional	2.90
U\$1	CQ-330G	Medidor de corriente	8.30
U\$2	THS4001	Amplificador operacional	5.68
2x Bornera	3 bornes		0.66
Bornera	2 bornes		0.33

Tabla 7.3: Lista de Materiales - Medidor de Corriente.

Los materiales para esta placa tienen un costo aproximado de USD25,20. Teniendo en cuenta la fabricación de la placa, suma un total de USD51,60 cada una.

Capítulo 7. Construcción de Hardware

7.2.4. Fuentes de alimentación

Diseño CAD

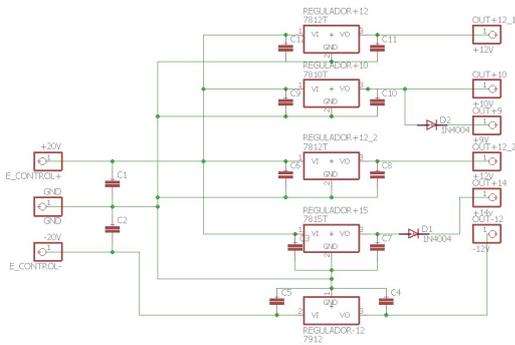


Figura 7.16: Esquemático

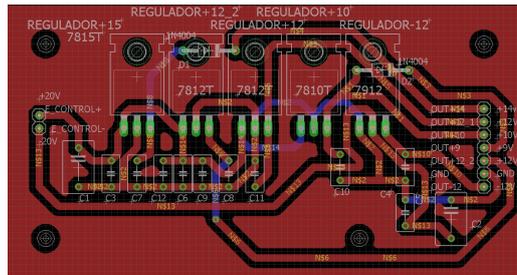


Figura 7.17: Diseño de PCB

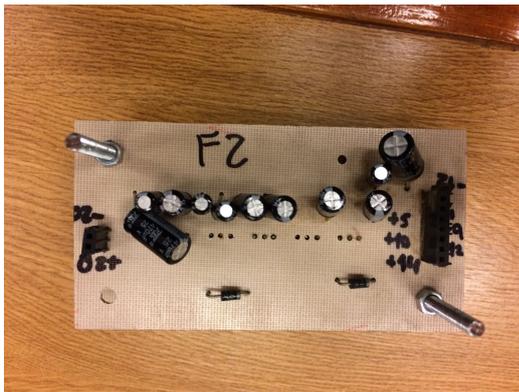


Figura 7.18: Placa armada - vista superior



Figura 7.19: Placa armada - vista de costado

Figura 7.20: Circuito y diseño en placa de cobre de la fuente.

La fuente de alimentación representada en la figura 7.20 cuenta con seis cables a ser soldados al momento del montaje de los componentes. Se posicionaron los cinco reguladores de voltaje en fila y orientados en el mismo sentido para utilizar un solo disipador de calor.

Las dimensiones de la placa son $10,4\text{cm} \times 5,6\text{cm}$ y el costo de fabricación correspondiente al tallado de las pistas y el agujereado es USD28,57.

Lista de Materiales (BOM) - Fuente de Alimentación

La tabla 7.4 indica los valores estimados de los componentes utilizados.

7.2. Diseño de Prototipos

Parte	Valor	Descripción	Precio (USD)
C1	470u	Capacitor	0.20
C2	470u	Capacitor	0.20
C3	1u	Capacitor	0.20
C4	220u	Capacitor	0.20
C5	1u	Capacitor	0.20
C6	1u	Capacitor	0.20
C7	220u	Capacitor	0.20
C8	220u	Capacitor	0.20
C9	220u	Capacitor	0.20
C10	220u	Capacitor	0.20
C11	220u	Capacitor	0.20
C12	1u	Capacitor	0.20
D1	1N4007	Diodo	0.45
D2	1N4007	Diodo	0.45
E_CONTROL+	+20V	Pin 1x01	0.01
E_CONTROL-	-20V	Pin 1x01	0.01
GND	GND	Pin 1x01	0.01
OUT+9	+9V	Pin 1x01	0.01
OUT+10	+10V	Pin 1x01	0.01
OUT+12_1	+12V	Pin 1x01	0.01
OUT+12_2	+12V	Pin 1x01	0.01
OUT+14	+14v	Pin 1x01	0.01
OUT-12	-12V	Pin 1x01	0.01
REGULADOR+10	7810T	Regulador de Voltaje +10V	0.50
REGULADOR+12	7812T	Regulador de Voltaje +12V	0.50
REGULADOR+12_2	7812T	Regulador de Voltaje +12V	0.50
REGULADOR+15	7815T	Regulador de Voltaje +15V	0.50
REGULADOR-12	7912	Regulador de Voltaje -12V	0.50

Tabla 7.4: Lista de Materiales - Fuente de alimentación.

El costo aproximado en materiales es USD5,89. Sumado al precio de la placa, cada fuente cuesta aproximadamente USD34,46.

7.3. Sistema Completo

Como se mencionó anteriormente, el sistema completo consta de 14 placas:

- 4 osciladores.
- 4 amplificadores.
- 4 medidores.
- 2 fuentes.
- 2 Arduino Due (figura 7.21).
- 1 ventilador.
- 1 caja de acero inoxidable con:
 - Interruptor general con un indicador lumínico (figura 7.23).
 - 4 interruptores con led indicador para apagar la etapa de potencia de cada canal por separado (figura 7.22).
 - Dos conectores M12 de 4 pines para conectar las cerámicas de la cubeta (figura 7.24).
- Fuente de potencia con características:
 - AC/DC.
 - Voltaje de entrada 110/220Vac.
 - Voltaje de salida 20Vdc.
 - Potencia total mayor a 200W.

Las imagenes en 7.25 corresponden a algunas de las partes antes mencionadas.

7.3. Sistema Completo

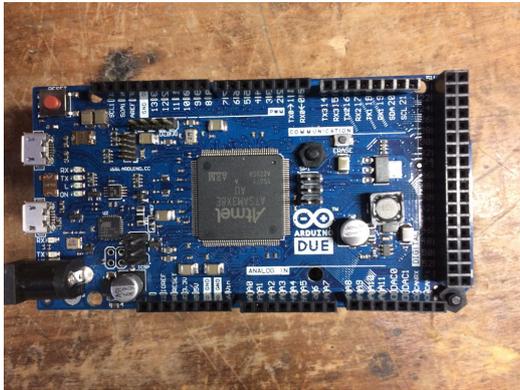


Figura 7.21: Arduino Due



Figura 7.22: Interruptores de amplificador por canal



Figura 7.23: Interruptor general



Figura 7.24: Vista general y conectores M12

Figura 7.25: Hardware adicional.

Capítulo 7. Construcción de Hardware

Se detallan a continuación los precios totales del sistema completo.

Elemento	Cantidad	Precio unitario (USD)	Precio total (USD)
Placa Oscilador	4	35,72	142,88
Placa Amplificador	4	43,65	174,60
Placa Medidor	4	51,60	206,40
Placa Fuente	2	34,46	68,92
Arduino Due	2	35,00	70,00
Cargador de PC 20Vdc/70W	6	25,00	150,00
Materiales Menores			30,00
Total			USD842,8

Tabla 7.5: Tabla de precios.

En esta tabla no se incluyen las placas que se fabricaron durante todo el proceso de diseño, sino solamente las finales. Los precios por unidad de cada placa disminuyen si aumenta la cantidad fabricada. Se había estimado un costo entre USD500 y USD1000 en compras, por lo que el monto total se encuentra dentro de lo previsto.

Capítulo 8

Ensayos y pruebas

8.1. Introducción

Para verificar el correcto funcionamiento del sistema, se llevaron a cabo distintas pruebas. Para ello se realizaron las siguientes divisiones del sistema:

- Pruebas por bloque
 - Oscilador
 - Generación de senoide
 - Onda cuadrada de salida
 - Amplificador
 - Gate Driver
 - Transistores de Potencia
 - Filtro de Salida
 - Medidor de Corriente
 - Señal de salida del medidor
 - Señal de salida de la placa
- Pruebas sistema completo
 - Filtro de salida
 - Amplificador con carga
 - Medidor de Corriente
 - Medición Potencia Entregada a la Carga
- Software

8.2. Oscilador

Para considerar finalmente aceptable el diseño, se sometió al generador y al comparador a distintas pruebas.

Capítulo 8. Ensayos y pruebas

8.2.1. Generación de senoide con voltaje de control a GND

Objetivo

Generar una onda sinusoidal conectando el voltaje de control a GND. Al ser menor la resistencia vista por el Pin7 del oscilador (fig 3.4b), se espera que la frecuencia sea mayor a la máxima alcanzable (eq. 3.2). Además, se verifica que $V_m + V_{amp} < 9V$.

Circuito de prueba

El circuito utilizado para la prueba es el de la placa total del oscilador explicado en el capítulo anterior.

Descripción de prueba

Se conectó el voltaje de entrada del XR2206 a GND y se midió el voltaje de salida. Como el voltaje en la pata de entrada es el mínimo, la señal de salida tendrá frecuencia máxima.

Resultados

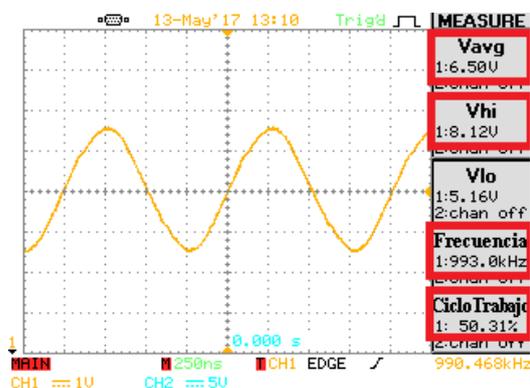


Figura 8.1: Salida de XR2206 con el voltaje de control a GND

Análisis de Resultados

Como se esperaba, en la figura 8.1 se observa que el voltaje medio de la salida es $V_m = 6,5V$, la frecuencia es 990kHz y el ciclo de trabajo 50 %. El voltaje máximo no supera el voltaje de alimentación del comparador, 9V.

8.2.2. Generación de senoide con voltaje de control mínimo y máximo

Objetivo

Generar una onda sinusoidal conectando el voltaje de control a los valores máximos y mínimos del Arduino DUE.

Circuito de prueba

El circuito utilizado para la prueba es el de la placa total del oscilador explicado en el capítulo anterior.

Descripción de prueba

Obtener a la salida una onda sinusoidal utilizando el voltaje de control y verificar que el rango alcanzable sea aproximadamente 60kHz.

