

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍAS FÍSICAS Y FORMALES

PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE CONTROLADOR PLL PARA
TRANSDUCTORES DE ULTRASONIDO TIPO LANGEVIN EN BASE A CERÁ-
MICOS PIEZOELÉCTRICOS PZT-4 DE 50W @ 40KHZ CON FUENTE CON-
MUTADA PWM Y SUPERVISADO POR MICRO CONTROLADOR

Tesis presentada por el Bachiller:

DMITRI GUZMÁN SUCLLA FORTES,

*Para obtener el título profesional de
ingeniero electrónico.*

AREQUIPA – PERÚ

2016





INTRODUCCIÓN

El presente trabajo es un esfuerzo en el área del control automático y la electrónica de potencia para accionar a los modernos transductores de ultrasonido a su frecuencia natural de resonancia, los cuales están fabricados en base a cerámicos piezoeléctricos y sirven para convertir la energía eléctrica en mecánica, mediante el fenómeno piezoeléctrico y de forma muy eficiente. La acción de someter a un medio líquido al efecto del ultrasonido de alta intensidad, se conoce como sonicación y produce cavitación acústica, que consiste en la formación, crecimiento e implosión de millones de micro burbujas de vacío dentro del fluido durante una pequeña fracción de tiempo. La presencia de dicho fenómeno le confiere al medio de propagación propiedades exóticas como por ejemplo: propiciar reacciones químicas, incrementa la movilidad de los electrones, acelera procesos de mezclas, disoluciones, funge como catalizador, desaglomerador de sólidos, abrasivo, entre otras propiedades muy apreciadas en procesos industriales. Tales fenómenos no son tema de controversia en este documento, pero a su vez fueron el motivo para desarrollar el presente prototipo, el cual, tiene carácter prospectivo y permitirá estudiar a las propiedades de la mencionada cavitación acústica, por su enorme potencial económico en nuestra realidad nacional. Los transductores de ultrasonido de alta potencia en base a cerámicos piezoeléctricos es una tecnología interesante que, como pocas, tiene tantas aplicaciones como el intelecto pueda concebir, pero con la desventaja de requerir un esfuerzo multidisciplinario para llevar los resultados de laboratorio a escala industrial. Por lo tanto el objeto de este documento, se limita al diseño un sistema de control para superar la dificultad de accionar a los transductores de ultrasonido en su punto de operación ideal conocido como frecuencia natural de resonancia, sin importar las condiciones de carga acústica, a fin de sentar el precedente para futuras investigaciones en base a las propiedades del ultrasonido sin la dificultad antes mencionada e intrínseca de este arte.

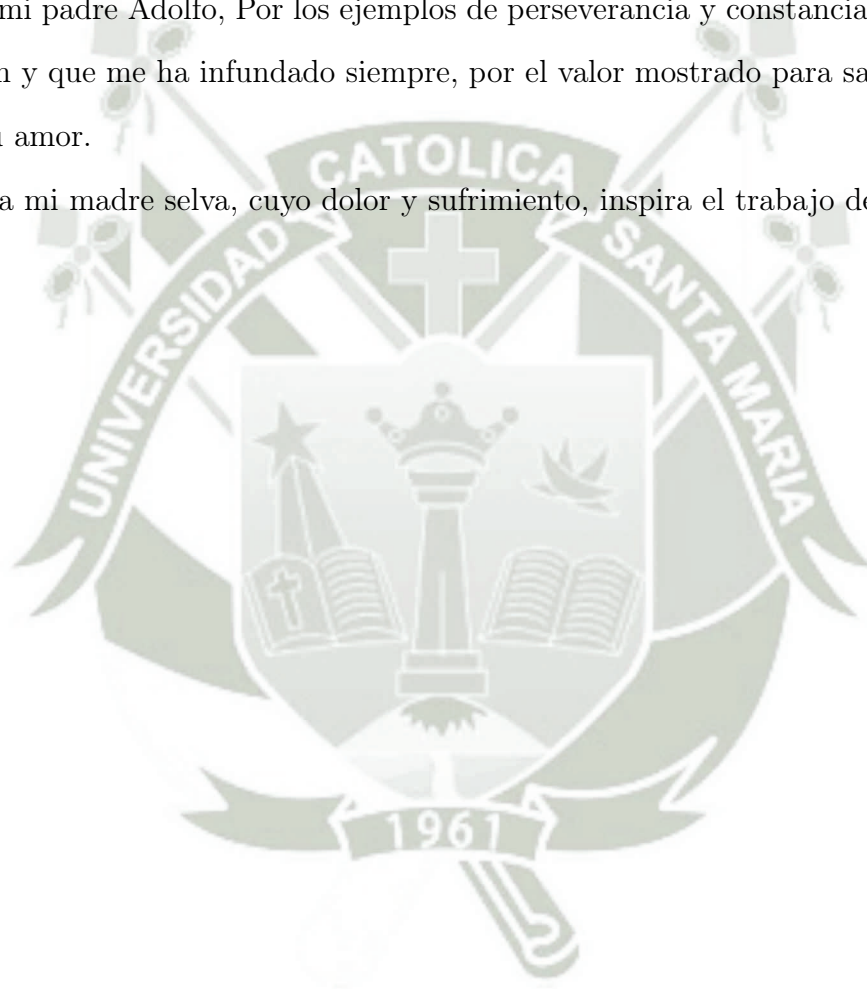
DEDICATORIA

A Dios, Por haberme permitido llegar hasta este punto con salud y por la semilla que me ha enseñado como sembrar.

A mi madre Zelma, Por haberme apoyado en todo momento, por sus consejos, sus valores, por la motivación constante que me ha permitido ser una persona de bien, pero más que nada, por su amor.

A mi padre Adolfo, Por los ejemplos de perseverancia y constancia que lo caracterizan y que me ha infundado siempre, por el valor mostrado para salir adelante y por su amor.

Y a mi madre selva, cuyo dolor y sufrimiento, inspira el trabajo de mi vida.



"Ninguém é tão pequeno que não possa ser importante. Então, me ajude a fazer o melhor que eu posso, aonde eu estou, com o que eu tenho"

Herakut & MCity.

RESUMEN

El tema de discusión del presente trabajo de investigación se enfoca en el diseño e implementación de un sistema de control para superar la dificultad en sintonizar la frecuencia de accionamiento del generador de ultrasonido con la frecuencia natural de resonancia del transductor piezoeléctrico, empleando la técnica del lazo de seguimiento de fase. El sistema se encuentra alimentado por una fuente conmutada PWM, la cual provee el aislamiento galvánico de la red eléctrica, necesaria para proveer seguridad al operador del prototipo construido. Como etapa de potencia se encuentra un inversor en configuración de tipo puente completo el cual entrega una onda de tensión alterna, proporcional en magnitud a la salida de la fuente de alimentación y de frecuencia en función al mando generado por el controlador de fase.

En el Capítulo I, se definen todos los conceptos, fórmulas y procedimientos de diseño necesarios para el desarrollo del resto del documento.

En el Capítulo II, se encuentran todas las operaciones y procedimientos de diseño, a fin de determinar los valores de los componentes necesarios para la implementación funcional del prototipo.

En el Capítulo III, se valió del uso de los instrumentos de medición correspondientes para hacer una evaluación cuantitativa del desempeño de tanto sus etapas por separado, como del prototipo final. Estos datos son presentados en cuadros y figuras para una mejor apreciación.

PALABRAS CLAVE: transductores, ultrasonido, piezoeléctrico, controlador PLL, cavitación acústica, fuente conmutada, inversor de tipo puente completo.

ABSTRACT

The discussion topic of this research focuses on the design and implementation of a electronic system to overcome the plight of driving the piezoelectric transducer into its natural resonance frequency, using the phase locked loop tracking approach. The system is powered by a PWM switching power supply, which provides galvanic isolation from the mains and security to the prototype's operator. As an inverter power stage, a full-bridge configuration delivers a wave proportional in magnitude to the power supply voltage output and the frequency according to the signal generated by the phase locked loop controller.

In Chapter I, all concepts, formulas and design methods required for the development of the document ahead were defined.

In Chapter II, can be found all design operations and procedures to determine the values of the components required for a functional prototype implementation.

In Chapter III, the appropriate measuring instruments were used to make a quantitative assessment of the final prototype performance. These data are presented in tables and figures for its better appreciation.

KEYWORDS: transducers, ultrasonic, piezoelectric, PLL controller, acoustic cavitation, switching power supply, full-bridge inverter.

Índice general

1. Planteamiento Teórico	1
1.1. Identificación Del Problema	2
1.1.1. Variables E Indicadores	3
1.2. Hipótesis	4
1.2.1. Hipótesis Principales	4
1.2.2. Hipótesis Secundarias	5
1.3. Objetivos	6
1.3.1. Objetivo Principal	6
1.3.2. Objetivos Específicos	6
1.4. Marco Teórico	7
1.4.1. Naturaleza Del Ultrasonido	7
1.4.2. Ultrasonidos De Alta Intensidad, Mecanismos y Efectos	10
1.4.3. Materiales Avanzados	18
1.4.4. Conjunto Acústico	31
1.4.5. Consideraciones En Seguridad	41
1.4.6. Generador de Ultrasonido PLL	42
1.4.7. Fuente De Alimentación Conmutada PWM	51
1.4.8. Transformadores	75
1.4.9. Fabricantes Y Proveedores de Transductores Piezoeléctricos	85
1.5. Alcances E Implementación	87
1.5.1. Generador de ultrasonido	87
1.5.2. Planta de proceso	88

2. Planteamiento Operacional	90
2.1. Propuesta Técnica	91
2.1.1. Implementación Estructural	91
2.1.2. Especificaciones Técnicas Del Transductor Piezoeléctrico . . .	91
2.1.3. Metodología de Diseño Electrónico	92
2.2. Diseño Y Dimensionamiento Para Fuente PWM	94
2.2.1. Rectificador de linea y filtro EMI	95
2.2.2. Fuente auxiliar	96
2.2.3. Filtro de salida LC	97
2.2.4. Controlador PWM SG3525A	104
2.2.5. Etapa de Potencia PWM	108
2.3. Diseño Y Dimensionamiento Para Controlador PLL	114
2.3.1. Comparador de fase II	114
2.3.2. Oscilador controlador por voltaje	115
2.3.3. Filtro de lazo	116
2.3.4. Etapa de Potencia PLL	116
2.3.5. Instrumentación Y Procesamiento De Señales	123
2.4. Implementación Del Microcontrolador	125
2.5. Diseño Y Dimensionamiento Para Sonotrodo	128
2.5.1. Transductor Piezoeléctrico	128
2.5.2. Transformador Acústico tipo escalonado	128
2.5.3. Sonda Ultrasónica de Sacrificio	130
2.6. Circuitos Impresos	131
2.6.1. Fuente PWM	132
2.6.2. Controlador de seguimiento de fase PLL	135
2.6.3. Microcontrolador PIC18F2550	137
2.6.4. Lista de materiales BOM	138

3. Análisis de Resultados y Conclusiones	139
3.1. Presentación del prototipo implementado	140
3.1.1. Chasis y montaje	140
3.1.2. Conjunto acústico	141
3.1.3. Tanque de ultrasonido	142
3.2. Instrumentos de medición	142
3.3. Metodología y Protocolo De Pruebas	143
3.3.1. Generador de ultrasonido	144
3.4. Resumen De Costos	153
3.5. Conclusiones	155
3.6. Recomendaciones Finales	156
Bibliografía	158



Índice de figuras

1.4.1. Representación de una onda de presión	7
1.4.2. Onda acústica en a través de diferentes medios.	9
1.4.3. Reactores por ultrasonido mas comunes.	10
1.4.4. La cavitación acústica en mayor detalle.	12
1.4.5. Cavitación acústica.	15
1.4.6. Diferentes geometrías de cerámicas piezoelectricas.	24
1.4.7. Diferentes formas de las ceramicas ferrimagneticas	28
1.4.8. Histéresis característica para materiales magnéticos	29
1.4.9. Partes de un conjunto acústico	31
1.4.10. Partes de un transductor tipo Langevin	33
1.4.11. Modelo equivalente de un transductor piezoeléctrico	35
1.4.12. Diagrama bode para un transductor de Langevin	36
1.4.13. Clases de transformadores acústicos	38
1.4.14. Dimensiones para un transformador acústico	39
1.4.15. Diagrama de bloques para un generador de ultrasonido.	42
1.4.16. Diagrama de bloques para un PLL con bomba de carga.	43
1.4.17. Detector de fase.	45
1.4.18. Diagrama temporal para comparador de fase.	45
1.4.19. Ganancia del oscilador VCO	47
1.4.20. Diagrama funcional IC CD4046B.	48
1.4.21. Inversor de medio puente en base a MOSFET.	51
1.4.22. Diagrama de bloques para una fuente conmutada PWM.	52
1.4.23. Filtro LC y formas de onda.	57

1.4.24. Diagrama de Bode para un filtro de salida LC.	58
1.4.25. Modo de conducción de corriente en inductores.	60
1.4.26. Diagrama de BODE controlador y filtro.	65
1.4.27. Amplificador de error de tipo 2.	66
1.4.28. Curva BH característica para un inductor de choque.	72
1.4.29. Campo magnético en un toróide	74
1.4.30. Ilustracion de un transformador eléctrico con núcleo ferrimagnético.	75
1.4.31. Curva característica B-H	77
1.4.32. Voltaje por segundo y característica B-H para un transformador	79
1.4.33. Dependencia entre restricciones.	82
1.4.34. Transductores comerciales.	86
2.1.1. Fuente conmutada tipo ATX.	93
2.2.1. Circuito esquemático de rectificador y filtro EMI	96
2.2.2. Circuito esquemático de la fuente auxiliar	97
2.2.3. Circuito esquemático para el rectificador y filtro LC.	97
2.2.4. Diagrama de bode para el filtro LC.	103
2.2.5. Circuito esquemático del controlador PWM	104
2.2.6. Circuito esquemático de la etapa de potencia	109
2.3.1. Circuito esquemático del acondicionamiento.	114
2.3.2. Circuito esquemático de la etapa de potencia	117
2.3.3. Circuito esquemático del acondicionamiento	118
2.3.4. Circuito esquemático del transformador de salida	118
2.3.5. Circuito de acondicionamiento de señal de voltaje	124
2.3.6. Circuito de acondicionamiento de señal de corriente	125
2.4.1. Circuito esquemático del acondicionamiento	126
2.6.1. Distribución de componentes de la fuente auxiliar	132
2.6.2. Distribución de componentes de rectificador y filtro EMI	132
2.6.3. Distribución de componentes de la etapa de potencia	133

2.6.4. Distribución de componentes del controlador PWM	133
2.6.5. Distribución de componentes para el rectificador y filtro LC.	134
2.6.6. Circuito esquemático del acondicionamiento	135
2.6.7. Circuito esquemático del acondicionamiento.	135
2.6.8. Distribución de componentes de la etapa de potencia	136
2.6.9. Distribución de componentes del transformador de salida	136
2.6.10. Circuito esquemático del acondicionamiento	137
3.1.1. Fotografía del prototipo terminado	140
3.1.2. Fotografía del conjunto acústico	141
3.1.3. Fotografía del tanque de ultrasonido	142
3.3.1. Formas de onda de la fuente conmutada PWM	146
3.3.2. Respuesta dinámica de la fuente conmutada.	147
3.3.3. Formas de onda del controlador PLL.	148
3.3.4. Formas de onda del controlador PLL	149
3.3.5. Formas de onda para la etapa de potencia PLL	151

Índice de cuadros

1.1. Definición de variables e indicadores.	3
1.2. Elementos químicos semiconductores	22
1.3. Selección del material para una sonda de ultrasonido.	37
1.4. Topologías en fuentes conmutadas con aislamiento	55
1.5. Controladores PWM en circuitos integrados.	64
1.6. Ubicación de las raíces del amplificador de error	67
1.7. Ganancias y atenuaciones de las diferentes etapas del sistema	68
1.8. Retardo de fase sobre un filtro LC	69
1.9. Efecto de una raíz sobre la fase del sistema.	70
1.10. Retardo de Fase en un amplificador tipo 2.	71
1.11. Propiedades de materiales ferromagnéticos.	73
1.12. Fabricantes actualmente disponibles.	85
2.1. Especificaciones técnicas para el transductor piezoeléctrico	92
2.2. Especificaciones Técnicas para la fuente PWM.	95
2.3. Especificaciones eléctricas de la fuente auxiliar.	96
2.4. Corriente y voltaje en la bobina de choque.	98
2.5. Geometría del núcleo T-90-26.	99
2.6. Parámetro eléctricos de filtro LC.	102
2.7. Especificaciones técnicas del transformador para fuente PWM.	109
2.8. Geometría del núcleo ferrimagnético EI-33.	110
2.9. Especificaciones del transformador de pulso para fuente PWM.	112
2.10. Geometría del núcleo ferrimagnético EE-16.	113