Resultados

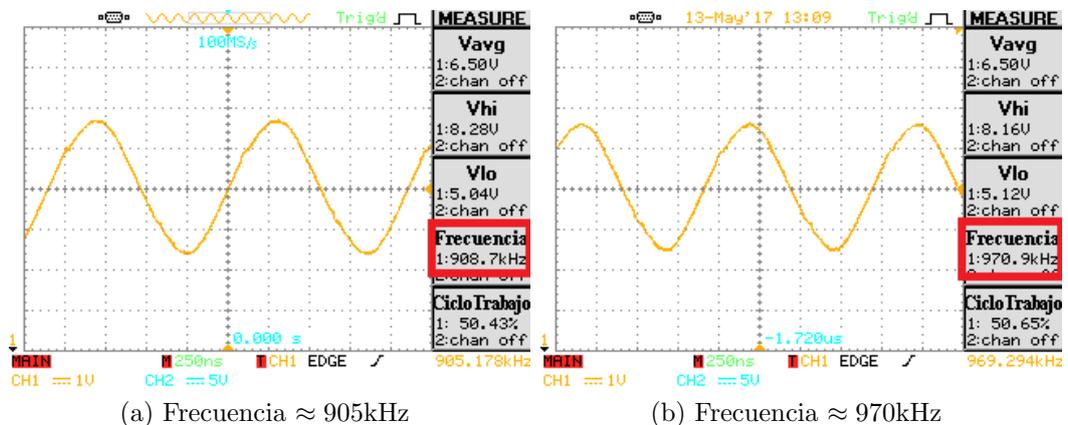


Figura 8.2: Onda sinusoidal de salida del XR2206 utilizando el voltaje de control mínimo y máximo.

Análisis de Resultados

Los resultados aquí expresados corresponden a un solo canal del sistema y si bien se realizaron para los para los tres restantes, no se considero necesario mostrar los resultados, debido a la fuerte similitud entre ellos. El funcionamiento del circuito será el mismo, pudiendo ser distintas las frecuencias mínima y máxima. De esta prueba se desprende que si bien para la placa utilizada las frecuencias máxima y mínima están por debajo de lo esperado (15kHz y 10kHz respectivamente), se cumple que el rango es 60kHz.

Capítulo 8. Ensayos y pruebas

8.2.3. Onda cuadrada de salida

Objetivo

Conectar el comparador y repetir la prueba anterior verificando:

- Duty Cycle $\approx 50\%$
- $5V < V_{out_{max}} < 10V$
- $V_{out_{min}} < 2V$

Circuito de prueba

El circuito utilizado para la prueba es el de la placa total del oscilador explicado en el capítulo anterior.

Descripción de prueba

Obtener a la salida una onda cuadrada utilizando el voltaje de control y verificar que el rango alcanzable sea aproximadamente 60kHz.

Resultados

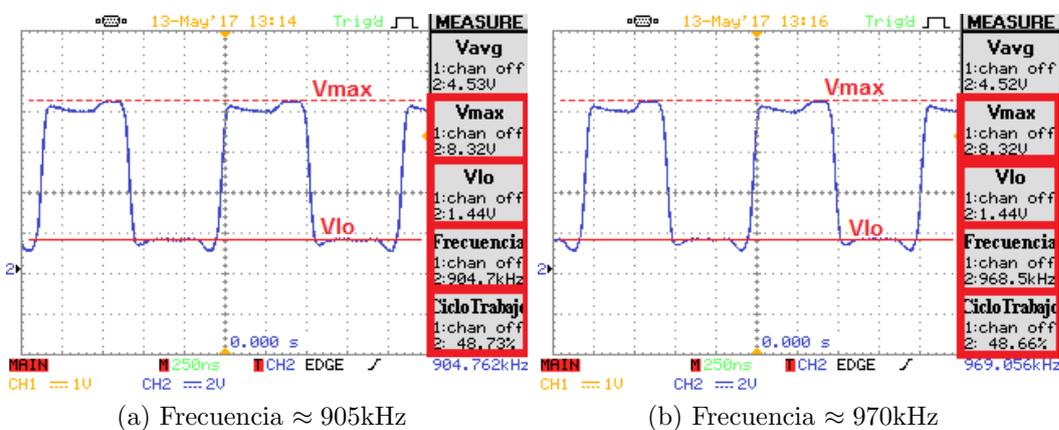


Figura 8.3: Onda cuadrada a la salida del comparador LM7171 utilizando el voltaje de control mínimo y máximo.

Análisis de Resultados

La figura 8.3 muestra que las frecuencias máxima y mínima alcanzada por el generador se mantienen. Hay un cambio en el ciclo de trabajo, de 50 % a 48 % que puede deberse a lo visto anteriormente en la sección 3.3.2. El Voltaje máximo de la señal es, $V_{max} = 8,32V$ y el mayor voltaje del nivel bajo es $V_{lo} = 1,44V$.

8.3. Etapa de potencia

8.3.1. Funcionamiento de Gate Driver

Objetivo

El objetivo de esta prueba se enfocó en la comprensión y testeo del control del Gate Driver de forma de poder obtener a partir de un tren de pulsos con una frecuencia de 1MHz y ciclo de trabajo 0,5, las señales de control High Out *HO* y Low Out *LO*.

Circuito de Prueba

Se construyó el circuito de prueba utilizando el sugerido dado por el fabricante en la hoja de datos del componente con leves modificaciones. Se puede apreciar dicho esquemático en figura 8.4. Este fue realizado en protoboard lo cual no es conveniente por las impedancias parásitas generadas por la misma. De todas formas, fue aceptable para los objetivos planteados en la prueba.

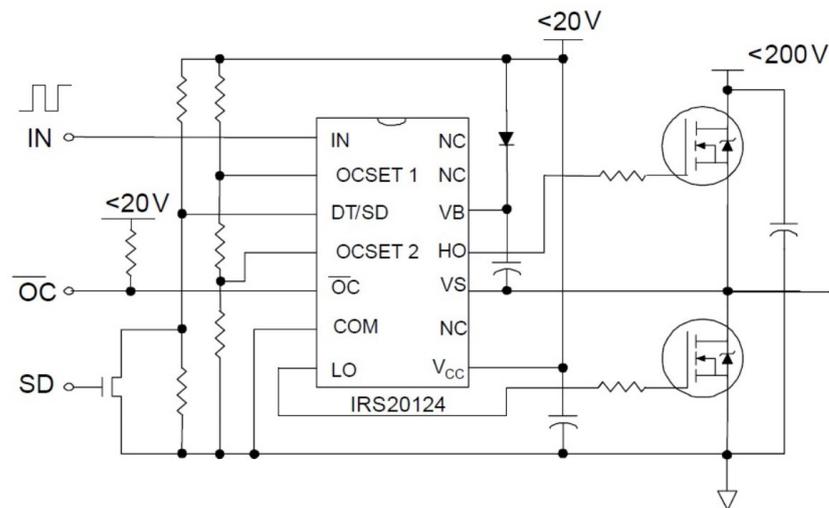


Figura 8.4: Circuito de prueba - Control Gate Drive

Descripción de prueba

Se conectó un generador de señales en el pin *VIN* con una señal en el rango de frecuencia de trabajo y amplitud admitida por el driver. Se decidió utilizar un generador y no la etapa anterior, para desacoplar los bloques para las pruebas. Con un osciloscopio se tomaron mediciones de los pines de control de gate *HO* y *LO*.

Capítulo 8. Ensayos y pruebas

Resultados

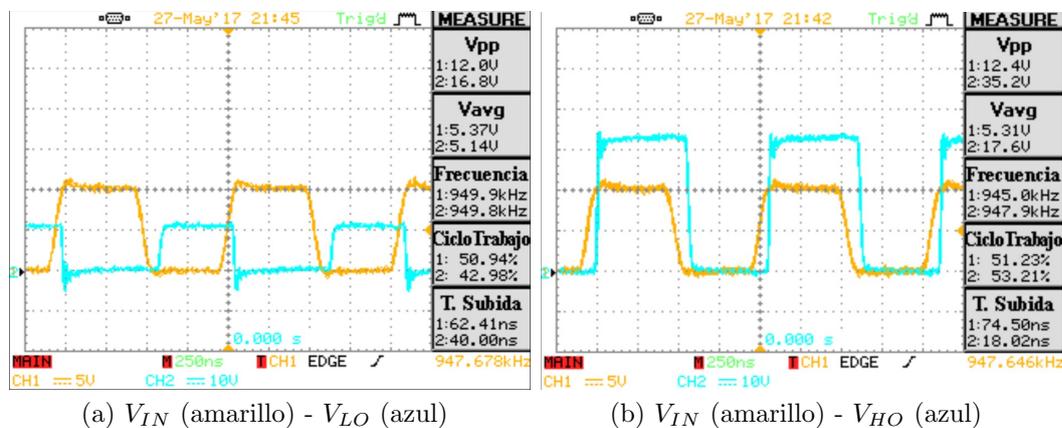


Figura 8.5: Comparación señal de entrada y de comando de Gates sin los mosfet conectados

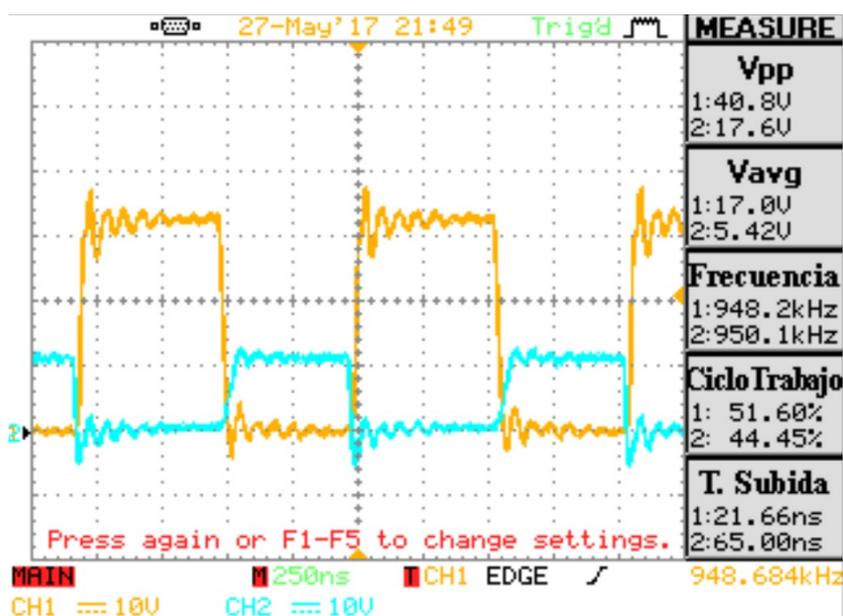


Figura 8.6: Señales de control de Gate HO(azul) y LO (amarillo) con los mosfet conectados

Análisis de Resultados

Observando los resultados obtenidos, en las figuras 8.5 se puede apreciar que el comportamiento del driver es el esperado ya que logra generar las señales de control de Gate según la señal de control que le llega.

Otro dato a analizar es el tiempo muerto ya que en la figura 8.6 se aprecia un tiempo de 18ns y el esperado esta entre 15ns y 40ns según ficha técnica.