2.11. Especificaciones técnicas del transformador para Controlador PLL.	119
2.12. Geometría del núcleo ferrimagnético EI-33.	120
2.13. Especificaciones del transformador de pulso PLL.	122
2.14. Geometría del núcleo ferrimagnético EE-16.	122
2.15. Lista de entradas del microcontrolador PIC18F2550	126
2.16. Lista de salidas del microcontrolador PIC18F2550	127
2.17. Especificaciones para el Transformador Acústico	128
3.1. Instrumentos de medición empleados	143
3.2. Protocolo de pruebas para la fuente de alimentación	144
3.3. Resumen de costos	154



CAPÍTULO 1

Planteamiento Teórico



Contenido

1.1. Identificación Del Problema	2
1.2. Hipótesis	4
1.3. Objetivos	6
1.4. Marco Teórico	7
1.5. Alcances E Implementación	87

1.1 Identificación Del Problema

Desde el punto de vista del control automático, el problema fundamental en el área de los transductores piezoeléctricos, consiste en la dificultad en ubicar la frecuencia óptima de operación debido a su naturaleza impredecible. Llamada también frecuencia natural de resonancia existen innumerables factores que influyen en este parámetro, es importante mencionar que la desviación en el punto óptimo de operación es naturaleza no lineal y de gran complejidad, además la operación fuera de resonancia a largo plazo se traducirá en un deterioro de sus propiedades piezoeléctricas dejando inservibles a los transductores mencionados. La principal deficiencia de los sistemas que emplean piezoeléctricos como elementos primarios en la actualidad es que son accionados a lazo abierto, lo que quiere decir, que excitan al piezoeléctrico a una frecuencia fija, sin tener en cuenta que dicha frecuencia es afectada por la impedancia acústica del medio en el cual se propagan las ondas entre otros, tal situación provoca que los piezoeléctricos no conviertan la energía eléctrica en vibraciones acústicas tan eficientemente como podrían teniendo como consecuencia la necesidad de emplear mayor cantidad material piezoeléctrico para obtener los mismos resultados. Las diversas aplicaciones industriales de estos dispositivos electromecánicos no son tema de controversia en este documento pero a su vez justifican, holgadamente, la necesidad de implementar un sistema electrónico capaz de superar este inconveniente intrínseco a este arte, debido a que su aprovechamiento aplicado a nuestra realidad tendría un impacto directo y el potencial de engendrar numerosas patentes industriales.

Por lo antes mencionado el problema puntualmente se resume en la dificultad en accionar a los transductores piezoeléctricos de ultrasonido a su frecuencia natural de resonancia en todo momento, sin importar las condiciones de carga y a una potencia adecuada.

1.1.1 Variables E Indicadores

En el cuadro 1.1, se definen y resumen las variables e indicadores involucrados en el desarrollo del presente trabajo de investigación en función al problema planteado.

Definición de Variables	Definición Nominal	Definición Operacional	Definición de indicadores
Variables dependientes.	Angulo de Fase.	Angulo de Fase entre voltaje y la corriente en el transductor piezoeléctrico.	Valor de angulo de la fase, medido en radianes.
	Potencia de salida.	Potencia suministrada por la fuente de alimentación.	Valor de tensión en voltios, a la salida de la fuente de alimentación.
Variables independientes.	Frecuencia Natural de resonancia.	Es un estrecho margen de frecuencias donde el piezoeléctrico transduce la mayor cantidad de energía.	La condición de fase nula indica que el sistema opera en su frecuencia natural de resonancia.

Cuadro 1.1: Definición de variables e indicadores.

1.1.1.1 Variables

Las variables dependientes mencionadas en el cuadro 1.1, son presentadas en mayor detalle.

- Angulo de Fase: Es la variable principal a controlar, la cual es dependiente exclusivamente de la frecuencia a la cual el transductor es excitado.
- Potencia Consumida por el transductor: Es la potencia con la que se esta excitando al transductor, depende únicamente del valor de tensión proporcionado por la fuente de alimentación cuando el piezoeléctrico se encuentra accionado en su frecuencia de resonancia.

A continuación se detallan las variables independientes mencionadas en el cuadro 1.1:

- Frecuencia natural de resonancia: Es un rango muy estrecho de frecuencias donde el transductor piezoeléctrico convierte la mayor cantidad de energía eléctrica en mecánica.

1.1.1.2 Indicadores

Los indicadores de las variables dependientes mencionadas en el cuadro 1.1, son presentadas en mayor detalle:

- Angulo de fase. Indica la respuesta en frecuencia, es decir, la cantidad de retraso o adelanto que sufre la corriente respecto del voltaje .
- Voltaje en la salida de la fuente de poder. Esta amplitud es proporcional a la potencia siempre y cuando el transductor piezoeléctrico esta siendo accionado a su frecuencia natural de resonancia.

A continuación se detallan los indicadores de las variables independientes mencionadas en el cuadro 1.1:

- Fase nula. Esta condición es el mejor indicador de que el transductor de ultrasonido se encuentra operando a su frecuencia natural de resonancia.

1.2 Hipótesis

1.2.1 Hipótesis Principales

- Es posible accionar a un transductor piezoeléctrico en su frecuencia natural de resonancia en todo momento mediante el uso de un controlador de seguimiento

de fase PLL, tomando en cuenta que la fase nula entre la onda de voltaje alterna entre sus terminales y la corriente consumida indica la condición óptima de trabajo conocida como resonancia.

- Es posible variar la potencia acústica a la salida del transductor al ajustar la amplitud del voltaje suministrado por la fuente mediante la técnica del control PWM.

1.2.2 Hipótesis Secundarias

- El prototipo podrá determinar el punto de mayor eficiencia o frecuencia natural de resonancia mediante un sistema de control electrónico de seguimiento de fase, osciladores controlados por voltaje y una etapa de potencia especialmente diseñada para lograr aislamiento galvánico de la línea eléctrica, proporcionando la seguridad necesaria propias de buenas practicas de diseño electrónico.
- Es posible lograr la cavitación acústica mediante la disposición conveniente de transductores piezoeléctricos tipo Langevin en un tanque de acero inoxidable donde se suscitaran los fenómenos objeto de estudio posteriores al presente.
- Es posible diseñar un conjunto acústico hecho en aluminio, capaz de transferir la potencia de la fuente PWM, hasta el medio líquido en forma de ultrasonido, para observar los fenómenos que allí se suscitan.
- Mediante la implementación de este prototipo será posible estudiar en un ambiente controlado a los efectos del ultrasonido y la cavitación como su principal fenómeno y su posible aplicación en procesos productivos comunes en nuestra realidad, con un especial potencial para obtener patentes industriales.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo Principal

- El presente proyecto tiene como objetivo, desarrollar un prototipo capaz de accionar a los mencionados transductores piezoeléctricos a su frecuencia natural de resonancia, en todo momento y condición de carga, mediante la implementación de un controlador de seguimiento de fase PLL, un controlador PWM y un microcontrolador como interfaz de usuario, para ser usado como punto de partida para trabajos posteriores.

1.3.2 Objetivos Específicos

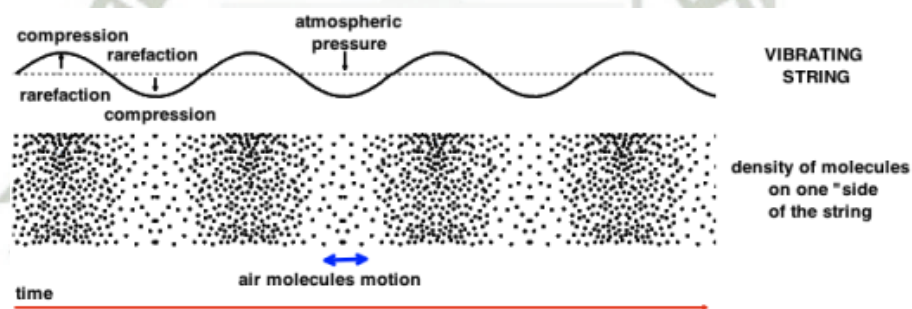
- Diseñar e implementar un control de seguimiento de fase PLL para accionar a los transductores piezoeléctricos a su frecuencia natural de resonancia y corroborar que la fase nula indicador valido de esta condición.
- Diseñar una fuente conmutada PWM regulable, para proveer la cantidad energía necesaria a la etapa de potencia y el aislamiento galvánico necesario para la seguridad del operador según las buenas practicas de diseño en dispositivos de potencia en concordancia con las normas reguladoras en la materia.
- Proponer un método práctico para el diseño de transformadores para alta frecuencia con núcleo ferromagnético, indispensables para este arte.
- Lograr la cavitación acústica y demostrar que se puede operar en su punto óptimo de trabajo independientemente de las condiciones de carga acústica del transductor.
- Obtener en beneficio, un sistema electrónico versátil, confiable y sobre todo

seguro, para ser usado como punto de partida en proyectos futuros con aplicaciones más específicas.

1.4 Marco Teórico

1.4.1 Naturaleza Del Ultrasonido

El ultrasonido es una clase de onda mecánica longitudinal cuya frecuencia de vibración es mayor a los 20KHz ciclos por segundo, por ese motivo es imperceptible para el oído humano. Desde un punto de vista técnico, ofrece ciertas ventajas: puede ser dirigido como un haz, cumple las leyes de reflexión y refracción pudiendo ser reflejado por objetos de pequeño tamaño [1].



Fuente: Disponible en línea

<http://support.ircam.fr/docs/AudioSculpt/3.0/res/molecules.png>

Figura 1.4.1: Representación de una onda de presión longitudinal.

Sin embargo, también tiene limitaciones: se propaga muy poco a través de medios gaseosos y la cantidad de energía acústica reflejada depende de las desigualdades acústicas del medio. Si se considera cualquier clase de sonido como una onda de presión, su propagación unidimensional estará gobernada por una expresión de la forma:

$$\frac{\partial p}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (1.4.1)$$

Donde c es la velocidad con la que se propaga la en un medio y depende de las propiedades acústicas del mismo; por ejemplo, el sonido se propaga más rápido en sólidos que en líquidos y a su vez se propaga más rápidamente líquidos que en gases. Puede asumirse que la solución de la ecuación anterior 1.4.1 es de la forma:

$$p(x, t) = p_o \cos(kx - \omega t) \quad (1.4.2)$$

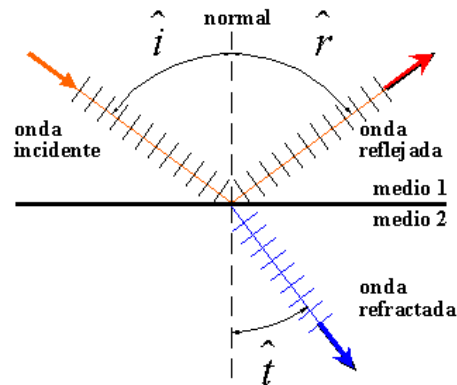
En la ecuación 1.4.1, p_o representa el valor absoluto de la amplitud de presión; ω , es la frecuencia angular y se relaciona con la frecuencia en el dominio del tiempo, mediante $\omega = 2\pi f$, donde la variable k tiene varias denominaciones: constante de propagación, número de onda o frecuencia espacial; esta última es la más indicada en el contexto de la ecosonografía ultrasónica y está relacionada con la longitud de onda por medio de la expresión:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.4.3)$$

Un ciclo de onda es una combinación de alta presión compresión y baja presión o rarefacción asimismo, la distancia entre dos puntos de compresión o rarefacción se denomina longitud de onda. La frecuencia se refiere al número de ciclos por unidad de tiempo y se relaciona de forma inversa con la longitud de onda; aumentos de frecuencia se traducen en disminución de la longitud de onda [1].

$$Z = \rho c \quad (1.4.4)$$

La reflexión o eco es la porción de energía acústica que retoma desde la frontera de un medio con cierta impedancia, mientras que la refracción o transmisión es el cambio de dirección que experimenta una onda cuando ésta pasa de un medio de cierta impedancia a otro con distinta impedancia.



Fuente: disponible en línea http://datateca.unad.edu.co/contenidos/208030/Material_Didactico/26_ComportamientoOnda.png

Figura 1.4.2: Comportamiento de una onda cuando se propaga a través de medios diferentes.

Donde la impedancia acústica de los diferentes medios se puede definir como:

$$Z_1 = \rho_1 c_1 \quad (1.4.5)$$

$$Z_2 = \rho_2 c_2 \quad (1.4.6)$$

La atenuación es la disminución que experimentan la amplitud de la presión y la intensidad de una onda acústica cuando se propaga a través de un cierto medio y se expresa como:

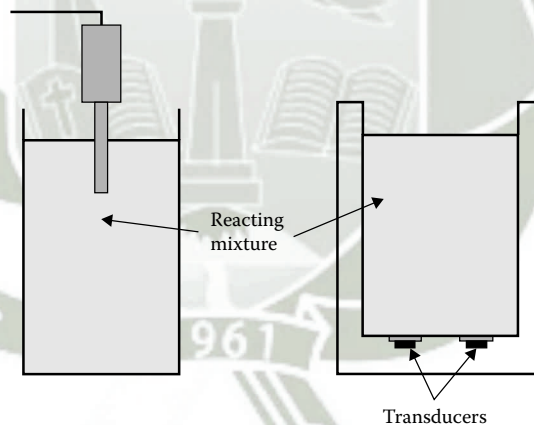
$$I = I_0 e^{-ax} \quad (1.4.7)$$

Donde, a es el coeficiente de atenuación, x es la distancia recorrida por la onda acústica y aquí es de interés práctico para comprender que el campo del efectivo ultrasonido estará limitada por las características intrínsecas al medio en el cual este se propaga [1].

1.4.2 Ultrasonidos De Alta Intensidad, Mecanismos y Efectos

Los efectos y mecanismos del ultrasonido de alta intensidad no son tema de controversia para el presente trabajo de investigación debido a que su estudio es abordado por disciplinas diferentes al control automático, por lo tanto solo se mencionan, pero sin restar importancia a estos interesantes fenómenos que fueron el motivo para realizar este trabajo de investigación.

Para observar los efectos de esta forma de energía en condiciones de laboratorio, es necesario primero transmitir la energía del ultrasonido al medio de propagación de forma eficiente, para este fin se emplea un sistema conocido comercialmente en este arte como reactor o procesador por ultrasonido. Se destacan dos técnicas básicas que se caracterizan por la forma en que se configuran a las fuentes de ultrasonido y que han sido ilustradas en la figura 1.4.3, estos conceptos han sido descritos por el autor en [2, Chap. 11.2.1], a quien se hace referencia para esta subsección.



Fuente: Ultrasonics fundamentals, technologies, and applications [2, Fig. 11.1]

Figura 1.4.3: Reactores por ultrasonido mas comunes. A la izquierda un reactor de tipo sonda mientras que a la derecha un reactor tipo tanque de ultrasonido.

Ademas es importante describir las principales características de estos dos tipos básico de reactores como lo menciona Perkins en [3, pp. 1-2], a continuación se describen:

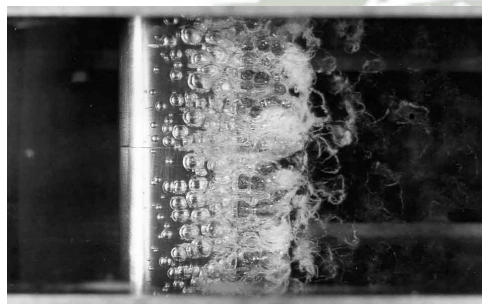
- Reactor tipo sonda: Esta técnica permite entregar una gran cantidad de potencia a un volumen pequeño de líquido debido a que usa un transformador acústico o sonda para enfocar y conducir la energía del ultrasonido.
- Reactor tipo baño ultrasónico: Esta configuración permite conducir la energía del ultrasonido a través de un volumen de líquido mucho mayor a una potencia menor.