8.3.2. Funcionamiento de Power N-mos

Objetivo

El objetivo de esta prueba fue observar el correcto encendido y apagado de los mosfet. Teniendo como entrada las señales de control V_{HO} y V_{LO} se observa el comportamiento de la señal de salida V_{HS} .

Circuito a Probar

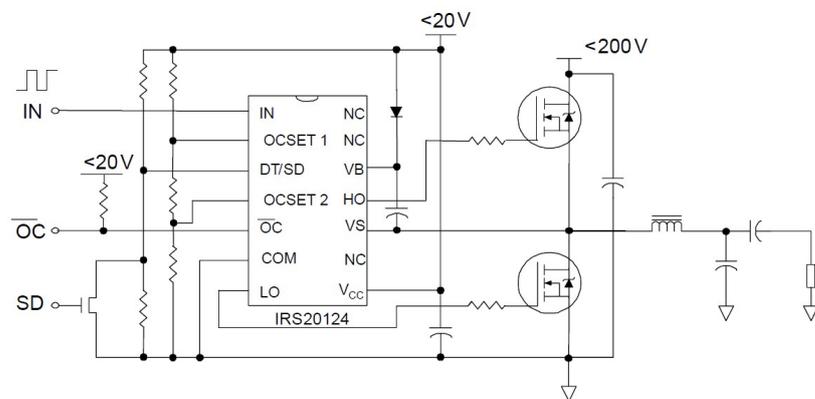
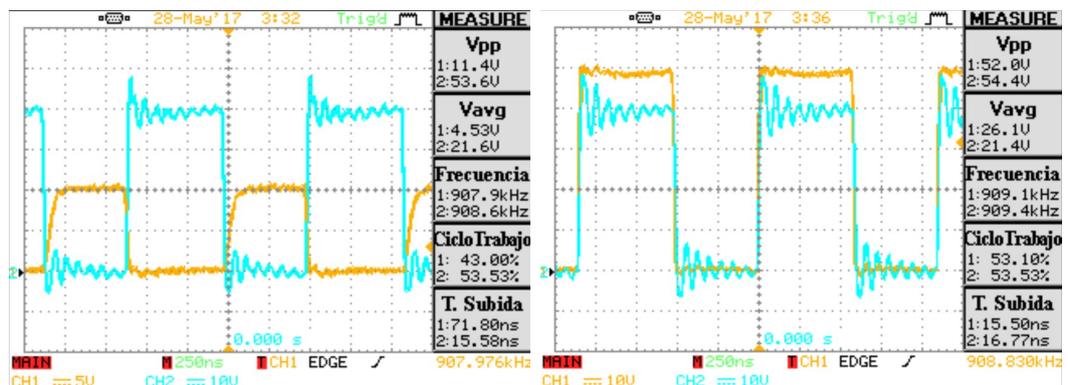


Figura 8.7: Circuito de prueba - Control Power Mosfet

Resultados



(a) Señal de entrada V_{HO} (amarillo) y señal de salida V_{HS} (azul)
 (b) Señal de entrada V_{LO} (amarillo) y señal de salida V_{HS} (azul)

Figura 8.8: Señales de control de Gate vs señal de Salida

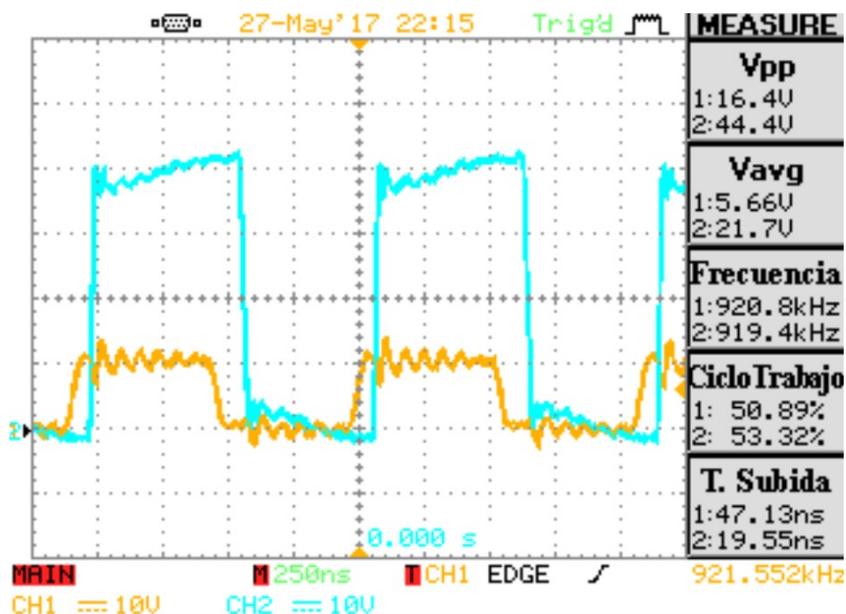


Figura 8.9: Señal de entrada a driver V_{IN} vs señal de salida V_{HS}

Análisis de Resultados

Los mosfet se encienden y apagan correctamente como se puede observar en la figura 8.9. Otro resultado a tener en cuenta es la presencia de las oscilaciones de conmutación en v_{HS} . Se puede observar que la señal de entrada se amplifica correctamente, teniendo un duty cycle cercano al 50% y manteniendo la frecuencia. Además se puede observar el correcto tiempo de subida y bajada de v_{HS} 19,6ns. Siendo despreciable frente al periodo de la señal.

8.3.3. Funcionamiento Circuito de Snubber

Objetivo

Debido a la velocidad de conmutación se producen oscilaciones luego de cada cambio de voltaje. A continuación se ve el efecto que tiene la incorporación de estos circuitos de ayuda durante el apagado.

8.3. Etapa de potencia

Circuito a Probar

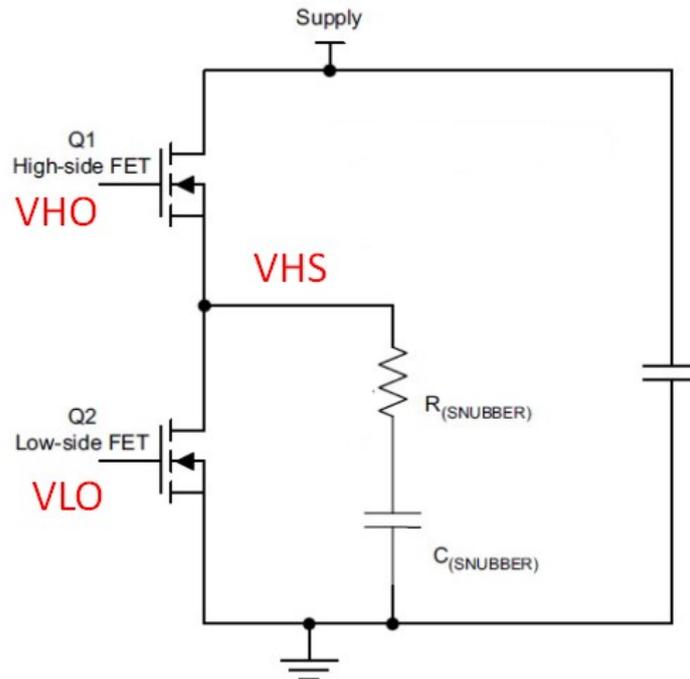
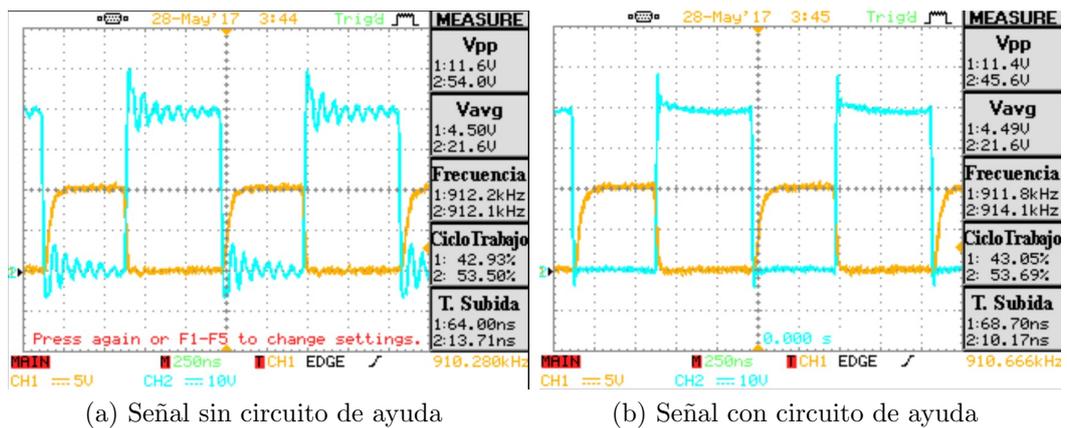


Figura 8.10: Circuito de prueba - Ayuda en el apagado

Resultados



(a) Señal sin circuito de ayuda

(b) Señal con circuito de ayuda

Figura 8.11: Efecto del circuito de ayuda en el sistema

Análisis de Resultados

Como se puede observar al comparar la señal de V_{hs} (azul) en 8.11a y en 8.11b el efecto del snubber ayuda en la atenuación de las oscilaciones generadas en la

Capítulo 8. Ensayos y pruebas

conmutación.

8.3.4. Filtro de salida

Objetivo

Estudiar la respuesta en frecuencia del filtro realizado. Se realizó un filtro pasabajos de segundo orden con un polo en 2,1MHz. Se espera tener una leve ganancia en la banda de interés, entre 905 a 970kHz.

Circuito a probar

Montando el filtro RLC tal cual fue descrito en el capítulo 4. Se mide con el analizador de impedancias, Cypher C-60 en modo ganancia entre la entrada y salida como se muestra en la figura 4.17.

Resultados

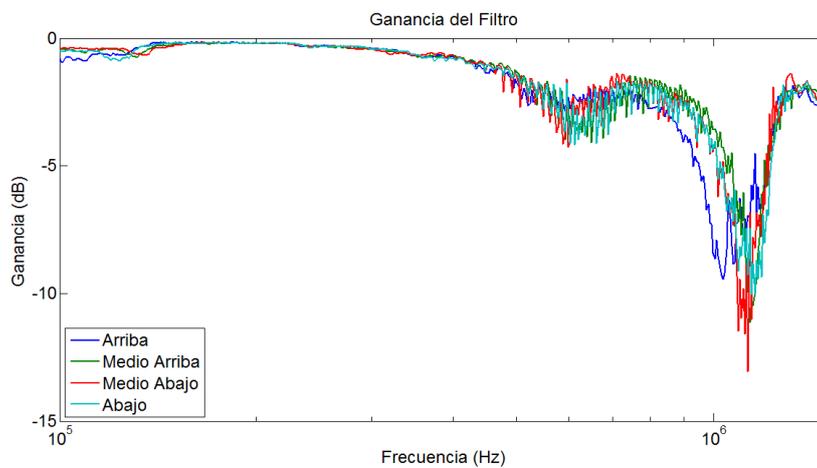


Figura 8.12: Ganancia del filtro de salida para los cuatro canales medidor con analizador de impedancias.