En años recientes estos diseños básicos han sido modificados para dar paso a técnicas que puedan ser llevadas a escala industrial en función a resultados obtenidos en condiciones de laboratorio en primera instancia, por lo tanto el presente trabajo está orientado a la investigación de los efectos del ultrasonido en procesos conocidos con potencial para su mejora y el desarrollo de nuevos procesos. Indiferentemente de la técnica usada, estos reactores están conformados tres partes claramente reconocibles como lo propone Suaste en [4, Chap. 7] y que a continuación se mencionan:

1. Generador de ultrasonido: Es un conjunto de circuitos y materiales avanzados que sirven para generar una señal adecuada para excitar al transductor piezoeléctrico a su frecuencia natural de resonancia.
2. Conjunto acústico: Está compuesto por el transductor piezoeléctrico el cual, convierte la energía eléctrica en mecánica usando el fenómeno piezoeléctrico inverso, en conjunto con el transformador acústico quien amplifica y acondiciona la potencia acústica de forma útil.
3. Tanque de reacción: Es el contenedor que alberga al líquido al cual se le aplican el ultrasonido de potencia para observar y/o aprovechar los fenómenos que allí se suscitan.

1.4.2.1 La cavitación acústica y el ultrasonido de alta intensidad

Cuando ondas de ultrasonido atraviesan un medio líquido con suficiente intensidad, estas promueven una serie de efectos observables, donde la cavitación destaca como principal mecanismo mediante el cual estos fenómenos ocurren. El proceso físico de la cavitación consiste en la formación de cavidades llenas de vapor en un medio líquido debido a la presencia de una onda de presión de magnitud lo suficientemente grande para que en los puntos de rarefacción sea inferior a la presión de vapor, ocasionando una rápida transición de fase líquida a gaseosa mientras que en los puntos de compresión la presión se incrementa sobre la presión de vapor del líquido en cuestión, obteniendo como resultado que las burbujas de vapor antes mencionadas vuelvan a su fase líquida de forma instantánea en una violenta implosión. Es importante tener en cuenta la gran diferencia de volumen entre la fase gaseosa y líquida de un mismo compuesto, para entender la importancia de este fenómeno. Al producirse la implosión, se puede alcanzar una temperatura de $5500\text{ }^{\circ}\text{C}$ y hasta 1000 atmósferas de presión por un instante muy pequeño y de tal forma que no se transfiere calor al medio líquido. Por una parte la liberación abrupta de esta energía produce un efecto abrasivo mientras que por otra ofrece exóticas condiciones para la interacción entre materia y energía [5, 6].



(a) Transductor piezoeléctrico ocasionando cavitación acústica.



(b) Implosión de una cavidad en cercanía a una superficie.

Fuente: Disponible en línea, <http://evoclean.gr/en/ultrasonic-cleaning/>

Figura 1.4.4: La cavitación acústica en mayor detalle.

Existen dos tipos de colapso de una cavidad o burbuja, cuando una burbuja se forma alejada de cualquier tipo de superficie, la cavidad esférica permanece durante el colapso debido a que su entorno es uniforme. A este tipo de colapso se le llama simétrico en el cual se genera una onda de choque que se propaga en todas direcciones. Cuando se produce la cavitación en un líquido cerca de una superficie sólida, la dinámica del colapso de la cavidad cambia; cuando una burbuja implosiona cerca de una superficie, generalmente aparece el llamado colapso asimétrico, esto se debe, a que la superficie ofrece resistencia al flujo de líquido del lado de la pared y como resultado se da una irrupción del líquido generado principalmente por el lado de la burbuja que se encuentra alejada de la superficie formando un chorro de líquido de gran alcance y velocidad que se dirige a la superficie sólida.

1.4.2.1.1 Antecedentes

En 1754 Euler predijo teóricamente este fenómeno, pero solo en 1894 Sir John I. Thornycroft y Sydney W. Barnaby notaron una severa vibración y erosión en las hélices propulsoras a las cuales atribuyeron a la formación e implosión de cavidades en el agua que por la presión del movimiento de los enormes propulsores durante las pruebas de los primeros destructores británicos, más tarde el comisionado naval Lord Rayleigh estudio el tema en 1917, confirmando la hipótesis antes mencionada. Desde entonces ha sido una restricción ingenieril de gran relevancia [6].

1.4.2.1.2 Tipos y origen de la cavitación

De acuerdo a como la cavitación es producida existen cuatro tipos según su origen [7], a continuación podemos mencionarlos:

Cavitación Hidrodinámica

Es un efecto hidrodinámico que se produce cuando, el agua o cualquier otro fluido en estado líquido, pasa a gran velocidad por una arista afilada o un súbito cambio de dirección; se observa una descompresión del fluido. Este fenómeno se explica mediante los siguientes efectos del principio de la conservación de la energía

[8, 9]:

- Efecto Venturi: En el interior de un conducto cerrado, la presión estática de un fluido en movimiento disminuye cuando aumenta su velocidad, en ciertas condiciones, cuando el aumento de velocidad es muy grande, se llegan a producir presiones negativas formando cavidades en el líquido.
- Principio de Bernoulli: La energía potencial, gravitacional y cinética, para un flujo laminar ideal permanece constante a lo largo su trayectoria.

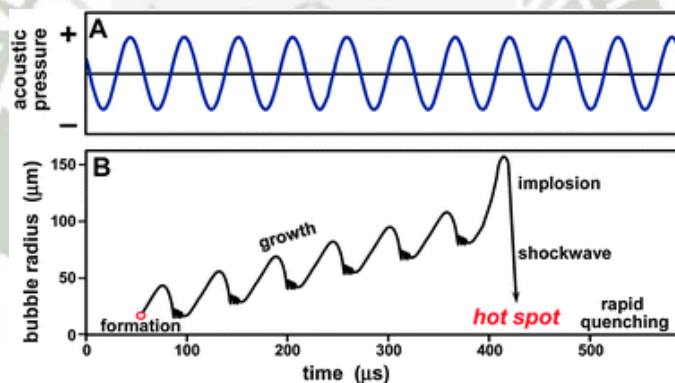
Al aumentar la velocidad del fluido la presión tenderá a caer, a razón congruente con el principio de Bernoulli, para mantener constante la energía del fluido, para entender mejor esto nos referimos al trinomio de Bernoulli, definido por la siguiente expresión:

$$\frac{v^2}{2g} + h + \frac{P}{\rho g} = K \quad (1.4.8)$$

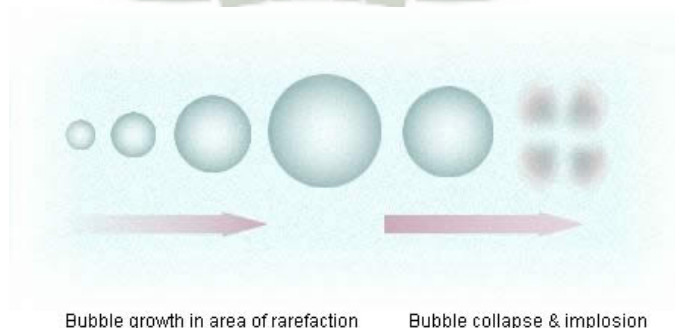
Es posible que la descompresión alcance una magnitud suficiente como para superar la presión de vapor del líquido de tal forma que las moléculas que lo componen cambian inmediatamente a estado de vapor, formándose burbujas o dicho con propiedad, cavidades. Las burbujas formadas viajan a zonas de mayor presión e implosionan es decir el vapor regresa al estado líquido de manera súbita, aplastándose bruscamente y ocasionando una estela de gas y un arranque de material de la superficie que origina este fenómeno. La implosión causa ondas de presión que viajan en el líquido viaja a velocidades próximas a las del sonido, es decir independientemente del fluido la velocidad adquirida va a ser próxima a la del sonido. Estas pueden dispersarse en la corriente del líquido o pueden chocar con una superficie. Si la zona donde chocan las ondas de presión es la misma, el material tiende a debilitarse y se inicia una erosión que, además de dañar la superficie, provoca que ésta se convierta en una zona de mayor pérdida de presión y por ende un foco de formación de burbujas de vapor.

Cavitación Acústica

La irradiación de un líquido con sonido de suficiente presión provoca la formación e implosión de burbujas de gas. Este proceso se conoce como cavitación acústica, los avances en a la ciencia de los materiales, hizo posible la reproducción controlada de este fenómeno para aprovechar sus propiedades, antes indeseadas, pero que ahora toman nueva importancia y así como toda forma de energía, el ultrasonido es propagado por medio de una serie de ondas de compresión y rarefacción inducidas en las moléculas del medio a través del cual pasa. Con suficiente potencia en cada ciclo de rarefacción puede exceder las fuerzas de atracción de las moléculas del líquido y las burbujas de cavitación se formarán. Después de algunos ciclos tomando algo de gas diluido del medio Estas burbujas crecerán hasta alcanzar un tamaño de equilibrio en el que la frecuencia de resonancia de la burbuja con la frecuencia del sonido aplicado coinciden [10].



(a) Tamaño de cavidades en presencia de un campo acústico.



(b) Proceso de implosión de una cavidad.

Fuente: *Sonochemistry* [10, pp.518, Fig.1]

Figura 1.4.5: Proceso de la cavitación en presencia de un campo acústico.

El campo acústico experimentado por la burbuja no es estable debido a la interferencia de otras burbujas que se forman y resuenan a su alrededor. Como resultado algunas burbujas sufren una expansión repentina hasta alcanzar un tamaño inestable para luego colapsar violentamente. La intensidad de la aceleración es uno de los factores más importantes que influyen en la eficiencia de la transformación de la energía en cavitación. Una mayor aceleración permite mayores diferencias de presión. Esto, a su vez aumenta la probabilidad de la creación de burbujas de vacío en los puntos de compresión y rarefacción de las ondas que se propagan a través del líquido. Por lo tanto, cuanto mayor es la aceleración mayor la energía que se transforma en cavitación. En el caso de un transductor ultrasónico, la intensidad de la aceleración es descrito por la amplitud de la oscilación y su frecuencia [10].

Cavitación Óptica

La cavitación óptica es generalmente inducida por láser de pulsos cortos enfocados sobre los líquidos. La intensidad de la luz en el foco. Debido al alto coeficiente de absorción del plasma en la región del visible, se puede calentar rápidamente alcanzando temperatura del orden de 7000 a 10000 Kelvin y presiones encima del orden de los mega pascales. Lo anterior induce a las condiciones para la rápida formación de vapor de agua que a su vez produce ondas de choque acústicas audibles cuando se implosionan.

La cavitación inducida por láser pulsado ha sido examinada en los laboratorios para estudiar el comportamiento en cavitación, tanto en una sola burbuja como en múltiples burbujas, bajo condiciones controladas. Este tipo de cavitación puede crear burbujas perfectamente esféricas por el enfoque del láser. En general el tamaño y la forma de la burbuja dependen de la intensidad y del enfoque del láser [7].

Cavitación de partícula

Producida por cualquier tipo de partícula elemental, se da cuando una partícula cargada atraviesa un líquido causando una ionización y calentamiento instantáneo,

de forma local dando las condiciones que inducen a un líquido a la cavitación.

1.4.2.2 Efectos del ultrasonido de alta intensidad

Los efectos del ultrasonido de alta intensidad han sido ampliamente documentados, para fines del presente documento solo se limitaran a mencionar algunos debido a la extensión y complejidad del tema, haciendo referencia al autor [2, Chap. 11; Chap. 13], como sigue a continuación:

1. Calor: A medida que las ondas de ultrasonido atraviesan el medio de propagación, una parte de su energía se disipa en forma de calor, la magnitud de esta pérdida esta en función de la naturaleza del medio en si mismo.
2. Turbulencia: El ultrasonido de alta intensidad provoca intensa agitación en un medio líquido dando como resultado una baja en la viscosidad del medio.
3. Cavitación: Muchos de los efectos asociados al arte del ultrasonido de alta intensidad ocurren en la presencia de la cavitación acústica.
4. Efectos químicos: En presencia de la cavitación muchas reacciones químicas se aceleran, estos fenómenos se relacionan con la violencia con la que las cavidades implosionan resultando como una suerte de reactor químico, estos efectos son tan diversos que dan origen una rama de estudio conocida como sonoquímica.
5. Efectos mecánicos: El estrés producido en un campo de ultrasonido puede erosionar la superficie de ciertos materiales como los metales.
6. Efectos electrolítico: Se ha demostrado que cuando el contenido líquido de una celda de electrolisis es sometido a un campo intenso de ultrasonido, se obtiene como resultado una aceleración en el proceso de electrolisis.
7. Difusión: La energía del ultrasonido promueve la difusión a través de las paredes celulares y hacia membranas porosas.

8. Efecto de vació: En presencia de un campo de ultrasonido de alta intensidad ocurre que durante el ciclo de baja presión de una onda acústica, el líquido se vaporiza dejando pequeñas cavidades de vació.
9. Efecto abrasivo o de limpieza: Los efectos de la intensa cavitación se manifiestan erosionando o removiendo cualquier sustancia adheridas a las superficies que estén inmersos en este campo.
10. Movimiento de partícula: Las ondas estáticas de ultrasonido son empleadas para manipular partículas dispersas en un medio líquido.

Aunque algunos mecanismos de estos efectos aun no son completamente explicados y algunas veces se observan efectos inesperados, todos ellos tienen una explicación lógica. El presente trabajo de investigación se centra en el seguimiento de la frecuencia de resonancia, mas no en una aplicación de la tecnología del ultrasonido en particular. La desviación de la mencionada frecuencia de resonancia es de naturaleza impredecible exigiendo que el prototipo pueda responder dinámicamente a estos cambios propios del transductor, por lo tanto este trabajo es valido para diferentes aplicaciones.

1.4.3 Materiales Avanzados

El éxito real en el desarrollo de muchos productos depende cada día más de los avances que se realizan en el área de los materiales avanzados. Se utilizan en múltiples sectores industriales que, con frecuencia, consiguen gracias a ellos importantes desarrollos tecnológicos; ello es debido a que sus prestaciones son más elevadas al aportar propiedades únicas y/o mejoradas tanto como a los productos finales como los procesos empleados para su obtención. La disponibilidad de tales materiales hace posible no sólo la mejora sustancial de productos tradicionales, sino también el desarrollo de los antes mencionados que se han podido elaborar sólo gracias al

espectacular avance de las tecnologías relativas a estos nuevos materiales. Un espectro cada vez mayor de diferentes industrias, en particular las relacionadas con los sectores de la electrónica, ingeniería, automoción, telecomunicaciones, aeroespacial y defensa, ven cada vez más en los nuevos materiales un factor clave para afrontar los problemas de desarrollo y aceptación en el mercado de sus productos [11].

1.4.3.1 Definición

Se define material como una sustancia útil para el hombre gracias a sus cualidades intrínsecas y que esta compuesta por átomos de elementos químicos fundamentales, los cuales se asocian entre si de formas únicas y particulares formando estructuras que describen patrones geométricos los cuales, le otorgan sus propiedades, a su vez que un material avanzado se puede definir como un producto nuevo obtenido gracias a una combinación, de proceso y material nunca antes empleado. Se trata, efectivamente, de un ámbito tecnológico que incluye a no sólo la materia prima empleada y el proceso utilizado para producirlo, sino también es necesario el trabajo de múltiples disciplinas científicas en conjunto [11].

1.4.3.2 Clases de Materiales Avanzados

Los materiales avanzados se pueden clasificar, según su naturaleza, en cinco grandes familias: metales y aleaciones, cerámicos, polímeros, semiconductores y materiales compuestos. A continuación se hace una definición a los antes mencionados [12].

1.4.3.2.1 Metales y Aleaciones

Los metales y sus aleaciones, incluyendo acero, aluminio, magnesio, zinc, hierro fundido, titanio, cobre y níquel, generalmente tienen como característica una buena conductividad eléctrica y térmica, una resistencia relativamente alta, una alta rigidez, ductilidad y resistencia al impacto. Las aleaciones proporcionan mejoría en

alguna propiedad particularmente deseable o permiten una mejor combinación de propiedades. Se incluyen aquí materiales como: las aleaciones ligeras particularmente de Al, Mg y Ti, aceros especiales, fundiciones mejoradas, aleaciones superplásticas y aleaciones resistentes a altas temperaturas [12, Cap. 1].

1.4.3.2.2 Cerámicos y vidrios

Producidos mediante un proceso conocido como sinterización de forma general se puede decir que son aquellos materiales constituidos por compuestos inorgánicos, pueden presentar estructura cristalina, no cristalina o una mixtura de ambos que pueden ser metálicos o no, cuya característica fundamental es que son consolidados a partir de polvo o lodos, a un en estado sólido mediante tratamientos térmicos a altas temperaturas. Los materiales cerámicos se clasifican en dos grandes grupos: las cerámicas estructurales y las cerámicas funcionales, que incluyen materiales con determinadas propiedades dieléctricas, semiconductoras, piezoeléctricas, biocerámicas, ópticas, entre otras. Los materiales vítreos se clasifican en: planos (simples y policapas), huecos (envases) y vidrios especiales (ópticos, fluorescentes, antirreflecentes, etc.) [11], [12, Cap. 14]. Los materiales cerámicos tienen una amplia gama de propiedades mecánicas y físicas, sus aplicaciones varían desde productos de alfarería, fabricación de ladrillos y azulejos, utensilios de cocina, tubos de albañal, hasta vidrio, materiales refractarios, imanes, dispositivos eléctricos, fibras y abrasivos. Las losetas que protegen al transbordador espacial están hechas de sílice, un material cerámico, en la mayoría de estas aplicaciones el producto tiene una propiedad esencial o una combinación particular de propiedades que no puede ser obtenida con ningún otro material; siendo esto la base de su selección. Los materiales cerámicos por lo general son duros, frágiles, con un alto punto de fusión, tienen baja conductividad eléctrica y térmica, buena estabilidad química y térmica, también se caracterizan por su elevada resistencia a la compresión [13, Cap. 13].

Cerámicas Estructurales

Las cerámicas estructurales son aquellas que, como su nombre indica, sustituyen a materiales que forman parte de estructuras mecánicas o de estructuras sometidas a esfuerzos térmicos y de fatiga, a ataques. Las cerámicas estructurales forman parte de un área emergente en el terreno de los materiales avanzados, con unas propiedades únicas en cuanto a combinación de resistencia al esfuerzo y a las altas temperaturas.

Cerámicas Funcionales

Existe una gran variedad de este tipo de cerámicas. Se incluyen aquí las cerámicas dieléctricas, magnéticas, semiconductoras, piroeléctricas y las piezoeléctricas. Los materiales dieléctricos son aquellos que se polarizan por la acción de un campo eléctrico. Las cerámicas semiconductoras están formadas por un componente fundamental de tipo óxido y determinados elementos químicos que, con carácter de aditivos, les confieren la propiedad de ser semiconductoras de la corriente eléctrica. Los materiales piezoeléctricos permiten que al aplicar una deformación mecánica, aparecen sobre su superficie cargas eléctricas y, a la inversa, cuando estos son sometidos a una diferencia de potencial, se deforman. La piezoelectricidad es una propiedad derivada de la anisotropía del material. Existen materiales piezoeléctricos naturales, como el cuarzo, la turmalina y la sal de Rochelle, Entre los piezoeléctricos sintéticos se encuentran el titanato de bario, titanato zirconato de plomo y diversos compuestos de tierras raras [11].

1.4.3.2.3 Polímeros

Producidos mediante un proceso conocido como polimerización, consiste en que moléculas más pequeñas se unen para crear estas moléculas gigantes. Los polímeros se utilizan en un número sorprendente de aplicaciones, incluyendo elementos estructurales y decorativos, recubrimientos, pinturas, adhesivos, llantas de automóvil, espumas, empaques, aparatos domésticos, etc. Los polímeros son a menudo utilizados como fibra y como matriz en compuestos [12, Cap. 15]. Los polímeros termoplás-

ticos, en los cuales las largas cadenas moleculares no están conectadas de manera rígida, tienen buena ductilidad y conformabilidad; los polímeros termoestables son más duros, aunque frágiles porque las cadenas moleculares están fuertemente enlazadas. Los polímeros se utilizan en muchas aplicaciones, incluyendo dispositivos electrónicos [12, Cap. 1].

1.4.3.2.4 Semiconductores

Los semiconductores son materiales sólidos que tienen una conductividad inferior a la de los metales y superior a la de los aislantes típicos o dieléctricos este comportamiento depende de diversos factores como, como por ejemplo el campo eléctrico o magnético, la presión, la radiación que le incide, o la temperatura del ambiente en el que se encuentre. Los elementos químicos semiconductores de la tabla periódica se indican en la tabla adjunta [11].

Elemento Químico	Grupo Periódico	Valencia
Cd	12	$2e^-$
Al, Ga, B, In	13	$3e^-$
Si, C, Ge	14	$4e^-$
P, As, Sb	15	$5e^-$
Se, Te, S	16	$6e^-$

Cuadro 1.2: Elementos químicos semiconductores

Semiconductores intrínsecos

Los materiales semiconductores, incluyendo el silicio y el germanio, son elementos con los que se construye gran parte de los dispositivos electrónicos de uso común. Estos materiales tienen una conductividad eléctrica fácilmente controlable y, cuando se combinan apropiadamente, pueden actuar como interruptores, amplificadores o dispositivos de almacenamiento. El silicio y el germanio puros se comportan como semiconductores intrínsecos. La brecha de energía entre las bandas de valencia y de

conducción en los semiconductores es pequeña y en consecuencia, algunos electrones poseen suficiente energía térmica para salvar la brecha, entrando en la banda de conducción. Los electrones excitados dejan atrás niveles de energía desocupados, es decir huecos, en la banda de valencia. Cuando un electrón se mueve para llenar un hueco, se crea otro en la fuente original de este electrón; en consecuencia, parece que los huecos actuaran como electrones de carga positiva, y también fueran portadores de carga eléctrica [12, Cap. 18].

Semiconductores extrínsecos

No se puede controlar con precisión el comportamiento de un semiconductor intrínseco, en vista de que ligeras variaciones en la temperatura cambian la conductividad. Sin embargo, al agregar de manera intencional un pequeño número de átomos de impureza en el material mediante un método conocido como dopaje se puede producir un semiconductor extrínseco. La conductividad del semiconductor extrínseco dependerá principalmente del número de átomos de impureza o dopantes y en un rango específico de temperatura, incluso puede resultar independiente de la temperatura [12, Cap. 18].

1.4.3.2.5 Materiales Compuestos

Un material compuesto, conocido también como composite, es el resultado de la combinación de dos tipos de materiales: metal-metal, metal-cerámico, metal-polímero, polímero-cerámico, polímero-polímero y cerámico-cerámico. Estos se encuentran en diferente porcentaje, siendo la fase que se encuentra en mayor proporción la matriz o fase continua, mientras que la fase que se de menor proporción se le denomina refuerzo o fase discontinúa. Estos compuestos pueden seleccionarse para lograr combinaciones poco usuales de rigidez, resistencia, peso, rendimiento a altas temperaturas, resistencia a la corrosión, dureza o conductividad [14, Cap. 2.6].

1.4.3.3 Cerámicas Piezoeléctricas

Son materiales cerámicos que exhiben las propiedades piezoeléctricas mencionadas anteriormente, físicamente son cuerpos macizos policristalinos semejantes a los utilizados en aislantes eléctricos y están constituidas por mezclas innumerables cristales ferroeléctricos microscópicos de tipo Perovskita: titanato de bario, de calcio, de plomo o de titanato zirconato de plomo.

Se obtienen por compresión del polvo a alta temperatura, siendo moldeadas y cocidas en un horno mediante un proceso conocido como sinterización. Las cerámicas pueden ser producidas en forma de discos, bastones, paralelepípedos, tubos, secciones cilíndricas, semiesferas o cualquier otra forma o tamaño deseado. Existen una gran variedad de cerámicas piezoeléctricas comerciales, cada una con prestaciones acorde con su uso práctico, para fines del presente trabajo es importante acotar la investigación a esta familia de cerámicas en base al titanato zirconato de plomo o conocido también como PZT, las cuales por su versatilidad y precio dominan el mercado. Es importante mencionar que estas cerámicas pueden manejar hasta 50 V/mm de voltaje RMS por espesor de material piezoeléctrico forma segura como lo menciona Prokic en referencia a [15, pp. 4.4-3].



*Fuente: Disponible en línea,
https://encrypted-tbn2.gstatic.com/images?q=tbn:ANd9GcTxFaTs-Tdn_pzlus-j9qfZ72tNaX85U0a-UEUc05PVHJkq7-MM7w*

Figura 1.4.6: Diferentes geometrías de cerámicas piezoelectricas.

Después de la primera guerra mundial, debido a la dificultad de excitar transductores contruidos con cristales de cuarzo ya que demandaban generadores de alta tensión, se inicio la búsqueda de materiales piezoeléctricos sintéticos. Estos esfuerzos llevaron al descubrimiento y perfeccionamiento, durante las décadas del 40 y 50, de las cerámicas piezoeléctricas de Titanato de Bario o BT por la entonces URSS y Japón, mientras que los EEUU desarrollaron cerámicas piezoeléctricas en base a Titanato Zirconato de Plomo o PZT [16].

1.4.3.3.1 Proceso de Polarización

Para obtener actividad piezoeléctrica útil desde un punto de vista tecnológico, los dipolos deben primero ser orientados, lo que se hace exponiendo al material cerámico a un fuerte campo eléctrico externo a alta temperatura pero no más allá de la llamada temperatura Curie. A esta temperatura los dipolos eléctricos naturales desaparecen y son creados nuevamente en forma espontánea cuando disminuye la temperatura. Bajo estas condiciones polares los dipolos toman una dirección correspondiente con la dirección del campo de polarización, resultando en que toda la cerámica se comporte como un solo cristal. Después de remover el campo de polarización y enfriar el material los dipolos no pueden volver fácilmente a su posición original y lo que se obtiene es la llamada polarización remanente del material cerámico. El cuerpo cerámico se ha convertido, en forma permanente, en piezoeléctrico y puede convertir energía mecánica en eléctrica y viceversa. Por eso es indispensable hacer a estos materiales un tratamiento de polarización, usualmente es la operación final que se lleva a cabo conectando los electrodos al material cerámico a una fuente de alta tensión continua [17].

1.4.3.3.2 Estándar Para Cerámicos Piezoeléctricos

Existe una norma DOD-STD-1376A (SH) que clasifica los materiales “Hard” y “Soft” en sub-grupos, a través de los intervalos de propiedades y de acuerdo con las principales aplicaciones. Esta norma a menudo la utilizan como referencia los

investigadores y diseñadores para crear las tablas de equivalencia entre los distintos fabricantes de cerámicas piezoeléctricas y facilitar la elección de los materiales y el cambio de proveedor [18].

- Navy Type I (“Hard”)

Recomendado para aplicaciones de media y alta potencia en condiciones de uso continuo y repetitivo. Este es capaz de generar altas amplitudes de vibraciones manteniendo bajas las pérdidas mecánicas y dieléctricas. Conocido comercialmente como PZT-4. Propiedades destacables: d_{33} , disipación dieléctrica y alta calidad mecánica Q . Principales aplicaciones: Sistemas de limpieza por ultrasonido y sonares.

- Navy Type II (“Soft”)

Alta sensibilidad, ideal para la transmisión y recepción de los dispositivos de baja potencia. Presenta pérdidas dieléctricas y mecánicas que impiden la excitación continua con alta intensidad. Propiedades de destaque: d , g_{15} , N y TC . Principales aplicaciones: Dispositivos para ensayos no destructivos, hidrófonos y acelerómetros. Comercialmente conocida como PZT-5A.

- Navy Type III (“Hard”)

Similar, pero menos sensible que el Navy Type I; es capaz de convertir el doble de potencia manteniendo bajas las pérdidas mecánicas y dieléctricas. Recomendado para aplicaciones que precisen de alta potencia. Propiedades de destaque: Disipación dieléctrica, Q y conversión de potencia máxima. Principales aplicaciones: sistemas de soldadura por ultrasonidos y procesamiento de materiales. Comercialmente conocida como PZT-8.

- Navy Type IV (“Soft”)

Adecuado para aplicaciones de potencia media, como material piezoeléctrico se tornó obsoleto con la llegada de los PZT, siendo substituido principalmente por el Navy

Type I , el sub-grupo Navy Type IV es constituido por BT y no por PZT. Posee baja temperatura de curie. Principales aplicaciones: manutención de equipos antiguos. Conocido comercialmente también como Titanato de Bario.

- Navy Type V (“Soft”)

Adecuado para aplicaciones que requieren alta energía y diferencia potencial. Propiedades destacadas: d33, K33 y g33. Principales aplicaciones: detonadores de impacto. Comercialmente conocida como PZT-5J.

- Navy Type VI (“Soft”)

Adecuado para aplicaciones que requieren grandes deformaciones mecánicas. Propiedades destacadas: d33 y K33. Principales aplicaciones: actuadores y posicionadores. Comercialmente conocida como PZT-5H. Actualmente las cerámicas piezoeléctricas tipo PZT, en sus diversas variaciones, son las cerámicas predominantes en el mercado a su gran campo de aplicación y el poco desarrollo de nuevas tecnologías en base a estas.

También podemos encontrar otros materiales, como por ejemplo el titanato de plomo PT PbTiO_3 y el magnesio niobato de plomo PMN $(\text{PbO})_3(\text{MgO})(\text{Nb}_2\text{O}_5)$, utilizados en dispositivos que exigen propiedades especiales y muy específicas, como transductores para alta temperatura.

1.4.3.4 Cerámicas Ferrimagnéticas

El primer material magnético conocido por el hombre fue la magnetita, su descubrimiento se remonta al año 600 (a. C.), en tiempo del filósofo griego Thales de Mileto. La aparición del magnetismo y el desarrollo vertiginoso experimentado por la ciencia en los siglos XVIII, XIX y XX hizo necesario buscar materiales magnéticos cuya fuerza fuese muy superior a la que presentaba la magnetita, lo cual se consiguió a base de emplear determinados metales y aleaciones. Estos materiales son, en

gran parte, responsables de la gran revolución electrónica que se ha producido en los últimos años, especialmente en el campo de las microondas, de las altas frecuencias y de los computadores, permitiendo desarrollar nuevos y originales circuitos cuya concepción parecía en principio violar las leyes fundamentales del magnetismo [19].

1.4.3.4.1 Definición

Las ferritas son compuestos de óxidos metálicos, preparados de acuerdo con las técnicas cerámicas más típicas. La importancia de las ferritas como materiales magnéticos, estriba en ocupar un lugar único en la escala de frecuencias, pues combinan las permeabilidades magnéticas con la alta resistividad de volumen característica de los óxidos. Las ferritas responden a la fórmula general MFe_2O_4 , en la cual el hierro se encuentra en su valencia tres y M^{2+} representa un ion bivalente de un elemento metálico de transición [19].



Fuente: Disponible en línea, <http://www.yeng-tat.com/img/catalog.jpg>

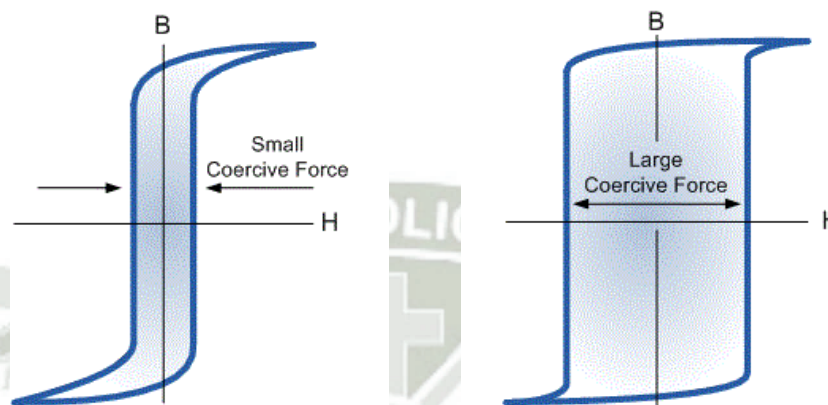
Figura 1.4.7: Diferentes formas de las cerámicas ferrimagnéticas

Las materias primas, sea cual fuere el método de obtención que se siga, han de presentar como condición indispensable una alta pureza, pues la presencia de pequeñísimas cantidades de impurezas en una materia prima condiciona que el producto acabado presente diferentes propiedades magnéticas. En términos generales, las ferritas se clasifican en duras o blandas, según que presenten carácter magnético permanente, es decir, estructura hexagonal, o correspondan a una estructura cúbica

de espinela.