8.3. Etapa de potencia

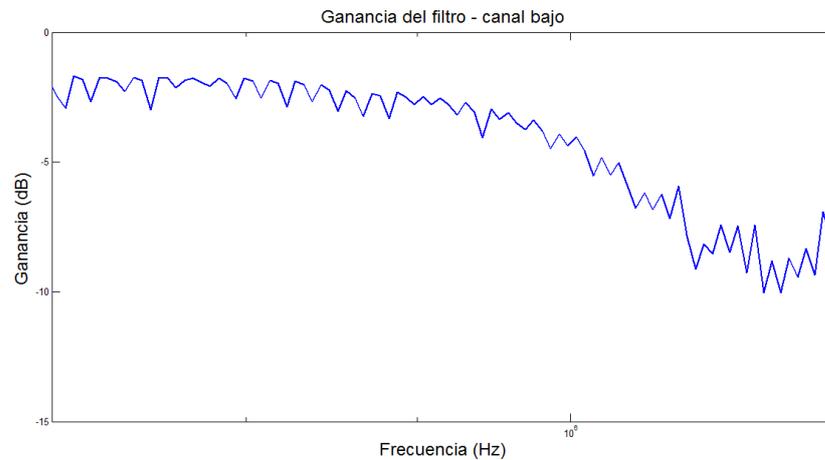


Figura 8.13: Ganancia del filtro de salida para el canal inferior medido con analizador de impedancias.

Análisis de Resultados

Los resultados obtenidos muestran que el filtro realizado cumple con el propósito inicial de filtrar las frecuencias a partir de 1MHz. Esto es lo que posibilita tener una señal sinusoidal a la salida. La forma no es lo que se esperaba cuando se lo modeló como un RLC. En la frecuencia particular de 1MHz se presenta un pico de caída cercano a -10dB debido a la rama paralelo RLC de la cerámica. No se pueden comparar tampoco los valores de los armónicos previamente estudiados, debido a que el analizador de impedancias no trabaja a más de 4MHz. La pendiente de caída a partir de 1MHz se aproxima a -60dB por década.

8.3.5. Funcionamiento del Amplificador con carga

Objetivo

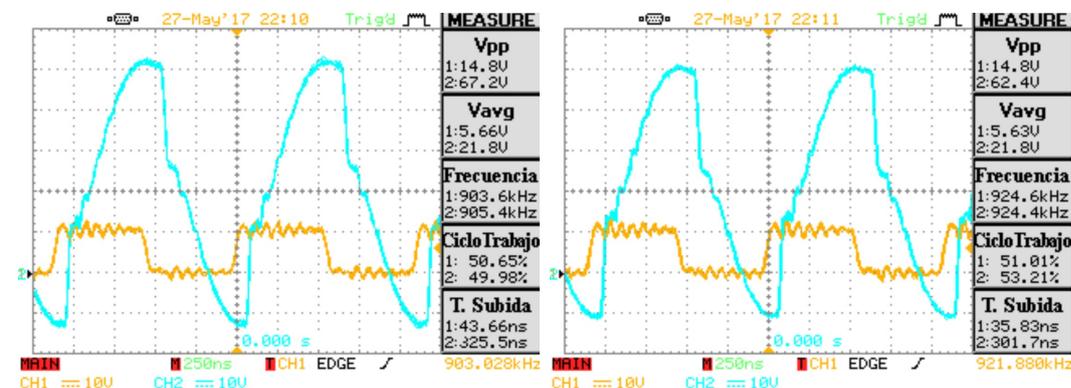
Variar la frecuencia, en el rango de trabajo, de la señal v_{in} y observar el comportamiento del voltaje que le llega a la carga.

Circuito a Probar

Sistema completo para el canal inferior.

Capítulo 8. Ensayos y pruebas

Resultados



(a) Señal de entrada V_{IN} (amarillo) señal de salida V_{out} (azul) a frecuencia 903kHz
(b) Señal de entrada V_{IN} (amarillo) señal de salida V_{out} (azul) a frecuencia 921kHz

Figura 8.14: Respuesta del amplificador - $V_{load}@V_{in}$

Análisis de Resultados

Como se puede observar en las figuras 8.14 la señal que alimenta la carga luego de la inductancia se aproxima a una senoide. Posee además un valor medio de 21,0V lo cual era de esperarse debido a que la otra pata de la carga esta conectada a 20VDC obteniéndose así la media nula en la carga.

8.4. Análisis medición de Potencia Sistema

8.4.1. Ensayo de frecuencia de trabajo en vacío

Objetivo

La primera prueba que se debió ensayar fue la frecuencia de trabajo. Era crítico que el medidor pueda trabajar a 1MHz. Por lo tanto se debía hacer pasar una corriente alterna de frecuencia 1MHz y observar la respuesta de salida del medidor. Con esta prueba se esperaba ver un voltaje sinusoidal a la salida del medidor.

Circuito a Probar

Para esta prueba, simplemente se conectó una resistencia de 1Ω a una señal de frecuencia 1MHz y amplitud cercana a 0,5V.

8.4. Análisis medición de Potencia Sistema

Resultados

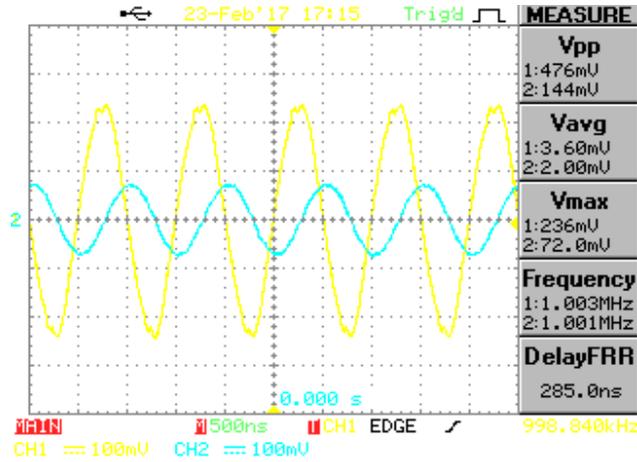


Figura 8.15: Respuesta del medidor de corriente ante una corriente sinusoidal de 1MHz

Análisis de Resultados

En la figura 8.15 se ven dos señales sinusoidales de frecuencia 1MHz. En el canal 1 se encuentra el voltaje de entrada, que alimenta a una resistencia de 1Ω . Se espera ver en el canal 2, una señal sinusoidal de frecuencia 1MHz y de valor de pico igual al valor de pico del voltaje de entrada ajustada por la ganancia del medidor. Cabe destacar que se retiró la señal de continua (mediante un capacitor de desacople) del medidor ya que no será utilizada:

$$V_{op} = \frac{V_i 0,45}{R_{test}} = \frac{0,476 \cdot 0,45}{R_1} = 2,124mV \quad (8.1)$$

En este caso, la amplitud medida es $144mV$, por lo que el error relativo asciende al 33%. Si bien el error es importante, el voltaje de salida es sinusoidal y representativo de la corriente a medir. Se decidió entonces trabajar con este medidor por las ventajas anteriormente descritas. La presentación exhaustiva de resultados no es relevante, ya que esta prueba era para corroborar que el integrado pueda ser utilizado a la frecuencia de trabajo.

8.4.2. Ensayo de medición de corriente en condiciones de trabajo

Objetivo

Luego de desarrollada la placa, se ensayó la medición de corriente hacia la cubeta. Se midió la corriente pasante y el voltaje de salida del medidor. Lo que se espera ver en este ensayo es que ambas señales posean misma frecuencia. Se espera además, que la amplitud de la corriente pasante y la señal de salida del medidor sean proporcionales, con la misma constante de proporcionalidad en todo el rango de frecuencias.

Capítulo 8. Ensayos y pruebas

En este ensayo se realizó un barrido de frecuencia en todo el espectro de interés representado en la figura 8.20.

Circuito de prueba

Se instaló una punta de efecto Hall en serie con el medidor de corriente y se compararon las señales. La punta de efecto Hall utilizada es modelo A6302. La punta va asociada a un equipo que ajusta la señal, modelo Tektronix TM 502A que se conecta al osciloscopio. El osciloscopio debe utilizarse en escala 10mV por división y en el equipo de ajuste se selecciona la escala de corriente a ser desplegada. En este caso, se selecciono 0,5A por división.

8.4. Análisis medición de Potencia Sistema

Resultados

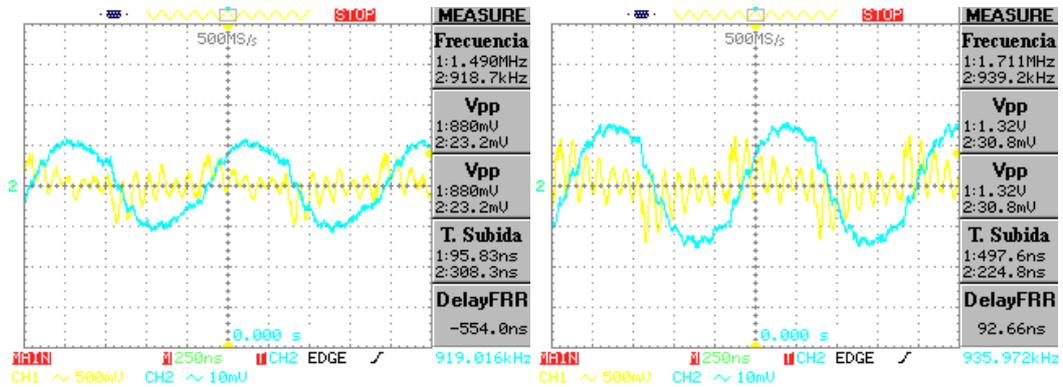


Figura 8.16: Frecuencia cercana a 20kHz

Figura 8.17: Frecuencia cercana a 35kHz

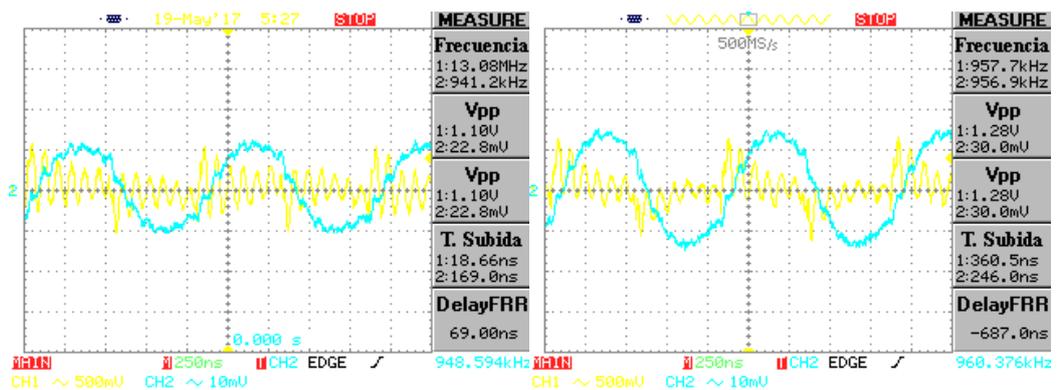


Figura 8.18: Frecuencia cercana a 48kHz

Figura 8.19: Frecuencia cercana a 60kHz

Figura 8.20: Comparación de señal de salida de medidor de corriente contra pinza de efecto Hall.

Análisis de Resultados

La señal de salida del medidor está presente en el canal 1 de color amarillo. En el canal 2 se encuentra la pinza de efecto Hall que tiene por cada 0,5A un voltaje de 10mV. Como en la figura 8.20 la escala del canal 2 es 10mV se ve 0,5A por división.

La primera conclusión que se saca a partir del procesamiento de las imágenes es que la señal de salida del medidor es de la misma frecuencia que la corriente pasante. Esto es lo que esperaba verse y es acorde al trabajo previo.

La segunda conclusión que se saca a partir de estas imágenes, es que el voltaje de salida del medidor no es una señal puramente sinusoidal. Esto no es lo que

Capítulo 8. Ensayos y pruebas

esperaba verse. Es la suma de dos señales sinusoidales, una de la frecuencia de la corriente y la segunda de una frecuencia mayor, en todos los casos de 14 veces la frecuencia base. Esto, si bien es un problema, no afecta la etapa posterior. El amplificador operacional THS4001 de la primer etapa de amplificación, tiene una ganancia por ancho de banda 270MHz. En la configuración de no inversor utilizada, la ganancia es 40, por que el polo del amplificador estará en 6,75MHz. Esto atenúa la señal adicionada. La aparición de la señal inesperada se atribuye como un error del propio medidor. No se logró encontrar otra fuente de error. La salida del medidor esta enclavada en la mitad de su voltaje de alimentación. Cada placa del medidor posee un regulador de tensión al que se le midió la tensión de 5V y la misma no presentaba síntomas de vinculación.

Finalmente debe estudiarse el valor de pico de la corriente. En la tabla 8.1.

Frecuencia(kHz)	Corriente de pico Medida con Medidor Efecto Hall (A)	Corriente de Pico Medida con Medidor (A)	Constante (V/V)
904.1	1.440	1.178	0.8180
919.5	1.220	1.022	0.8377
936.0	1.540	1.466	0.9519
948.6	1.140	1.220	1.072
955.4	1.220	1.220	1.000
971.3	1.420	1.622	1.142

Tabla 8.1: Comparación de corrientes de picos medidas con punta de efecto Hall contra medidor de corriente

Como se evalúa en la tabla 8.1 la variación entre las corrientes de picos medida con la pinza de efecto Hall y con el medidor son dependientes de la frecuencia. Con esto se concluye que el medidor no tiene el comportamiento esperado. Es claro observar que el medidor no soporta las condiciones de trabajo.

La variación de amplitud en la salida, puede deberse a la señal sumada que aparece, por lo que luego del filtrado, la señal de salida estaría correcta. Por la forma de fabricación de la placa, se imposibilitó tomar esta medida.

8.4.3. Medición de potencia entregada a la carga

Objetivo

En este ensayo se relevó la entrega de potencia a la carga. Se espera medir una potencia entregada mayor o igual a 20W.

8.4. Análisis medición de Potencia Sistema

Circuito a probar

Con el mismo circuito montado que en el ensayo 8.4.2, se midió el voltaje y la corriente consumida por la carga en el canal inferior. En este ensayo, se midió el voltaje de pico, la corriente de pico y el desfase entre las señales. Para el cálculo de potencia medida en Watts se utiliza la formula.

$$P = \frac{V_p I_p \cos(\varphi)}{2} \quad (8.2)$$

Resultados

Para este ensayo se presentan los resultados relevados a 933kHz.

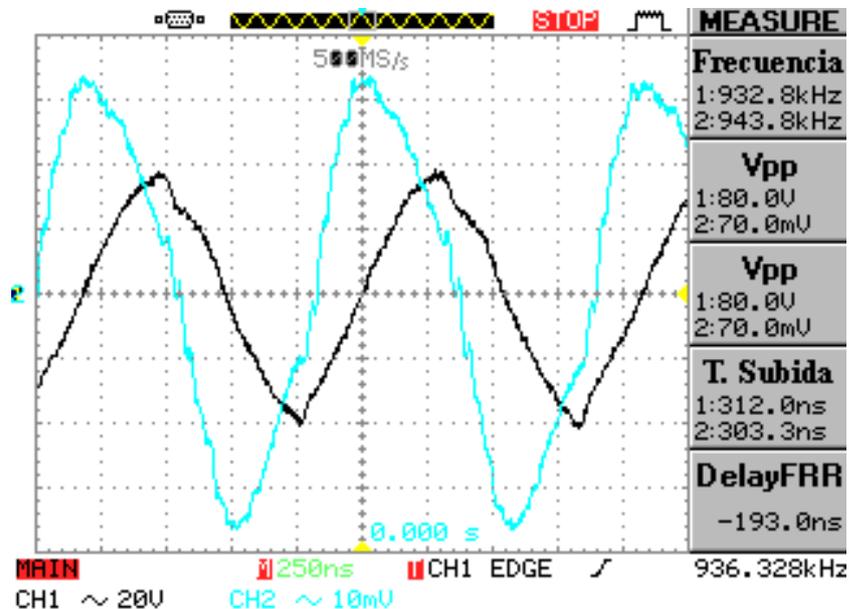


Figura 8.21: Captura de osciloscopio con voltaje y corriente hacia la carga a 933kHz en los canales 1 y 2 respectivamente

Frecuencia (kHz)	Voltaje Pico (V)	Corriente Pico (A)	Desfase (grados)	Potencia (w)
933	40.0	1.75	53.730	20.705

Tabla 8.2: Voltaje y corriente hacia la carga a 933kHz

8.4.4. Análisis de Resultados

Mediante este ensayo se comprueba la entrega de potencia a la carga logrando los 20W propuestos en el alcance inicial del proyecto. Además, se verifica que la

Capítulo 8. Ensayos y pruebas

carga es capacitiva debido a que la corriente se encuentra adelantada al voltaje. Esto es acorde a lo que se asumió a la hora de realizar el filtro.

8.5. Software - Sistema completo

Las pruebas realizadas sobre el software se pueden separar en dos tipos: pruebas sobre el hardware (Arduino Due) y pruebas en la programación y el sistema.

8.5.1. Arduino Due

Se escribió un programa auxiliar, “*manejador_frecuencia*” capaz de interactuar con el usuario a través de la comunicación serial por el puerto USB. Permite realizar un barrido en frecuencia de máxima a mínima o viceversa, configurando el tiempo de barrido, el salto en cada paso o fijar una frecuencia específica. No utiliza la realimentación del medidor de corriente.

Esta función es útil principalmente al momento de relevar las frecuencias máximas y mínimas alcanzables por cada placa, además de servir para pruebas específicas que quiera realizar el usuario.

8.5.2. Sistema completo

Con un canal completamente conectado (fuente, oscilador, amplificador, cubeta, medidor de corriente y Arduino Due), se corre el programa loop 6.3.2 modificado, imprimiendo en el monitor serial de Arduino los valores medidos de corriente y los máximos detectados por el algoritmo.

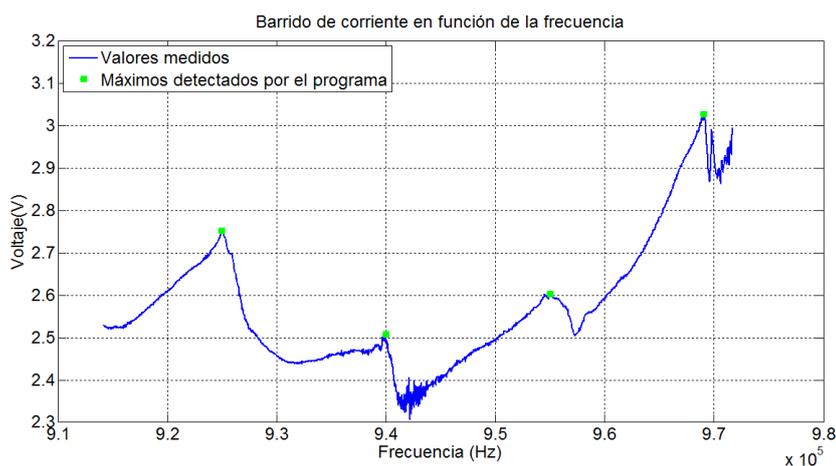


Figura 8.22: Relevamiento y detección de máximos del sistema completo

Se exportan los datos a MatLab (copiando directamente desde la pantalla y pegando en un archivo de texto) y se gráfica el voltaje en función de la frecuencia

8.5. Software - Sistema completo

y las frecuencias a las que se detectaron los máximos, verificando que coinciden como se muestra en la figura 8.22. Luego se dejó corriendo el programa por dos horas, y se verificó observando los valores de lectura, que la salida variaba para mantenerse siempre en el máximo.

Este relevamiento debe ser comparado contra la gráfica de la conductancia de las cerámicas con la cubeta llena de agua, ilustrada en la figura 2.16. Si se observa únicamente el rango de frecuencias de trabajo y se superponen las gráficas mencionadas, se puede observar en la figura 8.23 que los máximos de corriente coinciden con los máximos de admitancia.

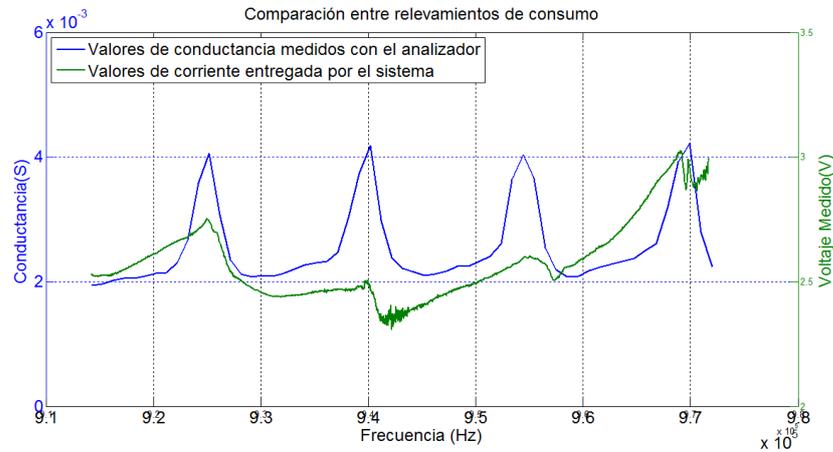


Figura 8.23: Conductancia de la carga vs corriente medida

Se aprecia claramente que los máximos locales en ambos casos se dan en el mismo entorno de frecuencias. La diferencia en las formas de onda se deben a que si bien se consideró que el voltaje en la carga es constante, tiene una mínima variación debido al sobretiro del filtro que produce un mayor consumo de corriente por la resistencia a frecuencias más altas. De todas formas esto no afecta para la detección de máximos locales ya que se encuentran bien diferenciados y a las frecuencias esperadas.