1.4.3.4.2 Clasificación de las Ferritas

De forma general, suele clasificarse a tanto los materiales ferromagnéticos como a los ferrimagnéticos en dos grandes grupos: materiales magnéticos blandos y materiales magnéticos duros en base a sus características de histéresis.[13, Cap. 21.8].



(a) Histéresis característica para materiales magnéticos blandos.

(b) Histéresis característica para materiales magnéticos duros.

Fuente: Disponible en línea,

<http://www.electronics-tutorials.ws/electromagnetism/mag20.gif>

Figura 1.4.8: Histéresis característica para un material magnético blando a la izquierda mientras que a la derecha un característica para un material magnético duro.

Ferritas Blandas

Un material magnético blando es aquel que una vez magnetizado hasta la saturación B_s , si se elimina el campo aplicado H se desmagnetiza con facilidad, en la figura 1.4.8a, podemos apreciar la curva característica para un material magnético blando, es decir, presenta de forma espontánea un valor B_r bajo, que desaparece completamente con valores de H_c de signo contrario también bajos. El tamaño y la forma de la curva de histéresis de los materiales magnéticos es de importancia práctica considerable. El área dentro de un ciclo representa la pérdida de energía magnética por unidad de volumen por ciclo de magnetización desmagnetización; esta pérdida de energía se manifiesta en forma de calor que se genera dentro de la

muestra magnética y es capaz de aumentar su temperatura. Como consecuencia, presentan curvas de histéresis magnética muy estrechas, con bajas pérdidas de energía por ciclo. Se utilizan en dispositivos sometidos a campos magnéticos alternantes en los cuales las pérdidas de energía deben ser pequeñas; un ejemplo familiar consiste en los núcleos de los transformadores pero también es útil donde el material debe desmagnetizarse con facilidad, como relés, electroimanes, accionamiento de servoválvulas, etc. En consecuencia, un material magnético blando debe tener una alta resistencia eléctrica, elevada permeabilidad inicial y una baja fuerza coercitiva [13, Cap. 21.8].

Se distinguen entre las ferritas por su estructura tipo espinela cúbica, tales como las soluciones sólidas de ferritas comerciales de NiZn, MnZn y MgMnZn. Desde un punto de vista magnético, un material blando tiene la capacidad de magnetizarse fácilmente en el sentido de un campo magnético externo, esta facilidad se refleja en ciclos de histéresis más estrechos, con bajos campos coercitivos y alta permeabilidad magnética [20, Cap. 1].

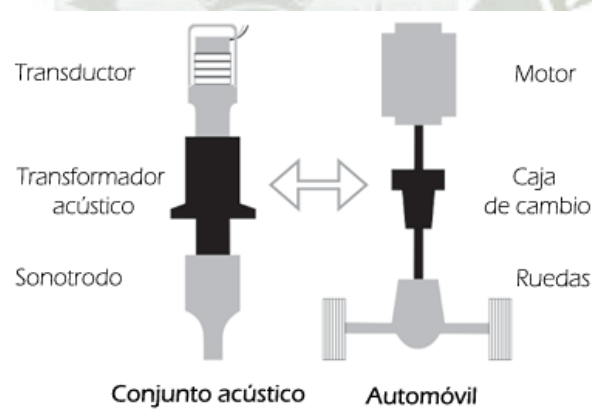
Ferritas Duras

Una definición simple de material magnético duro es aquel, que una vez magnetizado, se comporta como un imán permanente, en la figura 1.4.8b, podemos apreciar la curva característica para un material magnético duro, es decir, presenta un alto valor de B_r y resulta difícil de desmagnetar aún en presencia de campos H de sentido contrario grandes, lo que significa que también deben presentar una alta fuerza coercitiva H_c . Este comportamiento se debe a que una vez orientados los dominios tienen grandes dificultades para volver al estado original, con direcciones de sus momentos magnéticos al azar. Un imán permanente proporciona un campo magnético al exterior, al igual que una bobina por la que circula corriente. Gracias a ello, se emplean en la construcción de motores eléctricos y generadores de corriente continua. Las aplicaciones electrónicas incluyen imanes para auriculares, altavoces, timbres de teléfonos, etc. Se las puede distinguir por su característica coordinación de simetría

hexagonal tales como las llamadas hexaferritas de Ba y Sr [13, Cap. 21.9].

1.4.4 Conjunto Acústico

En arte del ultrasonido de alta intensidad, la transferencia de esta energía al medio de propagación en estudio es posible a través de un conjunto acústico el cual puede tener distintas configuraciones según el fin de uso. Para el presente trabajo de investigación se tomara en cuenta un conjunto acústico tipo sonda, detallado anteriormente en la subsección 1.4.2 del presente documento. El transductor realiza la conversión de energía, en analogía con un motor, el transformador acústico ajusta la proporción entre la fuerza y la velocidad como lo hace una transmisión mecánica y finalmente el sonotrodo enfoca y aplica esta energía para realizar el trabajo deseado, siendo valido compararlo con la función de ruedas en un vehículo corriente como lo expone la publicación [16], a la cual se hace referencia.



Fuente: Disponible en línea, <http://www.atcp.com.br/imagenes/productos/trz/Tecnologia-ultrasonica-esp.gif>

Figura 1.4.9: Partes de un conjunto acústico en analogía con una transmisión mecánica.

A continuación se presenta el concepto, las partes y formulas de diseño para el denominado conjunto acústico, además es importante mencionar los transductores piezoeléctricos están disponibles comercialmente y que su fabricante entrega todos los datos necesarios para accionarlos adecuadamente y que no son objeto de diseño

para el presente documento.

1.4.4.1 Transductores De Ultrasonido Tipo Langevin En Base A Cerámicos Piezoeléctricos PZT-4

Los transductores de ultrasonido tipo Langevin emplean como elementos primarios a cerámicos piezoeléctricos en forma de anillos se comprimen entre las dos masas por un perno atraviesa el centro del conjunto [21]. Algunos transductores ultrasónicos utilizan una serie de tornillos alrededor del perímetro de las masas para aplicar la compresión en el caso de que tales cerámicos tengan forma de oblea. Todo el conjunto es resonante a la frecuencia operativa deseada pues el elemento piezoeléctrico es sólo un pequeño componente del conjunto global. Un transductor típico utiliza más de un elemento piezoeléctrico [22]. Si hay dos elementos, que están dispuestos de tal manera que su movimiento es aditivo. Los dos elementos piezoeléctricos están colocados de forma que sus caras positivas en contacto con un centro de electrodo que está aislado del resto de la assembly. Las partes restantes del conjunto que incluye las dos masas, trasera y delantera, que están conectados en negativo o potencial de tierra y completan el circuito para los polos negativos de los elementos piezoeléctricos.

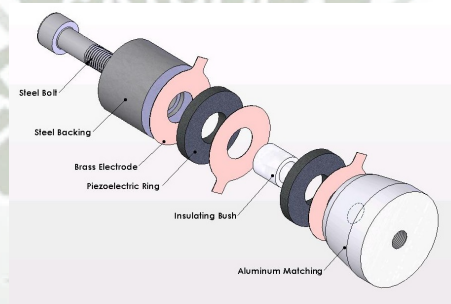
1.4.4.1.1 Antecedentes

Este tipo de transductor se desarrolló como una respuesta a la necesidad de aprovechar en forma práctica a las propiedades de los nuevos materiales piezoeléctricos, los cuales por si mismos no son capaces de transmitir la energía acústica al medio de propagación de forma eficiente. El 19 de mayo de 1917 se solicitó por primera vez una patente sobre una técnica que permitía emplear la acústica como forma de detección para objetos sumergidos en el mar, dicha patente en referencia [23], cuyos autores fueron Constantin Chilowsky y Paul Langevin quienes, exitosamente, llevaron a la practica la técnica del sonar activo, la cual consiste en producir on-

das sonoras para escuchar e interpretar el eco producido, como una respuesta a la amenaza de los submarinos alemanes a los suministros aliados en la primera guerra mundial. A partir de este punto innumerables estudios se han hecho en el campo del ultrasonido de potencia, gracias a los nuevos materiales piezoeléctricos y técnicas de fabricación.

1.4.4.1.2 Partes De Un Transductor De Ultrasonido Tipo Langevin

El transductor tipo Langevin permite convertir la energía eléctrica en energía mecánica de forma muy eficiente aprovechando el fenómeno piezoeléctrico inverso en el se distinguen las siguientes partes:



[24, Fig. 2] *Fuente: behavior of ultrasonic piezo-ceramic actuators ,*

Figura 1.4.10: Montaje de las partes de un transductor comercial tipo Langevin.

Elemento Primario

El termino elemento primario se refiere a las cerámicas piezoeléctricas propiamente dichas, en este trabajo se usaron cerámicas de PZT-4, el cual a diferencia del cuarzo originalmente usado por Paul Langevin, poseen cualidades formidables, que lo hacen ideales para construir transductores de alta potencia. Debido a su baja impedancia eléctrica no requiere altos voltajes para su accionamiento como su antecesor, el cuarzo. Estos elementos podrán ser mecánicamente conectadas en serie y eléctricamente en paralelo gracias a los electrodos que han sido químicamente depositados sobre los polos del material PZT. En virtud a este arreglo la deformación mecánica es combinada, es decir produciendo mayor amplitud en a la onda resultante. Entre los cerámicos se coloca una fina placa de metal precioso como aleaciones

de níquel y plata, entre otras, como una suerte de acople acústico y eléctrico.

Masa De Cola o Culata

Está compuesto generalmente de acero inoxidable, actúa como un contrapeso para permitir toda la amplitud en la cara radiante del transductor, también ayuda a reducir la frecuencia de resonancia del todo el transductor facilitando el uso de pocas cantidades de material piezoeléctrico para su construcción. Otro punto de vista útil para describir su importancia es que actúa como un cortocircuito mecánico.

Masa De Cabezal o Cabezal Acústico

Con su forma cónica amplifica la amplitud de las vibraciones entregadas por los elementos primarios, este puede estar hecho de aluminio para aprovechar su alta capacidad térmica para disipar mejor el calor pero que a su vez no permite amplitudes acústicas muy altas debido a su poca resistencia al estrés mecánico o titanio que es usado en sistemas de mayor potencia gracias a que soportara mejor el enorme estrés mecánico al cual es exigido pero a su vez tiene la desventaja de tener una baja capacidad térmica en comparación con otros metales.

Pernos De Montaje

Este elemento es de gran importancia para evitar que las diferentes partes se golpeen entre si, el torque del perno agregara presión entre los elementos del transductor limitando su movimiento en direcciones no deseadas con la finalidad de que todo el conjunto vibre como uno. Es importante mencionar que estos pernos, a pesar de que pasan a través del centro del elemento primario en forma de anillo, este deberá estar eléctricamente aislado de los dichos cerámicos piezoeléctricos.

1.4.4.2 Respuesta A La Frecuencia En Transductores De Piezoeléctricos Tipo Langevin

Desde el punto de vista de la ingeniería de control, es posible expresar la respuesta a la frecuencia de estos transductores en un modelo de impedancia con parámetros

cuantificables y puramente eléctricos. El modelo de Butterworth-Van Dyke es descrito como el más aproximado según Prokic, en su publicación [15, pp. 1-2], el cual deriva del modelo de Manson, por lo tanto para propósitos de control se describe a los transductores piezoeléctricos en un modelo de impedancias eléctricas basado en la experimentación y analogías con parámetros electromecánicos. En la figura 1.4.11, se representa al modelo equivalente más simple aplicable a un transductor piezoeléctrico de alta calidad mecánica, sin considerar pérdidas de potencia y en términos de impedancias eléctricas.

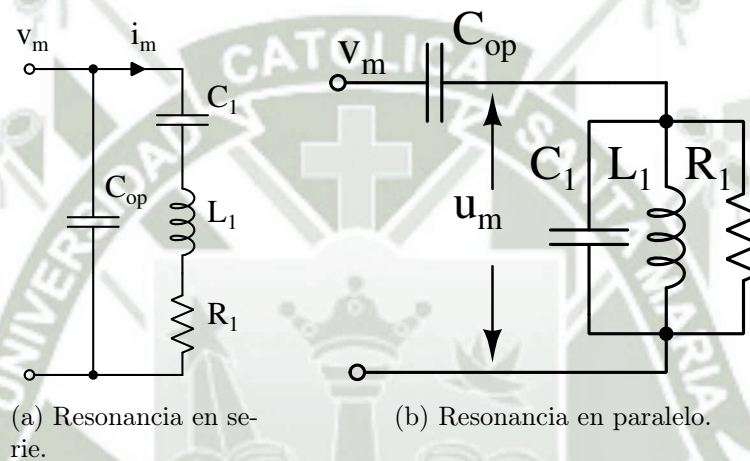
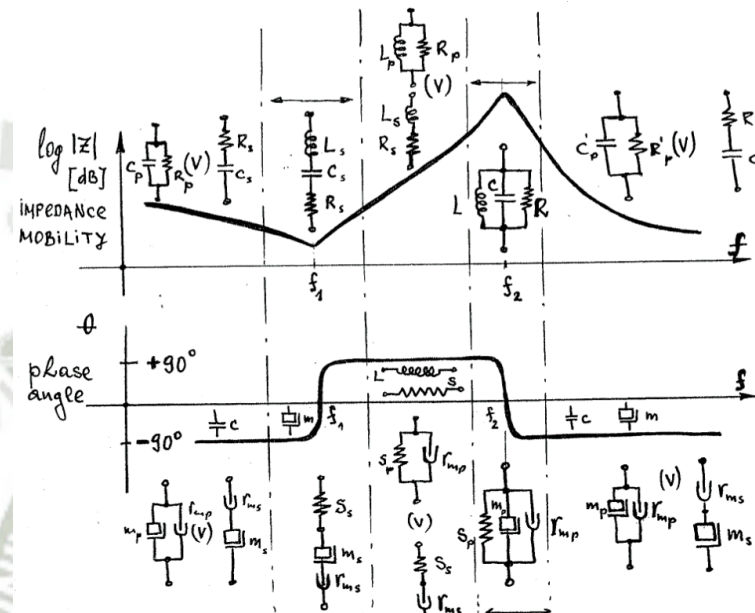


Figura 1.4.11: Modelo equivalente de un transductor piezoeléctrico en términos de impedancias eléctricas.

En convertidores piezoeléctricos, se puede definir su punto de operación como un rango estrecho de frecuencias donde se puede obtener una salida de potencia mecánica útil, a partir de una señal eléctrica y de forma muy eficiente, existen dos modos de resonancia: En serie y paralelo. Se dice que el transductor puede entregar, a su carga, una alta magnitud presión o fuerza pero con baja velocidad cuando este trabaja en su resonancia serie, mientras que en su resonancia paralelo puede entregar una alta velocidad pero con relativa baja presión o fuerza a su carga, considerando una misma potencia. Se puede reconocer a los parámetros de desplazamiento de corriente i_m , y voltaje v_m , como los indicadores más importantes para controlar la potencia a la salida en convertidores piezoeléctricos. Es importante mencionar que

el diagrama de bode correspondiente a la figura 1.4.11, se obtiene mediante un analizador de impedancias el cual hace un barrido de frecuencias para luego almacenar los valores de ganancia y fase. Para diseñar adecuadamente a un controlador para un transductor de ultrasonido es necesario interpretar su respuesta característica o diagrama de bode el cual es representado en la figura 1.4.12.



Fuente: *Modeling and Characterisation*, [15, Fig. 11d]

Figura 1.4.12: Diagrama bode, en manuscrito de su autor, para un transductor piezoeléctrico tipo Langevin.