La tabla 8.3 compara los valores de frecuencia a los que se dan los máximos, el error absoluto y el error relativo.

Máximo de Conductancia (Hz)	Máximo de corriente (Hz)	Error absoluto (Hz)	Error relativo (%)
966920	969050	868.9	0.0896
955420	955030	612.6	0.0642
940180	940000	173.7	0.0185
925150	924970	178.6	0.0193

Tabla 8.3: Frecuencias relevadas de admitancia y corriente y los errores asociados

Estos resultados confirman el marco teórico en el que se desarrolló el proyecto y le dan validez a todo el bloque de medición y lectura de la corriente.

8.5.3. Prueba con productos

En cuanto a los resultados en el medio al que se le aplica el ultrasonido, pudo verificarse que en 15 minutos a la frecuencia de resonancia, gran parte de la maicena se va rápidamente al fondo.

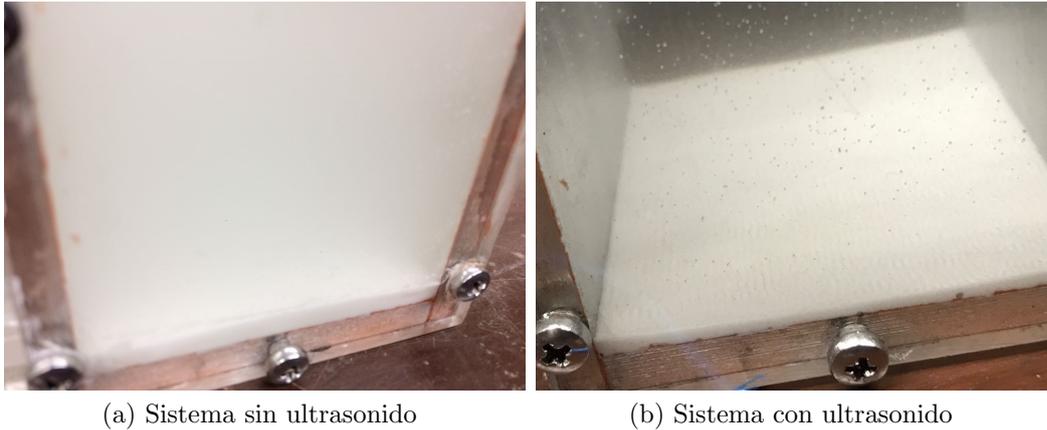


Figura 8.24: Comparación del medio cuando se utiliza o no el ultrasonido

En la figura 8.24 se muestra la diferencia entre aplicar el ultrasonido y no hacerlo. El cambio es notorio a simple vista, concluyéndose así que la aplicación de potencia al medio acelera el proceso de decantación.

Se realizaron ensayos con la cubeta en pasta de aceituna y un amplificador comercial. Durante el mismo, no se visualizaban las líneas de los antinodos de presión. Por lo tanto, se descartó la idea de realizar pruebas con el sistema propio y pasta de aceituna. De acuerdo a lo analizado, lo único que cambiaría en los resultados al utilizarse otro material es la velocidad de la onda en el medio y por lo tanto las frecuencias de resonancia.

Capítulo 9

Conclusiones

9.1. Análisis del sistema

Se considera que el objetivo principal de entregar potencia a un medio a través de una onda ultrasónica sintonizando el lazo en la frecuencia de resonancia del recipiente contenedor fue logrado. Como se aprecia en los ensayos del sistema completo, se logró implementar el hardware y software necesario para medir los máximos de consumo de potencia en un rango de frecuencias para luego mantener la onda de alimentación de la carga en el pico de consumo.

El control de frecuencia se realiza en pasos de 16Hz. Se pudieron medir los picos máximos de consumo con errores relativos menores al 0,0896 %. En el ámbito del control de frecuencia, se concluye que se cumplió con el objetivo trazado.

Se planteó en un principio poder controlar la potencia entregada a la carga. Como se utiliza un amplificador Clase D, la variación de potencia entregada se puede lograr cambiando el voltaje continuo de alimentación de la etapa de potencia. Se cuenta con un convertidor DC-DC para utilizar a modo de prueba en uno de los canales y verificar que la potencia puede ser controlada. Sin embargo, no fue posible implementarlo. Fue prioritario desde un principio alcanzar el valor mínimo de 20W para los 4 canales, lo cual se logra para determinadas frecuencias del rango de trabajo.

En cuanto al filtrado, pudo observarse que los tiempos de filtrado utilizando agua con maicena se reducen al excitar el medio con ultrasonido.

Comparando contra las restricciones planteadas, no se llegó a medir la temperatura, dejándolo como un agregado a futuro.

Si bien no se logró cumplir con la totalidad de los alcances previstos, el proceso de diseño e implementación del proyecto fue muy provechoso en términos académicos. Se reafirmaron conocimientos y se llevó a la práctica conceptos teóricos vistos a lo largo de toda la carrera.

9.2. Trabajo a Futuro

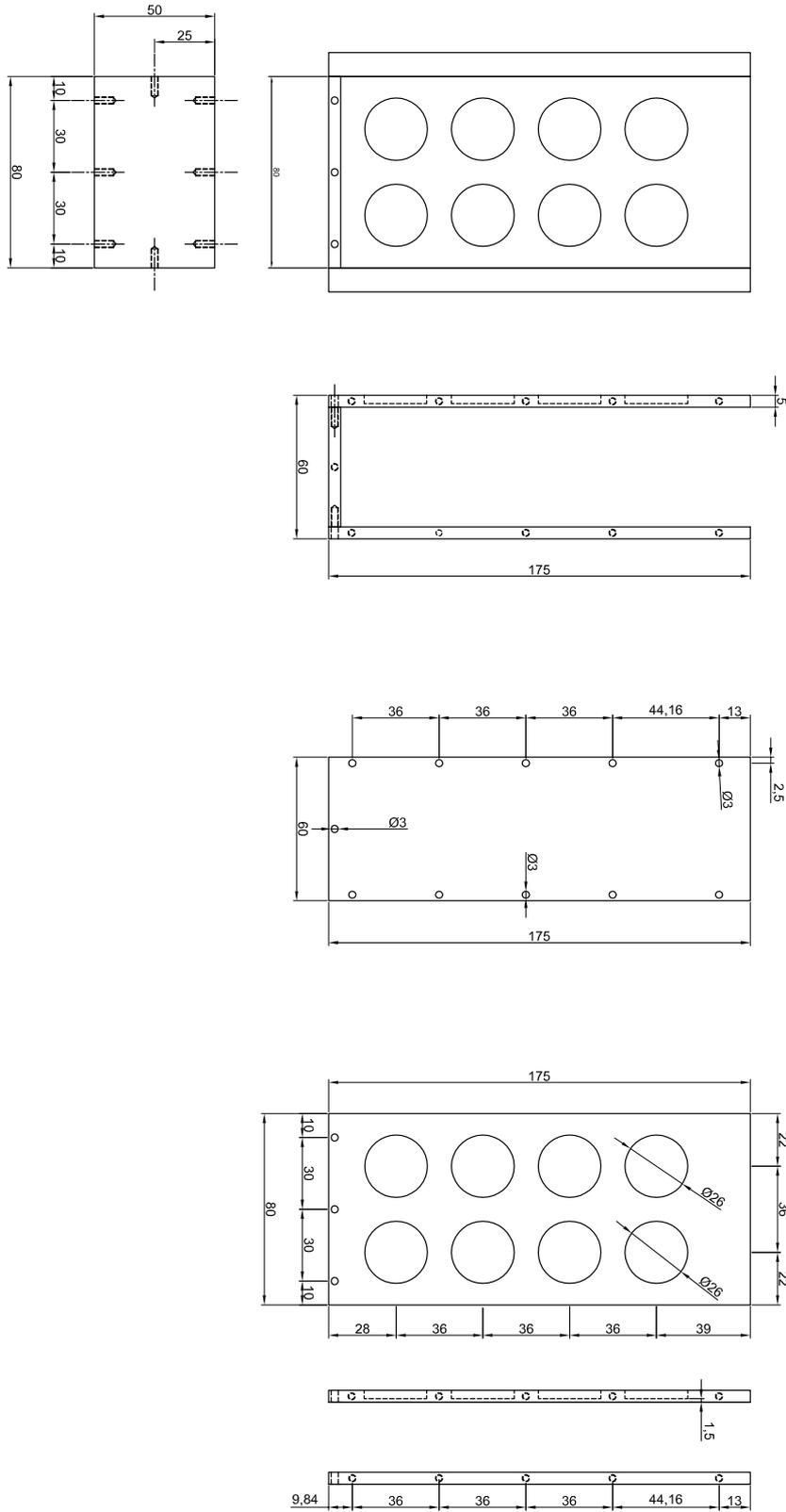
Este proyecto queda abierto a mejoras que se quieran realizar en un futuro. Entre ellas se destacan las siguientes:

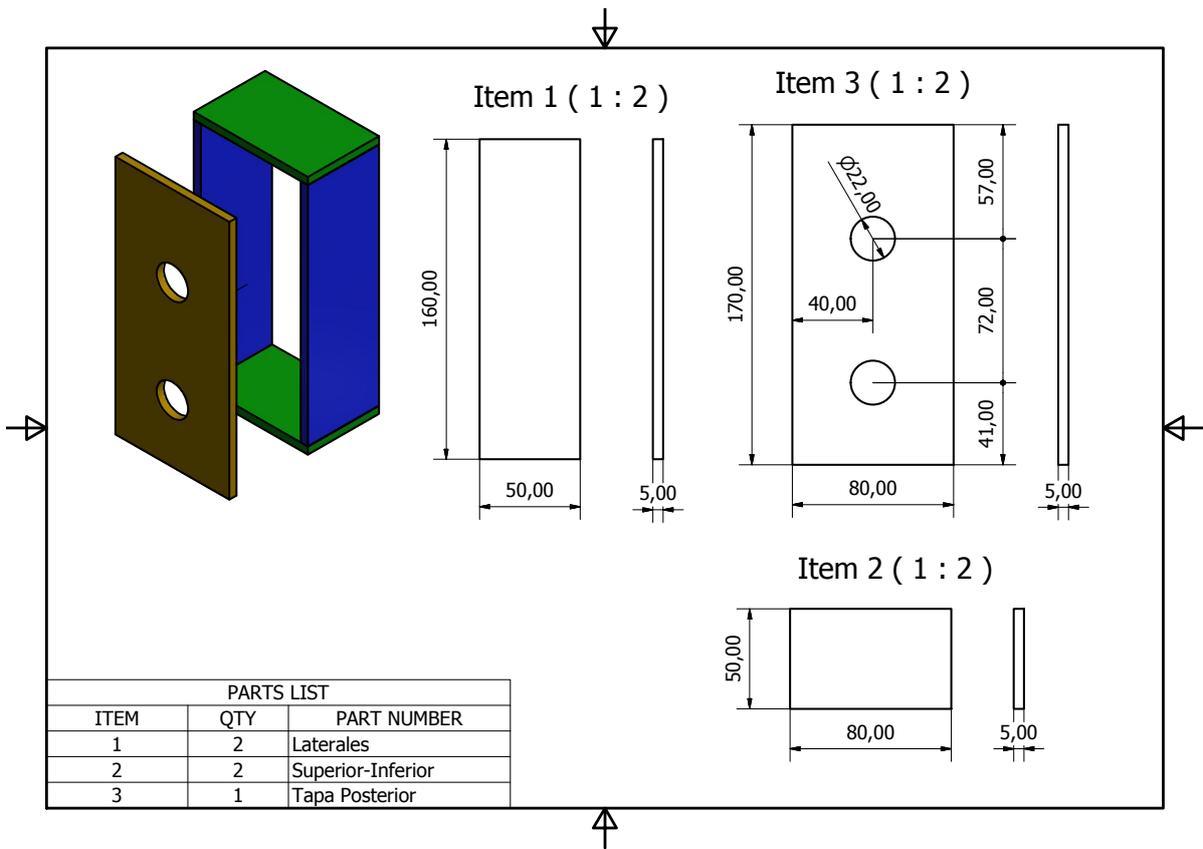
- Utilizar un amplificador operacional rail-to-rail en la placa del oscilador para tener un nivel bajo de señal cuadrada más cercano a $0V$, evitando así el uso de diodos en la placa del amplificador.
- Rediseñar el amplificador para poder entregar más potencia a la carga y mejorar su eficiencia, principalmente en la resistencia del filtro de 50Ω .
- Implementar un control de potencia fiable y controlable por software que permita también saber la potencia entregada en todo momento. Podría implementarse con un controlador DC-DC.
- Rediseñar el método de medición de potencia, ya que actualmente solo se detectan los máximos de consumo.
- Medir la temperatura de la cubeta en 4 alturas (una por canal) y graficarla en el tiempo con el sistema prendido. Estudiar su evolución y definir si es posible aumentar la potencia, o si es necesario disminuirla.

Apéndice A

Dimensiones Cubeta

Apéndice A. Dimensiones Cubeta





Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice B

Picos de Conductancia

Apéndice B. Picos de Conductancia

CANAL INFERIOR		CANAL MEDIO INFERIOR		CANAL MEDIO SUPERIOR	
Valor Conductancia (s)	Frecuencia (Hz)	Valor Conductancia (s)	Frecuencia (Hz)	Valor Conductancia (s)	Frecuencia (Hz)
0.0264	1194600	0.0197	1193300	0.0222	1197100
0.0295	1180600	0.0275	1179300	0.0321	1181800
0.0380	1165400	0.0259	1164200	0.0352	1167900
0.0445	1154200	0.0370	1150500	0.0362	1155500
0.0432	1144400	0.0575	1137000	0.0411	1145600
0.0354	1130900	0.0605	1127300	0.0454	1133300
0.0264	1116400	0.0524	1116400	0.0311	1118800
0.0239	1101000	0.0468	1102100	0.0244	1104500
0.0177	1088000	0.0326	1088000	0.0201	1090400
0.0126	1072900	0.0213	1072900	0.0154	1075200
0.0098	1058100	0.0138	1058100	0.0128	1060300
0.0090	1043400	0.0127	1043400	0.0106	1045600
0.0075	1028900	0.0101	1028900	0.0098	1031100
0.0054	1013600	0.0075	1014700	0.0071	1015800
0.0054	999500	0.0063	999500	0.0066	1001700
0.0047	984600	0.0053	984600	0.0056	986700
0.0042	969900	0.0049	969900	0.0052	972000
0.0040	954400	0.0053	954400	0.0053	956500
0.0042	940200	0.0049	940200	0.0052	942200
0.0041	925200	0.0041	925200	0.0049	927100
0.0038	910400	0.0036	910400	0.0045	912300
0.0037	895800	0.0033	895800	0.0039	896800
0.0041	880600	0.0037	880600	0.0046	882500
0.0043	865600	0.0045	865600	0.0052	867400
0.0037	850800	0.0047	850800	0.0052	852600
0.0035	836300	0.0037	836300	0.0049	838100
0.0034	821200	0.0044	821200	0.0051	823000
0.0035	806300	0.0042	806300	0.0052	808100
0.0037	790900	0.0042	791700	0.0052	793400
0.0040	777400	0.0039	776600	0.0059	779100
0.0040	761700	0.0040	762500	0.0054	765000
0.0046	747900	0.0039	747900	0.0053	749600
0.0046	732800	0.0039	732800	0.0058	720400
0.0048	718000	0.0037	718800	0.0067	705000
0.0057	704300	0.0040	704300		

CANAL SUPERIOR	
Valor Conductancia (s)	Frecuencia (Hz)
0.0208	1184400
0.0198	1171700
0.0228	1158000
0.0231	1151800
0.0196	1144400
0.0199	1140700
0.0235	1137000
0.0212	1129700
0.0220	1122400
0.0214	1115200
0.0257	1109300
0.0370	1097400
0.0327	1092700
0.0294	1084500
0.0456	1069500
0.0555	1061500
0.0320	1047900
0.0189	1033400
0.0130	1017900
0.0100	1003800
0.0085	988800
0.0078	974100
0.0063	958500
0.0062	929100
0.0057	914300
0.0046	899700
0.0041	884400
0.0039	869300
0.0043	854500
0.0048	839900
0.0041	825600
0.0043	810700
0.0042	795200
0.0043	780800
0.0040	766600
0.0037	752000
0.0039	736800
0.0034	721900
0.0036	705800

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice C

Cálculos de Disipador

Apéndice C. Cálculos de Disipador

Your Input: Parametric Values

Material: Aluminum (extruded)
Width: 34 mm
Length: 32 mm

Height: 10 mm
Base Thickness: 2 mm

Fin Thickness: 1 mm
Number of Fins: 12

Calculation Result: Thermal Resistance & Pressure Drop

Airflow Rate	Thermal Resistance	Pressure Drop
0.5 m/s (~100 LFM)	5.26 °C/W	2.5 Pa (0.010 inH ₂ O)
1.0 m/s (~200 LFM)	3.54 °C/W	6.1 Pa (0.024 inH ₂ O)
1.5 m/s (~300 LFM)	2.93 °C/W	10.6 Pa (0.043 inH ₂ O)
2.0 m/s (~400 LFM)	2.58 °C/W	16.0 Pa (0.064 inH ₂ O)
2.5 m/s (~500 LFM)	2.34 °C/W	22.2 Pa (0.089 inH ₂ O)
3.0 m/s (~600 LFM)	2.17 °C/W	29.0 Pa (0.117 inH ₂ O)
3.5 m/s (~700 LFM)	2.03 °C/W	36.6 Pa (0.147 inH ₂ O)
4.0 m/s (~800 LFM)	1.92 °C/W	44.8 Pa (0.180 inH ₂ O)
4.5 m/s (~900 LFM)	1.83 °C/W	53.6 Pa (0.215 inH ₂ O)
5.0 m/s (~1,000 LFM)	1.75 °C/W	63.0 Pa (0.253 inH ₂ O)

Please note some assumptions were made in the calculation:

1. No flow bypassing;
2. Uniform heat spreading over base plate.

For problems involving flow bypassing and base spreading, please use our [Advanced Calculator](#).

Referencias

- [1] Arduino due. <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardDue>.
- [2] Class d amplifier. <https://es.wikipedia.org/wiki/AmplificadorClaseD>.
- [3] Enlace covalente. <https://es.wikipedia.org/wiki/Enlacecovalente>.
- [4] Enlace ionico. <https://es.wikipedia.org/wiki/Enlaceionico>.
- [5] Heatsink calculations. <http://mustcalculate.com/electronics>.
- [6] Materiales policristalinos. <https://es.wikipedia.org/wiki/Policristalino>.
- [7] Modo normal. <https://es.wikipedia.org/wiki/Modonormal>.
- [8] Modulo 1 - clase de transferencia de calor. <https://www.fing.edu.uy/ij/cursos/fister/modulos/tcalor/clases/tc1.pdf>.
- [9] Movimiento armónico simpl.e. <https://es.wikipedia.org/wiki/Movimientoarmonicosimple>.
- [10] Msp430 launchpad g2553. <http://www.ti.com/product/msp430g2553>.
- [11] Pulse width modulation. <https://es.wikipedia.org/wiki/Modulacionporanchopulsos>.
- [12] Raspberry pi 3. <https://www.raspberrypi.org/products/raspberrypi3modelb/>.
- [13] Class d amplifier design basics ii - iar. page 74, 2009.
- [14] Electronics Tutorials Aspen Core. Amplifier classes. <http://www.electronicstutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>.
- [15] Carlos Mario Giraldo Atehortúa, Nicolás Pérez, Marco Aurelio Brizzotti Andradec, Julio Cezar Adamowskia, and Luiz Octávio Vieira Pereirad. Design and implementation of the frequency control in an ultrasonic break water-in-oil emulsion chamber. *Analytica Chimica Acta*, 2014.
- [16] Laszlo Balogh. Design and application guide for high speed mosfet gate drive circuits - texas instruments. *2001 Texas Instruments Power Supply Design Seminar*, page 59, 2001.
- [17] Vrej Barkhordarian. Power mosfet basics. *International Rectifier*, page 13.

Referencias

- [18] Luis Miguel Córdoba Casado. Estudio de la respuesta piezoeléctrica en pvdf. *Ingeniería Industrial. Departamento de Ciencia e Ingeniería de Materiales.*, 2013.
- [19] OKAWA Electric Design. Comparator circuits with hysteresis design tool. <http://sim.okawa-denshi.jp/en/rercal.php>.
- [20] Dragos Ducu. Op amp rectifiers, peak detectors and clamps. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01353A.pdf>.
- [21] A.P. French. Vibraciones y ondas. *MIT, Massachusetts, Cambridge*.
- [22] Michel Goossens, Frank Mittelbach, and Alexander Samarin. Definición de ultrasonido. <https://es.wikipedia.org/wiki/Ultrasonido>.
- [23] Adam Hilger. Ultrasonic transducers for nondestructive testing. *Techno House.*, 2001.
- [24] Honeywell. Hall effect sensing and application. *Freeport, Illinois*.
- [25] Texas Instruments. Voltage spike measurement technique and specification - texas instruments. *SLEA025A*, 2003.
- [26] Texas Instruments. Class-d output snubber design guide. *SLOA201*, page 59, 2015.
- [27] Pablo Juliano, Xin-Qing Xu, Roxana Disela, Nicolás Perez, Piotr Swiergon, Kai Knoerzer, and Maria Antonia Grompone. Acoustic design aspects of megasonic reactors for oils and fat separation. *PROCEEDINGS of the 22nd International Congress on Acoustics.*, 2016.
- [28] Thomas Leong and Pablo Juliano. The effect of megasonic separation on the nutritional and physical properties of food. *Journal of Nutritional Health and Food Engineering.*, 2015.
- [29] The Lab Book Pages. Comparator hysteresis network. <http://www.labbookpages.co.uk/electronics/resNetworks/comparator.html>.
- [30] Antônio Henrique Alves Pereira. Cerámicas piezoeléctricas: funcionamiento y propiedades. *ATCP Engenharia Física*, 2010.
- [31] Yang Boon Quek. Class-d lc filter design. *Texas Instruments*, page 5, 2006.
- [32] Lic. Alina Aulet Ruiz. Cerámicas piezocompocites 1-3 (pzt-polímero) para emisión - recepción de ultrasonidos. *Tesis de Maestría en Física*, page 24, 2001.
- [33] Minoru Toda. Ultrasonic transducer having impedance matching layer. 2001.
- [34] Tim Williams. The circuit designer companion. *Jordan Hill, Oxford*.