En contraste de la figura 1.4.11, con la figura 1.4.12, y en referencia a [15, pp. 1-6], se puede afirmar que un transductor piezoeléctrico tipo Langevin se comporta como un circuito RLC en serie cuando esta operando en la denominada frecuencia de resonancia serie, caracterizado por ser el punto de menor impedancia, mientras que cuando es accionado en su frecuencia de resonancia paralelo, puede ser representado por un circuito RLC en paralelo, donde la impedancia alcanza el mayor valor. En ambos casos, la fase característica es nula, siendo el indicador de la adecuada operación del transductor en cuestión.

1.4.4.3 Transformador Acústico o Sonotrodo

La amplitud del movimiento vibratorio generado por el transductor normalmente es insuficiente para su uso práctico por tal motivo es necesario amplificar este movimiento. Esta es la función del transformador acústico, conocido también como bocina acústica, sonotrodo, que, como el transductor, es un elemento resonante en el modo de compresión, usualmente estos se diseñan con un tamaño igual a media longitud de onda $\frac{\lambda}{2}$. Si se requiere mayor distancia entre el transductor y la muestra que se está tratando, el mencionado sonotrodo puede ser diseñado en múltiplos de longitudes de onda media. Esto también se puede lograr acoplando un transformador acústico con otro de igual medida. Es importante mencionar que esta parte es útil para sostener físicamente a todo el conjunto acústico [3].

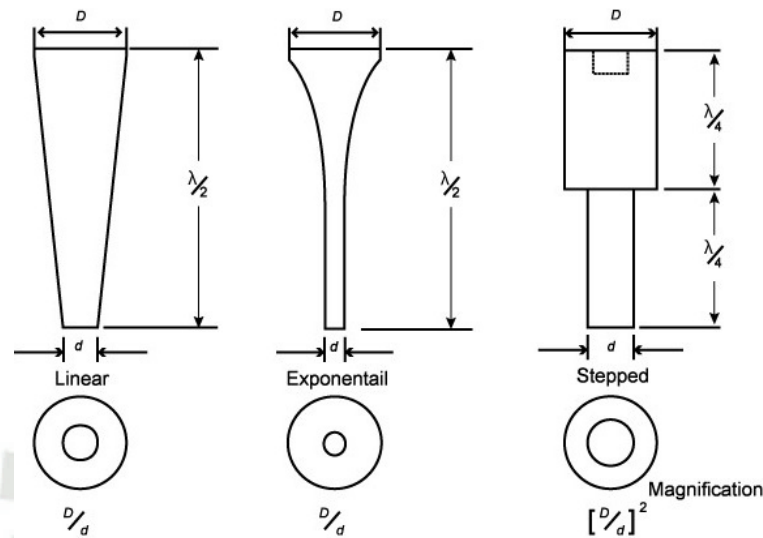
Características deseables	Material de preferencia
1. Resistencia a la fatiga dinámica.	Aleaciones de Titanio
2. Baja impedancia acústica.	Aleaciones de Aluminio
3. Resistencia a la erosión por cavitación.	Bronce de Aluminio
4. Químicamente resistente.	Acero Inoxidable

Cuadro 1.3: Selección del material para una sonda de ultrasonido.

El sonotrodo deberá ser afinado exactamente a la frecuencia de resonancia natural del transductor de ultrasonido a fin de que el extremo que va en contacto con el objeto en estudio, logre la mayor amplitud posible, hecho que esta gobernado por la geometría de dicha herramienta, esto se logra fabricando el sonotrodo del tamaño de $\frac{\lambda}{2}$ media longitud de la onda acústica que se propaga a través de si mismo [25, Cap. 6.2].

1.4.4.3.1 Clases de transformadores acústicos

Los diseños mas comerciales de sonotrodos, están ilustrados en la figura 1.4.13, a continuación un breve resumen.



Fuente: *Power ultrasonic equipment, practice and application*, [3, Fig. 3].

Figura 1.4.13: Clases de transformadores acústicos

Lineal

Llamado así por la forma de la pendiente con la que el radio disminuye desde su lado anterior hasta su lado posterior, es un tipo sencillo de sonotrodo pero esta limitado a un factor de transformación de 4:1.

Exponencial

En este tipo de sonotrodo el radio se reduce de forma exponencial desde su lado anterior hasta su lado posterior, resulta difícil de fabricar pero permite este diseño es particularmente un útil pues permite un muy reducido radio de en la cara radiante.

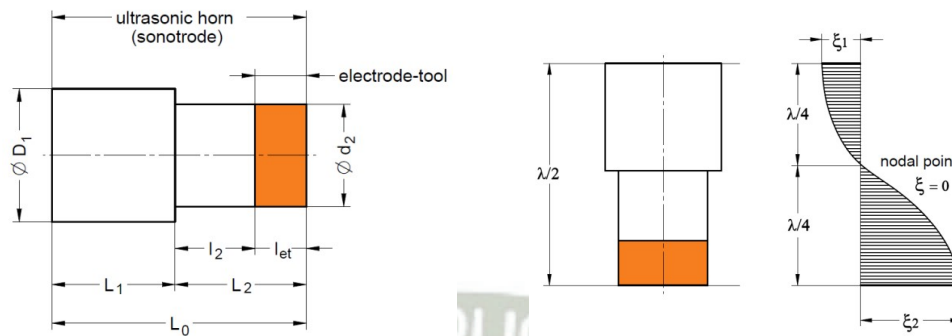
Stepped

Para este tipo de diseño el radio de transformación esta dado por la relación del radio de ambas caras y su magnitud esta restringida por la resistencia a la tracción dinámica del material del cual se fabrica dicho transformador acústico pero que fácilmente alcanza un rango de 16:1 [3].

1.4.4.3.2 Diseño de un transformador acústico tipo stepped horn

Se ha adoptado esta geometría de transformador por ser la mas sencilla y ventajosa de fabricar, el presente procedimiento de diseño ha sido publicado como una

herramienta para simplificar el dimensionamiento de sonotrodos de tipo stepped, todas las dimensiones deberán ser cuidadosamente seleccionadas a fin de que todo el sistema este sintonizado a la frecuencia de resonancia del transductor, para tal fin es necesario acudir al diseño publicado por Nanu [26].



(a) Geometría y dimensiones de una sonda acústica.

(b) Correlación entre la geometría y su longitud de onda λ .

Fuente: *Study on ultrasonic stepped horn geometry design and FEM simulation*, [26, Fig. 2].

Figura 1.4.14: Dimensiones para un transformador acústico tipo stepped horn.

A continuación se deberá seguir los siguientes pasos para lograr un diseño apropiado:

1. Selección de la frecuencia igual a la del transductor.
2. Elegir el material de fabricación según la aplicación, ver cuadro 1.3.
3. Determinar la velocidad del sonido en el material elegido.
4. Calcular de las dimensiones del transformador acústico.

1.4.4.3.3 Formulas para el diseño

Normalmente la longitud de la sonda de ultrasonido corresponde a media onda de longitud, pero en referencia a [26], este presenta un procedimiento basado en el método del elemento finito.

Velocidad del sonido en los sólidos

La velocidad de propagación en un medio sólido se puede obtener a partir de la ecuación 1.4.9 presentada a seguir:

$$c_s = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (1.4.9)$$

Donde:

c_s = Velocidad del sonido en un medio sólido, m/s .
 E = Modulo de Young del material, N/m^2 .
 ρ = Densidad del material, kg/m^3 .

Factor de Transformación

Indica el factor de ganancia en amplitud de desplazamiento del transductor, la cual depende exclusivamente de la relación sus radios posteriores y anteriores como se puede apreciar en la figura 1.4.14 y se ha expresado en la ecuación 1.4.10.

$$K_t = \frac{\xi_2}{\xi_1} = \left(\frac{D_1}{d_2}\right)^2 \quad (1.4.10)$$

Donde:

K_t = Relación de transformación en amplitud acústica.
 ξ_1 = Amplitud de desplazamiento de entrada.
 ξ_2 = Amplitud de desplazamiento en la cara radiante.
 d_2 = Diámetro de la cara radiante, m .
 D_1 = Diámetro en contacto con el transductor, m .

Dimensionamiento del sonotrodo

Considerando la figura 1.4.14, se cuantifica las longitudes de sus secciones.

$$L_0 = L_1 + L_2 = k_1 \frac{c_s}{4f_{calc}} + k_2 \frac{c_s}{4f_{calc}}$$

L_1 y L_2 pueden ser calculadas a partir de las ecuaciones propuestas por [26, Eq: 3] y presentadas a continuación:

$$L_1 = \frac{1,5}{k_u} \quad (1.4.11)$$

$$L_2 = \frac{1,6}{k_u} \quad (1.4.12)$$

Donde:

L_0 = Longitud total del transductor.

L_1 = Longitud de la sección anterior, m .

L_2 = Longitud de la sección posterior, m .

Además, de la ecuación 1.4.9, k_u y λ se obtienen como:

$$k_u = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.4.13)$$

$$\lambda = \frac{c_s}{f_{calc}} \quad (1.4.14)$$

Donde:

k_u = Constante de onda, m .

λ = Longitud de onda, m .

f_{calc} = Frecuencia nominal del transductor piezoeléctrico, Hz .

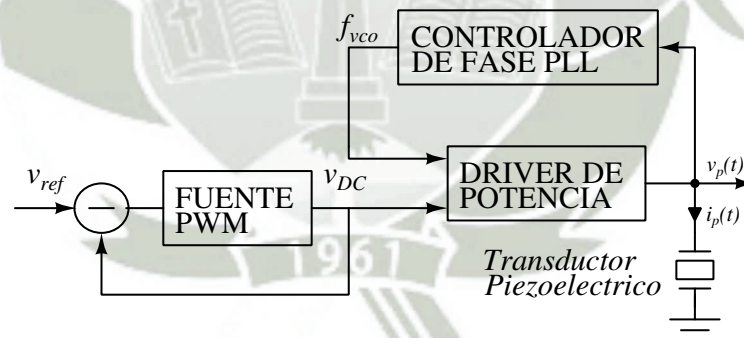
1.4.5 Recomendaciones De Seguridad para el diseño de Artefactos Electrónicos

En las publicaciones a las que esta subsección hace referencia, se puede encontrar en mayor detalle las consideraciones y recomendaciones en seguridad para diseño de artefactos electrónicos [27, pp. 8]. Es importante recalcar que todo voltaje de salida sobre $42.5[V]$, es considerado peligroso por las agencias reguladoras internacionales como UL (Underwriters Laboratories), VDE (Verband Deutscher Elektrotechniker), IEC (International Electrotechnical Commission), CSA (Canadian Standards Association) y en nuestro caso INDECOPI a través de la norma técnica peruana NTP en coordinación con IEC son ejemplos típicos. En conclusión solo las topologías con

transformador de aislamiento y una correcta puesta a tierra, podrán ser usadas a un voltaje superior al mencionado [28, Cap. 1.34].

1.4.6 Generador de Ultrasonido Controlado Por Lazo de Seguimiento de Fase PLL

Este dispositivo es un conjunto de circuitos y técnicas de control que sirven para generar una señal adecuada en amplitud de voltaje y frecuencia, para operar a un transductor piezoeléctrico en un rango de potencia recomendada por su fabricante y en su punto óptimo de trabajo conocido como frecuencia natural de resonancia. Para comprender el funcionamiento de un transductor piezoeléctrico es necesario referirse a la subsección 1.4.4, del presente documento. Además es importante hacer referencia a [15, Chap. 3], donde dicho autor menciona que existen diversas tecnologías para operar a los transductores de ultrasonido, pero hace especial énfasis en afirmar que los controladores a lazo cerrado, como el llamado controlador de seguimiento de fase o por su acrónimo en inglés PLL, son la mejor opción.



Fuente: Elaboración propia

Figura 1.4.15: Diagrama de bloques para un generador de ultrasonido.

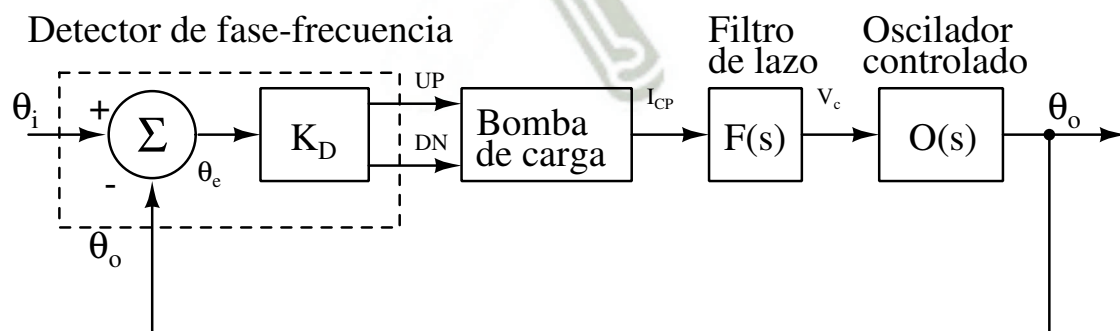
En el diagrama de bloques representado en a la figura 1.4.15, se aprecia la organización de las partes del sistema propuesto en el presente trabajo de investigación. En las subsecciones siguientes encontraremos mayor detalle sobre el funcionamiento y diseño de cada uno de estos bloques.

1.4.6.1 Controlador de seguimiento de fase PLL con bomba de carga

En la subsección 1.4.4.2 del presente documento, se estudia en detalle el comportamiento matemático de los transductores piezoeléctricos. Estos dispositivos de potencia tienen un estrecho margen de frecuencias, donde la transducción entre energía eléctrica y mecánica es muy eficiente. El punto central de este margen se conoce como frecuencia de resonancia y se manifiesta en el diagrama de bode como un punto donde la fase entre voltaje y corriente es 0° , es decir se comporta como una carga resistiva. En base a este concepto se puede diseñar un controlador capaz de detectar la fase en cuestión para determinar y accionar al transductor a su frecuencia natural de resonancia. En el mercado actual existen diferentes circuitos integrados especialmente concebidos para este fin de los cuales, el popular CD4046B es una versátil plataforma sobre la cual construir un controlador PLL funcional.

1.4.6.1.1 Funcionamiento Básico

La consigna de control para transductores piezoeléctricos exige que la fase entre voltaje y corriente sea de 0° en todo momento, por lo cual se debe emplear un caso muy especial conocido como PLL con bomba de carga. Este caso especial permite variar la frecuencia de salida a través de un oscilador controlado por voltaje o conocido también por su acrónimo en inglés, VCO de tal forma que la fase entre la señal de referencia y la señal de salida sera cercano a 0° , véase [29, Chap. 1.1].



Fuente: Elaboración propia

Figura 1.4.16: Diagrama de bloques para un PLL con bomba de carga.

En la figura 1.4.16, se representa el diagrama de bloques del controlador propuesto, donde la señal de control es la diferencia de fase entre la tensión aplicada al transductor como señal de salida y la corriente que lo atraviesa como señal de entrada. A continuación se presenta una descripción formal del funcionamiento de cada uno de estos bloques.

1. Detector de Fase - Frecuencia con bomba de carga

Fundamentalmente este tipo de detector está implementado con un par de flipflops tipo D y una compuerta lógica AND conectada en retroalimentación. Las entradas van conectadas al reloj del flipflop, además este tipo de detector tiene dos salidas que están etiquetadas como UP y DN las cuales controlan un circuito de salida triestado de una bomba de corriente pico I_p , cuya carga es el filtro de lazo como se ha representado en la figura 1.4.17. Cuando la salida UP está activa, actúa como fuente mientras que si la salida DN está activa, actúa como sumidero de corriente, esta operación ha sido debidamente representada en su diagrama temporal presentado en la figura 1.4.18. Este bloque entrega una cantidad promedio de corriente proporcional al error de fase, θ_e , entre las señales del comparador [30, Chap. 12].

$$\begin{aligned}\theta_e &= \theta_i - \theta_o \\ I_{CP} &= K_D (\theta_i - \theta_o) \\ \mathcal{L} \{I_{CP}(t)\} &= K_D \mathcal{L} \{\theta_e(t)\} \\ I_{CP}(s) &= K_D \theta_e(s)\end{aligned}\tag{1.4.15}$$

Donde:

$$\begin{aligned}I_{CP}(s) &= \text{Corriente de la bomba de carga, } A. \\ \theta_e(s) &= \text{Error de fase, } rad. \\ K_D &= \text{factor de ganancia del detector de fase frecuencia, } \frac{A}{rad}.\end{aligned}$$

La ganancia del detector de fase frecuencia se mide en amperio por radian ($\frac{A}{rad}$), es descrita gráficamente en la figura 1.4.17 y es cuantificada en la ecuación 1.4.16.

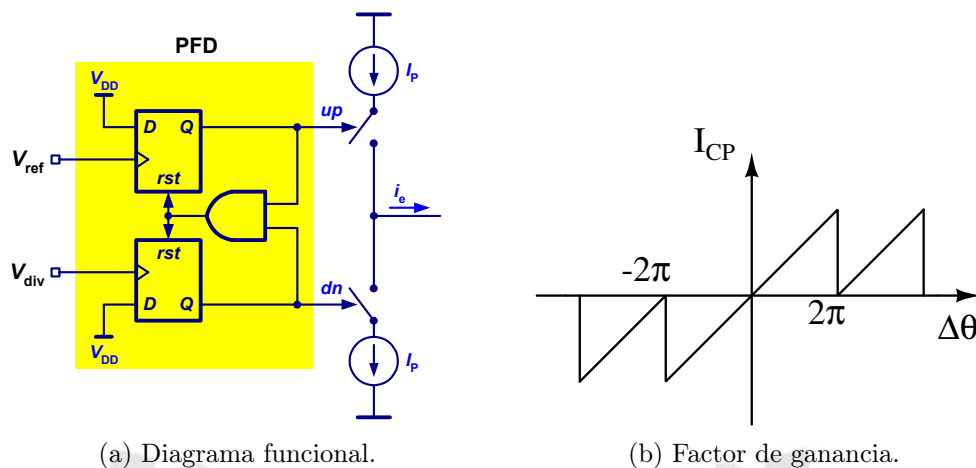
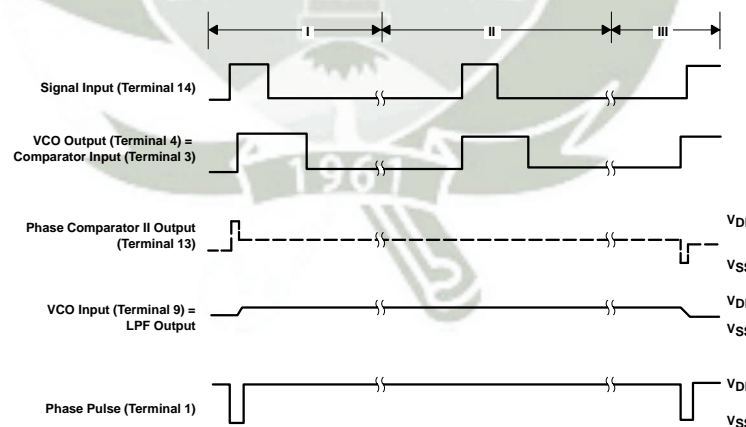


Figura 1.4.17: Detector de fase: A la izquierda, una representación gráfica del factor de ganancia mientras que a la derecha su respectivo diagrama funcional.

El factor de ganancia del detector de fase frecuencia K_D , se define como la relación entre la corriente de carga pico y el rango de fase del mencionado detector.

$$K_D = \frac{I_p}{2\pi} \tag{1.4.16}$$

El concepto de este detector de fase con bomba de carga, puede ser apreciado también a través de su diagrama temporal.



Fuente: Hoja de datos para CD4046BE [31, Fig. 5].

Figura 1.4.18: Diagrama temporal para el comparador II del circuito integrado CD4046B.

2. Filtro de lazo

Este elemento es importante pues la información de la fase entregado por la bomba de corriente es traducida a un voltaje proporcional de tal forma que el VCO puede usar esta señal para entregar una salida coherente con el resto del sistema. De la ley de ohm se aplica a las impedancias eléctricas como sigue:

$$V_c(s) = F(s) I_{CP}(s) \quad (1.4.17)$$

La respuesta dinámica y estática de los lazos de control PLL dependen del diseño y ubicación de los polos y ceros, además el diseño de este filtro depende de la aplicación [30, Chap. 12.2].

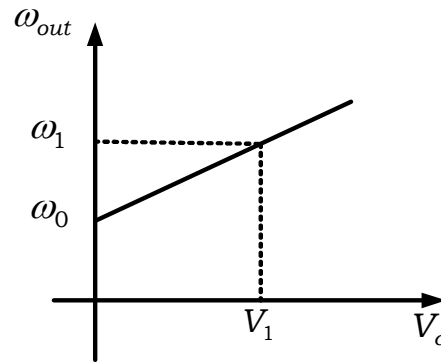
3. Oscilador Controlado Por Voltaje

Este bloque cuenta con un arreglo de circuitos electrónicos que entregan una señal periódica proporcional a una tensión de control a su entrada [29, Chap. 2.1]. Considerando una onda de voltaje que representa la salida del oscilador controlado, $V_o(t) = V_a \cos(\omega_c t + \Delta\omega)$, no se tiene en cuenta la amplitud, el argumento de la función periódica mencionada se define como $\theta = \omega_c t + \Delta\omega$, la variación de la frecuencia es $\Delta\omega = K_{vco} v_c(t)$. El funcionamiento de un VCO puede describirse como la variación del argumento, θ , respecto del tiempo es proporcional al voltaje de control y se puede escribir con la siguiente ecuación diferencial:

$$\frac{d\theta_o(t)}{dt} = K_{vco} v_c(t)$$

Para estudiar a la ecuación anterior en términos de la frecuencia [30, Chap. 2.1], se aplica la transformada de Laplace en ambos términos para obtener su función de transferencia:

$$\begin{aligned} \mathcal{L} \left\{ \frac{d\theta_o(t)}{dt} \right\} &= \mathcal{L} \{ K_{vco} v_c(t) \} \\ \theta_o(s) &= \frac{K_{vco} V_c(s)}{s} \end{aligned} \quad (1.4.18)$$



Fuente: Elaboración propia.

Figura 1.4.19: Ganancia del oscilador VCO

Para completar la función de transferencia es necesario conocer de la pendiente K_{vco} , se mide en $\frac{rad}{sec \cdot V}$ y es conocido también como ganancia del oscilador:

$$K_{vco} = \frac{\omega_1 - \omega_0}{V_1} \quad (1.4.19)$$

1.4.6.1.2 Función de transferencia

En la figura 1.4.16 apreciamos un sistema retroalimentado donde su función de transferencia a lazo abierto viene dado por el producto de las ganancias de cada bloque:

$$G(s) = \frac{K_{vco}}{s} \cdot K_D \cdot F(s) \quad (1.4.20)$$

Para obtener la función de transferencia a lazo cerrado es necesario realizar la conocida operación de retroalimentación según el autor [32, Chap. 2-3], viene dado por:

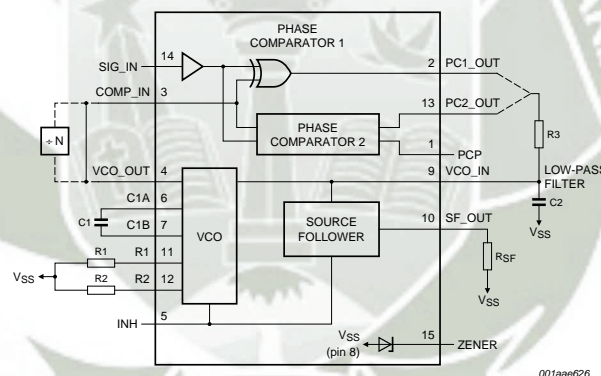
$$Y(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (1.4.21)$$

Reemplazando la ecuación 1.4.20 en la ecuación 1.4.21, como sigue a continuación:

$$\begin{aligned}
 Y(s) &= \frac{K_{vco}K_DF(s)}{1 + \frac{K_{vco}K_DF(s)}{s}} \\
 Y(s) &= \frac{K_{vco}K_DF(s)}{s + K_{vco}K_DF(s)} \\
 Y(s) &= \frac{K_{vco}K_DF(s)}{s + K_{vco}K_DF(s)} \\
 Y(s) &= \frac{1}{\frac{s}{K_{vco}K_DF(s)} + 1} \tag{1.4.22}
 \end{aligned}$$

1.4.6.1.3 Diseño de controladores PLL con bomba de carga

En la practica un controlador PLL con las características mencionadas el párrafo 1.4.6.1.1, puede ser implementado usando un circuito CD4046B en combinación con algunos otros elementos pasivos, como se sugiere en el diagrama funcional ilustrado en la figura 1.4.20.



Fuente: Hoja de datos, [31, Fig. 8]

Figura 1.4.20: Diagrama funcional del circuito integrado CD4046B.

En la hoja de datos publicada el fabricante indica que es necesario definir los valores de trabajo del oscilador y filtro pasa bajos mediante resistencias y capacitores para que el circuito integrado mencionado pueda funcionar como un controlador PLL, además es necesario mencionar que se deberá usar el comparador II para que el concepto se adecue a los requerimientos de control de fase para transductores piezoeléctricos tipo Langevin. A continuación se presenta una síntesis de la información

de diseño contenida en la hoja de datos del fabricante en referencia [31].

- VCO

La relación entre la frecuencia de oscilación máxima f_{max} y la frecuencia mínima f_{min} , permite determinar los valores de resistencias y capacitores con ayuda de los monogramas proporcionado en su respectiva hoja de datos [31, Fig. 7; Fig. 8], a fin de lograr que el oscilador entregue frecuencias en un rango correspondiente al ancho de banda del transductor piezoeléctrico a controlar, conocido como zona de resonancia donde su punto central es la frecuencia de resonancia es decir exhibe 0° de fase. Gracias a que el rango de frecuencias de captura es igual al rango de seguimiento el diseño de las frecuencias para el oscilador se emplean las siguientes relaciones:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_0 + 2f_L}{f_0 - 2f_L} \quad (1.4.23)$$

Donde:

- f_{max} = Frecuencia maxima del oscilador, Hz.
- f_{min} = Frecuencia minima del oscilador, Hz.
- f_0 = Frecuencia de oscilacion central, Hz.
- f_L = Rango de frecuencia de seguimiento, Hz.

- Filtro pasa bajos

El fabricante recomienda la siguiente relación para obtener la constante de tiempo del filtro en mención y que se escribe a continuación:

$$2f_c \approx \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{\tau}} \quad (1.4.24)$$

Donde:

- f_c = Frecuencia de captura, Hz.
- f_L = Frecuencia de seguimiento, Hz.
- τ = Constante de tiempo, s.

Si se trata del comparador de fase II, se deberá considerar en la ecuación 1.4.24, que el rango de captura es igual al rango de seguimiento, $f_c = f_L$, resultando en

la ecuación 1.4.25. Este dato puede ser encontrado en la hoja de datos del circuito integrado CD4046B [31, Table. 7].

$$\tau \approx \frac{1}{2\pi f_c} \quad (1.4.25)$$

$$\tau = R_3 C_2 \quad (1.4.26)$$

Además es importante mencionar que el rango de frecuencias de seguimiento viene dado por la siguiente relación:

$$f_L = \frac{f_{max} - f_{min}}{2} \quad (1.4.27)$$

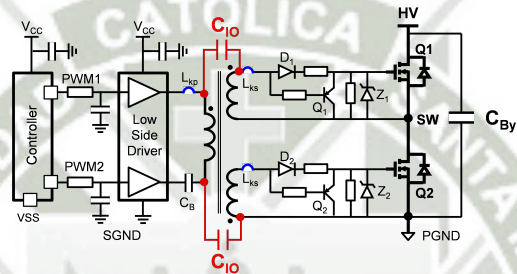
1.4.6.2 Fuente PWM

Este bloque representa un conjunto de circuitos de control y potencia que tienen como objetivo entregar un nivel de voltaje continuo regulado, mediante técnicas de retroalimentación y cumpliendo con las especificaciones técnicas propias de este arte. Además sirve también para proporcionar aislamiento galvánico entre la red eléctrica y la carga. En la subsección 1.4.7, se ha abordado con mayor detalle el tema de fuentes conmutadas PWM en donde se encontraron todas las fórmulas, funciones de transferencia y procedimientos necesarios para su diseño propiamente dicho.

1.4.6.3 Inversor de potencia

En este bloque se encuentra un arreglo de dispositivos activos de potencia, transformadores de alta frecuencia, cuyo objetivo es expresar una forma de onda de voltaje sobre una carga a una frecuencia determinada. Para fines del presente trabajo de investigación, su autor, empleó la ingeniería inversa para adoptar una técnica ya

comprobada para excitar a los transductores piezoeléctricos tipo Langevin y después de una extensa investigación se pudo determinar que nuestro proveedor y fabricante de nacionalidad china Beijing Ultrasonic así como las demás en el rubro, emplean una configuración en particular conocida como inversor de tipo puente y deberá entregar una señal de voltaje cuadrada sin tiempo muerto. Por lo tanto se opta por la tecnología en transistores de potencia tipo MOSFET, debido a que no presentan el fenómeno conocido como storage time. Para este fin se resolvió adoptar el diseño propuesto por Texas Instruments en referencia a su blog en la web [33], desde donde se presenta una ilustración a continuación.



Fuente: Disponible en línea https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-blogs-components-weblogfiles/00-00-00-03-59/1581.Figure1.png

Figura 1.4.21: Inversor de potencia de tipo medio puente en base a transistores MOSFET.

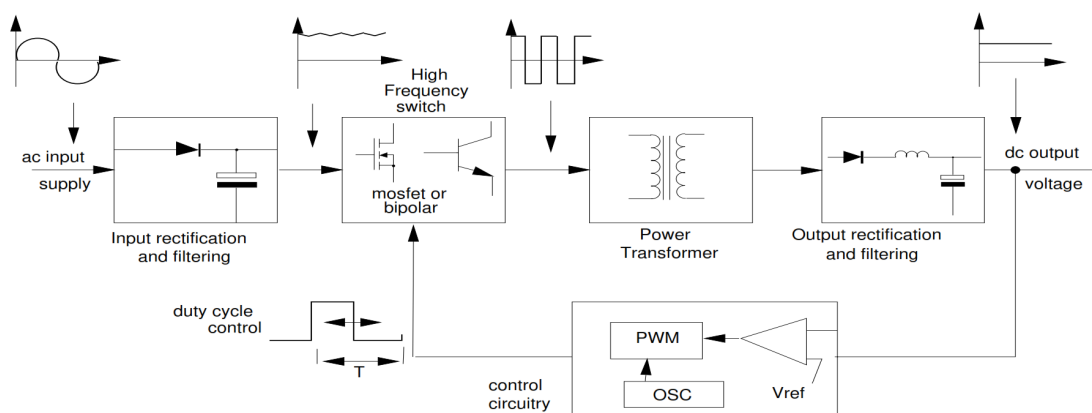
1.4.7 Fuente De Alimentación Conmutada PWM

Una fuente conmutada es un arreglo de circuitos y materiales avanzados que tiene como finalidad procesar a la energía eléctrica de forma tal que pueda ser aprovechada en forma practica por dispositivos con requerimientos particulares de energía eléctrica. Se emplea en caso de que una fuente lineal no cumpla con los requerimientos de potencia, tamaño y costo en ese orden específico. Existen una serie de funciones y consideraciones adicionales que se debe tener en cuenta para dicha fuente conmutada sea implementada de forma practica y a su vez útil desde un punto de vista técnico. En referencia al trabajo de [28, Part. 1, Cap. 1], donde trata sobre estas funciones

y requerimientos adicionales mas comunes. Actualmente existen una diversidad de circuitos integrados los cuales están diseñados para ofrecer una plataforma versátil a partir de donde es posible diseñar fuentes conmutadas de forma apropiada, logrando prototipos funcionales, eficientes y seguros. Estos circuitos integrados son mencionados en el cuadro 1.5.

1.4.7.1 Funcionamiento Básico

Se describen como fuentes conmutadas debido a que los elementos activos de potencia operan como interruptores que conmutan a altas frecuencias sobre un filtro de segundo orden LC a su salida, para de esta forma regular electrónicamente la magnitud de la tensión disponible en la fuente en cuestión y que a diferencia de las fuentes lineales, los elementos de potencia disipan la menor cantidad posible de energía.



Fuente: Power Semiconductor Applications, [34, Cap. 2, Fig. 1]

Figura 1.4.22: Diagrama de bloques para una fuente conmutada PWM.