Índice de tablas

2.1. Impedancia equivalente calculada de una cerámica no acoplada en la cubeta.	12
2.2. Impedancia equivalente calculada dos cerámicas en paralelo sobre placa de aluminio.	16
2.3. Impedancia equivalente calculada por canal de dos cerámicas pegadas a cubeta vacía.	17
2.4. Impedancia equivalente calculada de cerámicas pegadas a cubeta con agua en su interior	18
2.5. Promedios de distancia entre máximos relativos en frecuencias de la conductancia de la cubeta con agua en su interior.	22
2.6. Diferencia porcentual entre modelos eléctricos equivalentes de impedancias de cubeta con y sin agua	23
4.1. Ganancia del filtro teórico de salida para frecuencias de interés . .	51
4.2. Parámetros para el cálculo de Disipador mosfet.	55
4.3. Elementos utilizados en el amplificador.	56
4.4. Valores teóricos de componentes de amplificador.	56
4.5. Componentes adquiridos para el amplificador.	57
4.6. Parámetros teóricos del filtro construido.	58
4.7. Resistencia del filtro comprada.	58
4.8. Parámetros para el cálculo del disipador de la resistencia del filtro. .	58
4.9. Inductancia del filtro comprada.	59
4.10. Ganancia del filtro simulado de salida para frecuencias de interés. .	62
6.1. Tabla comparativa de posibles controladores.	76
7.1. Lista de Materiales - Oscilador.	85
7.2. Lista de Materiales - Amplificador.	87
7.3. Lista de Materiales - Medidor de Corriente.	89
7.4. Lista de Materiales - Fuente de alimentación.	91
7.5. Tabla de precios.	94
8.1. Comparación de corrientes de picos medidas con punta de efecto Hall contra medidor de corriente	110
8.2. Voltaje y corriente hacia la carga a 933kHz	111
8.3. Frecuencias relevadas de admitancia y corriente y los errores asociados	113

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

1.1. Diagrama de bloques del sistema completo	4
2.1. Diagrama de bloques del sistema - Diseño de cubeta y elección de transductores	7
2.2. Estructura Perovskita de las cerámicas piezoeléctricas PZT por debajo de la temperatura de Curie [30].	8
2.3. Circuito equivalente a cerámica piezoeléctrica cercana a frecuencia fundamental [32].	9
2.4. Impedancia equivalente de una cerámica no montada en la cubeta	11
2.5. Cubeta fabricada, sin cerámicas pegadas.	13
2.6. Propagación de onda longitudinal en una sola dimensión.	13
2.7. Corte transversal de placas de aluminio de cubeta fabricada.	14
2.8. Respuesta en frecuencia para cerámica al aire contra cerámica pegada en placa de aluminio.	15
2.9. Respuesta en frecuencia calculada para cerámica al aire contra cerámica pegada en placa de aluminio.	15
2.10. Respuesta en frecuencia para cerámicas en la cubeta sin agua, por canal.	16
2.11. Respuesta en frecuencia calculada para cerámicas en la cubeta sin agua, por canal.	16
2.12. Respuesta en frecuencia para cerámicas en la cubeta con agua, por canal.	17
2.13. Respuesta en frecuencia calculada para cerámicas en la cubeta con agua, por canal.	18
2.14. Dos ondas sinusoidales exactamente semejantes y la onda estacionaria resultante [21].	20
2.15. Conductancia medida de cubeta con agua	21
2.16. Conductancia Canal Inferior	22
2.17. Conductancia Canal Medio Inferior	22
2.18. Conductancia Canal Medio Superior	22
2.19. Conductancia Canal Superior	22
2.20. Visualización de nodos de presión a frecuencia de máximo consumo de potencia vista superior	23
2.21. Visualización de nodos de presión a frecuencia de máximo consumo de potencia vista lateral	24

Índice de figuras

3.1. Diagrama de bloques del sistema - Oscilador	25
3.2. Esquemático completo del oscilador de onda cuadrada.	26
3.3. Salida de onda cuadrada del XR2206.	27
3.4. Conexiones básicas brindadas por el fabricante.	28
3.5. Circuito comparador de valor de comparación fijo.	30
3.6. Esquemático del comparador con histéresis y salida en función de entrada del mismo.	31
3.7. Voltaje de salida para comparador fijo y con histéresis [29].	31
4.1. Diagrama de bloques del sistema - Amplificador de potencia.	35
4.2. Eficiencia y ángulo de conducción para distintas clases de amplifi- cadores [14].	37
4.3. Amplificador clase A [14].	37
4.4. Amplificador Clase B [14].	38
4.5. Amplificador Clase AB [14].	38
4.6. Esquema amplificador clase D [2].	39
4.7. Comparación de eficiencia típica entre Clase D y AB en la practica [2].	40
4.8. Descripción de operación PWM [13].	42
4.9. Descripción del control ON-OFF [13].	42
4.10. Gráfico de tiempo muerto, con señal de control de MOSFET supe- rior e inferior [13].	43
4.11. Configuración de etapas de salida.	43
4.12. Esquemático de level shifter.	44
4.13. Tiempos de encendido y apagado. Señal de salida.	45
4.14. Representación y estructura de mosfet de potencia.	46
4.15. Resistencia de entrada de gate.	47
4.16. Impedancia térmica efectiva máxima entre juntura-ambiente	48
4.17. Filtro LC para operación single-ended de amplificador clase D con carga puramente resistiva [31].	49
4.18. Sobretiro en función de Q en circuito RLC [31].	50
4.19. Diagrama de Bode del filtro de segundo orden. $Q=\sqrt{2}$, $\omega_0=1,5\text{MHz}$.	51
4.20. Descomposición en frecuencia de onda cuadrada y onda filtrada.	52
4.21. Circuito snubber [26].	53
4.22. Esquemático del circuito amplificador y filtro.	60
4.23. Señales simuladas a frecuencia 1MHz.	61
4.24. Respuesta en frecuencia del filtro simulado en LTSpice.	62
4.25. Corriente por el inductor y potencia disipada en la resistencia.	62
4.26. Señal de entrada y señal de salida.	63
5.1. Diagrama de bloques del sistema - Medidor de corriente	65
5.2. Voltaje de salida ideal de medidor de corriente lineal por efecto Hall [24].	68
5.3. Voltaje en Función de corriente en el pin de Salida V_o del AKM CQ-330G.	70
5.4. Diagrama de bloques del medidor de corriente.	70
5.5. Esquemático de la etapa de medición.	71

6.1.	Diagrama de bloques del sistema - Control de frecuencia	75
6.2.	Diagrama de flujo del detector de máximos.	79
6.3.	Diagrama de flujo del hill climbing para un canal.	80
7.1.	Esquemático	84
7.2.	Diseño de PCB	84
7.3.	Placa armada - vista superior	84
7.4.	Placa armada - vista inferior	84
7.5.	Circuito y diseño en placa de cobre del oscilador.	84
7.6.	Esquemático	86
7.7.	Diseño de PCB	86
7.8.	Placa armada - vista superior	86
7.9.	Placa armada - vista inferior	86
7.10.	Circuito y diseño en placa de cobre del amplificador.	86
7.11.	Esquemático	88
7.12.	Diseño de PCB	88
7.13.	Placa armada - vista superior	88
7.14.	Placa armada - vista inferior	88
7.15.	Circuito y diseño en placa de cobre del medidor.	88
7.16.	Esquemático	90
7.17.	Diseño de PCB	90
7.18.	Placa armada - vista superior	90
7.19.	Placa armada - vista de costado	90
7.20.	Circuito y diseño en placa de cobre de la fuente.	90
7.21.	Arduino Due	93
7.22.	Interruptores de amplificador por canal	93
7.23.	Interruptor general	93
7.24.	Vista general y conectores M12	93
7.25.	Hardware adicional.	93
8.1.	Salida de XR2206 con el voltaje de control a GND	96
8.2.	Onda sinusoidal de salida del XR2206 utilizando el voltaje de control mínimo y máximo.	97
8.3.	Onda cuadrada a la salida del comparador LM7171 utilizando el voltaje de control mínimo y máximo.	98
8.4.	Circuito de prueba - Control Gate Drive	99
8.5.	Comparación señal de entrada y de comando de Gates sin los mosfet conectados	100
8.6.	Señales de control de Gate HO(azul) y LO (amarillo) con los mosfet conectados	100
8.7.	Circuito de prueba - Control Power Mosfet	101
8.8.	Señales de control de Gate vs señal de Salida	101
8.9.	Señal de entrada a driver V_{IN} vs señal de salida V_{HS}	102
8.10.	Circuito de prueba - Ayuda en el apagado	103
8.11.	Efecto del circuito de ayuda en el sistema	103

Índice de figuras

8.12. Ganancia del filtro de salida para los cuatro canales medidor con analizador de impedancias.	104
8.13. Ganancia del filtro de salida para el canal inferior medido con analizador de impedancias.	105
8.14. Respuesta del amplificador - $V_{load}@V_{in}$	106
8.15. Respuesta del medidor de corriente ante una corriente sinusoidal de 1MHz	107
8.16. Frecuencia cercana a 20kHz	109
8.17. Frecuencia cercana a 35kHz	109
8.18. Frecuencia cercana a 48kHz	109
8.19. Frecuencia cercana a 60kHz	109
8.20. Comparación de señal de salida de medidor de corriente contra pinza de efecto Hall.	109
8.21. Captura de osciloscopio con voltaje y corriente hacia la carga a 933kHz en los canales 1 y 2 respectivamente	111
8.22. Relevamiento y detección de máximos del sistema completo	112
8.23. Conductancia de la carga vs corriente medida	113
8.24. Comparación del medio cuando se utiliza o no el ultrasonido	114

Esta es la última página.
Compilado el miércoles 6 diciembre, 2017.
<http://ie.fing.edu.uy/>