Indiferente de la topología, una fuente conmutada puede resumirse en un diagrama de bloques general para describir su funcionamiento, en la figura 1.4.22 podemos distinguir las siguientes etapas:

1. Puente rectificador y filtro de entrada: Solo deja pasar la corriente en un sentido, el suministro de corriente alterna se rectifica, para después ser filtrado

por el condensador para producir una fuente de corriente continua en bruto, este nivel de tensión puede fluctuar ampliamente debido a las variaciones en la red eléctrica. En esta primera parte es común encontrar un filtro EMI de interferencias electromagnéticas [28, Cap. 3.1], ya que las fuentes conmutadas emiten estas interferencias o polución de la red eléctrica.

2. Conmutadores de alta frecuencia: Por lo general son transistores que operan en su zona de corte y saturación a una alta frecuencia, de forma proporcional al valor de la tensión requerido a la salida de la fuente. Es necesario considerar que cada topología exige de forma distinta a los elementos de potencia motivo por el cual estos se seleccionan en función a dicho arreglo.
3. Transformador de potencia: Sirve para adecuar la magnitud de la tensión en función a la relación de sus bobinados primario y secundarios, pero más importante aun, es el aislamiento galvánico entre la red eléctrica comercial y la salida de la fuente, proporcionando seguridad eléctrica al usuario final.
4. Puente rectificador y filtro de salida: En esta etapa, el voltaje del secundario del transformador de potencia, es rectificado y filtrado por un integrador LC de segundo orden, el cual suaviza la señal en corriente continua a un valor predeterminado, con muy poca desviación, es válido decir que el filtro LC viene a ser la planta o sistema a controlar en fuentes conmutadas PWM.
5. Controlador PWM: Constituido por un oscilador, una tensión de referencia, un amplificador de error y un modulador por ancho de pulso PWM, es un conjunto de circuitos electrónicos que permiten generar una señal de control en ancho de pulso proporcional al error entre la tensión de salida actual y la referencia, de tal forma que la salida queda gobernada. Esta etapa deberá ser diseñada de forma cuidadosa o de lo contrario se observaran oscilaciones inaceptables en la tensión de salida.

1.4.7.2 Comparación de Topologías Para Fuentes Conmutadas

Se conoce como topologías a las distintas formas en que circuitos y materiales magnéticos pueden disponerse, existen un gran número de estos cada uno con sus ventajas, limitaciones y particularidades, pero solo unos pocos son implementados de forma comercial. Es importante mencionar que el denominador común de dichas topologías es la etapa de control, la cual se diseña solo en función al filtro de salida LC.



Topologías	Flyback	Push Pull	Half Bridge	Full Bridge
Circuito típico				
Formas de onda				
Función de transferencia ideal	$V_{out} = D \cdot \sqrt{\frac{T_P}{2I_{out}L_P}}$	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 2D \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$	$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 2D \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$
Potencia máxima	200W	500W	1000W	> 1000W
Eficiencia típica	80 %	80 %	80 %	80 %

Cuadro 1.4: Topologías en fuentes conmutadas con aislamiento

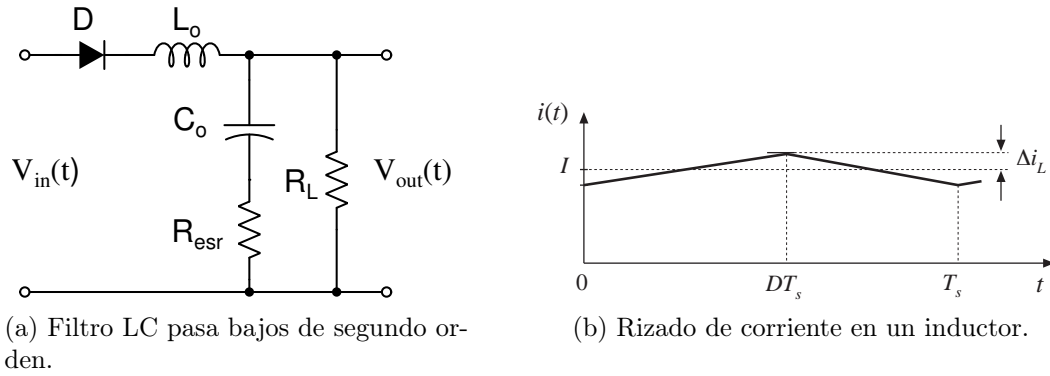
En el cuadro 1.4 apreciamos una comparación entre las diferentes topologías donde los circuitos mostrados fueron publicados por el autor [35], mientras que los datos de potencias máximas y eficiencias típicas están disponibles en [34].

1.4.7.3 Filtro De Salida LC

En referencia al autor [36, Chap. 3.2.1;1.3.6.1], nos indica que tanto la topología push-pull como las tipo puente producen la misma forma de onda a la salida del transformador, por lo tanto los requerimientos en cuanto a los valores de inductancias y capacitancias, serán las mismas. Es importante mencionar que para lograr un diseño adecuado de esta etapa es necesario tener dos puntos de vista, donde primero para propósitos de diseño de controladores PWM se deberá obtener la función de transferencia y segundo para fines de cumplir con los requerimientos de potencia y estabilidad, es necesario ver a los inductores como dispositivos que tienden a mantener una corriente constante sobre la carga durante cada ciclo de conmutación de forma tal que almacena energía cuando los dispositivos de potencia están encendidos mientras que entrega energía cuando estos están apagados. Este elemento inductivo es conocido como bobina de choque debido a que lleva un gran componente de corriente continua. Los capacitores se diseñan de forma sencilla pues el rizado de voltaje depende mayormente a la resistencia ESR siempre y cuando la frecuencia de conmutación sea menor a los 500KHz. El propósito de estos elementos pasivos es oponerse a los cambios súbitos, para poder así mantener un voltaje DC estable a la salida.

1.4.7.3.1 Función De Transferencia

Es importante obtener la función de transferencia con el objetivo de modelar y diseñar un controlador adecuado para cada propósito.



Fuente: Elaboración Propia.

Figura 1.4.23: Filtro LC a la izquierda, mientras a la derecha la forma de onda de corriente que atraviesa el inductor.

Donde, $S = j\omega$ y se definen las impedancias eléctricas de cada componente: $Z_1 = SL_o$; $Z_2 = R_{esr} + \frac{1}{SC_o}$; $Z_3 = R_L$. Además se puede obtener la función de transferencia de forma sencilla utilizando un divisor de tensión como sigue:

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{Z_{eq}}{Z_1 + Z_{eq}} \\ Z_{eq} &= Z_2 \parallel Z_3 \\ Z_{eq} &= \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} = \frac{R_L \left(R_{esr} + \frac{1}{C_o S} \right)}{R_L + R_{esr} + \frac{1}{C_o S}} = \frac{\frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{C_o S}}{\frac{(R_L + R_{esr}) C_o S + 1}{C_o S}} = \frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{(R_L + R_{esr}) C_o S + 1} \end{aligned}$$

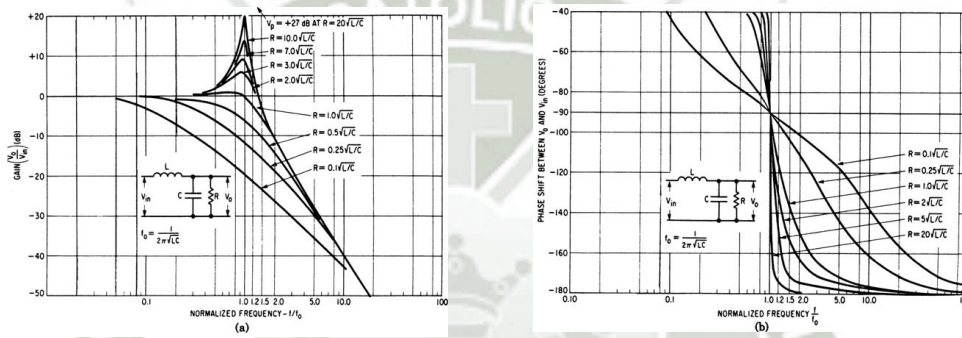
A continuación se presentan todas las operaciones necesarias para obtener la función de transferencia de un filtro LC.

$$\begin{aligned} V_{out} &= \frac{\frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{(R_L + R_{esr}) C_o S + 1}}{L_o S + \frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{(R_L + R_{esr}) C_o S + 1}} V_{in} \\ V_{out} &= \frac{\frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{(R_L + R_{esr}) C_o S + 1}}{\frac{(R_L + R_{esr}) C_o L_o S^2 + S L_o + R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{(R_L + R_{esr}) C_o S + 1}} V_{in} \\ V_{out} &= \frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{(R_L + R_{esr}) C_o L_o S^2 + L_o S + R_L R_{esr} C_o S + R_L} V_{in} \\ V_{out} &= \frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{(R_L + R_{esr}) C_o L_o S^2 + (L_o + C_o R_L R_{esr}) S + R_L} V_{in} \\ V_{out} &= \frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{\frac{(R_L + R_{esr}) C_o L_o S^2}{R_L} + \left(\frac{L_o}{R_L} + C_o R_{esr} \right) S + 1} V_{in} \end{aligned} \quad (1.4.28)$$

Donde:

- R_L = Carga eléctrica a la salida, Ω .
- R_{esr} = Resistencia interna de capacitor ESR, Ω .
- C_o = Capacitor de filtro a la salida, F .
- L_o = Inductor de filtro a la salida, H .

En la ecuación 1.4.28 se representa la función de transferencia para un filtro LC correspondiente a la figura 1.4.23, para poder diseñar un controlador adecuado para dicho modelo matemático es necesario que este cumpla con los criterios de estabilidad para un rango de valores de R_L suficientemente amplio como para satisfacer los requerimientos de la fuente conmutada en cuestión.



(a) Ganancia versus frecuencia para un filtro LC con carga resistiva.

(b) Fase versus frecuencia para un filtro LC con carga resistiva.

Fuente: *Switching Power Supply Design*, [36, Fig. 12.3].

Figura 1.4.24: Diagrama de Bode para un filtro de salida LC con diferentes valores de carga resistiva.

Haciendo referencia a Pressman en [36, Cap. 12.2.3], donde se menciona que en el diagrama de bode representado en la figura 1.4.24, no se ha considerado a la resistencia de ESR, pues los capacitores electrolíticos modernos presentan valores insignificantes. Para propósitos de la presente discusión es suficiente afirmar que el modelo matemático mencionado en la ecuación 1.4.28, asume como a $R_L = K\sqrt{\frac{L}{C}}$, donde, $K = 1$, el sistema será estable para un rango considerable de valores de carga eléctrica. Por lo tanto se enumera la siguiente ecuación:

$$R_L = 1,0\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{1.4.29}$$

1.4.7.3.2 Diseño de inductancia

Una inductancia se define como la relación entre el flujo magnético y la corriente que lo produce, cuando dicho flujo atraviesa un material magnético usualmente de naturaleza no lineal, se define entonces a este coeficiente como:

$$L = \frac{d\Phi}{di} \quad (1.4.30)$$

Además de la ley de Faraday dice que el voltaje expresado en una bobina por la variación de flujo magnético que lo atraviesa:

$$v(t) = \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.4.31)$$

reemplazando la ecuación 1.4.30, en la ecuación 1.4.31, se obtiene la expresión 1.4.32 como muestra a continuación:

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.4.32)$$

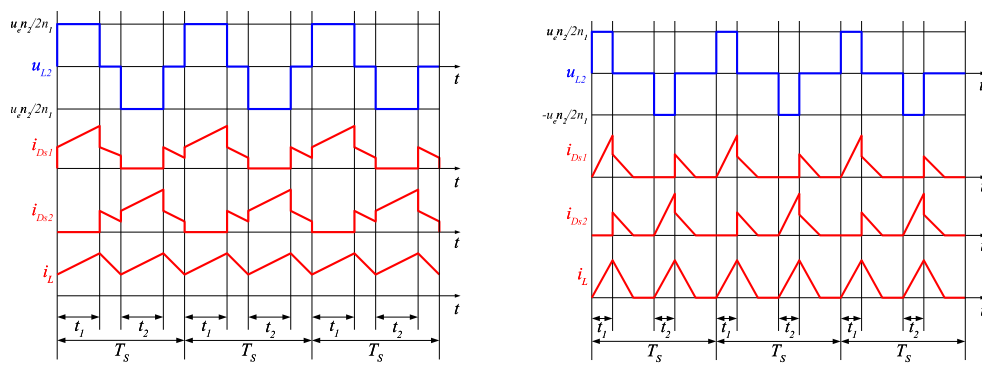
Donde:

$v(t)$ = Voltaje inducido, V .

L = Inductancia, H .

$\frac{di(t)}{dt}$ = Variación de la corriente respecto del tiempo.

Para conocer el valor de inductancia requerido es necesario conocer el concepto del modo de conducción en inductores. En la figura 1.4.25 se aprecia de forma gráfica dicho concepto.



(a) Modo de conducción continuo para un inductor.

(b) Modo de conducción discontinua para un inductor.

Fuente: *Metodología de Modelado y Simulación No Lineal*, [37, Fig. A.31].

Figura 1.4.25: Formas de onda de corrientes en inductores y tensiones en un convertidor de medio puente ideal.

CCM

Conducción de corriente en modo continuo, cuando la valor de la corriente en la bobina no llega a nivel cero durante para todo momento en cada ciclo de conmutación Δi_L , es decir que en el inductor siempre hay energía almacenada, esta se incrementa y decremanta con los ciclos de conmutación pero siempre a un valor mayor a cero. Donde la función de transferencia depende solo del ciclo de trabajo, como se aprecia en la siguiente ecuación:

$$V_{out} = V_{in}D \tag{1.4.33}$$

CCD

Conducción de corriente en modo discontinuo, cuando la valor de la corriente en la bobina llega a nivel cero en algún momento en cada ciclo de conmutación Δi_L , de tal forma que la energía puede ser transferida a la carga en menor tiempo que el ciclo de conmutación. Donde la función de transferencia ademas de depender del ciclo de trabajo, también depende de la carga.

$$V_{out} = \frac{2V_{in}D}{D + \sqrt{D^2 + \left(\frac{8L}{RT}\right)}} \tag{1.4.34}$$

La importancia de estos conceptos son importantes pues permiten comprender

que el ciclo de servicio es diferente para estas las condiciones de carga mencionadas donde se define el ciclo de servicio como, $D = \frac{t_{on}}{T}$. Por lo tanto el autor recomienda que se obtenga el valor del inductor en modo de conducción continuo y en un rango de corriente acotado o de lo contrario el tamaño del inductor seria imposible de realizar de forma practica. Por lo tanto para el presente documento se tiene en cuenta el criterio de la corriente mínima para mantener la condición de conducción continua, véase la referencia [36, Chap. 1.3.6.2].

Criterio de la corriente mínima

El desarrollo de este criterio es tratado de forma practica por Pressman en [36, Chap. 2.2.14], ademas en la figura 1.4.23b, se observa el rizo de corriente en un inductor, donde se puede cuantificar el diferencial de dicha variable como, $dI = (I_{max} - I_{min})$ y se puede decir que la corriente mínima para mantener al inductor en CCM es, $dI = 2I_{dc}$, dicho valor se especifica al 10% de la corriente nominal $I_{dc} = 0,1I_{on}$ o expresado de otra forma, $dI = 0,2I_{on}$. A partir del concepto de inductor de la ecuación 1.4.32, se puede conocer la variación de corriente en un inductor para cada periodo de conmutación:

$$\begin{aligned} di(t) &= \frac{v(t) dt}{L} \\ dI &= \frac{V_L t_{on}}{L} \end{aligned} \quad (1.4.35)$$

Ademas, el valor rizo de corriente es un quinto de la corriente nominal en el inductor, como se muestra a continuación.

$$dI = 0,2I_{on} \quad (1.4.36)$$

Donde:

- dI = Variacion de la corriente en un ciclo de trabajo, A .
- L = Inductancia de la bobina, H .
- t_{on} = Tiempo de encendido en un ciclo de trabajo, s .
- V_L = Diferencia de voltaje en la bobina, V .

También se conoce que el valor de la tensión en la bobina, según la figura 1.4.23, es: $V_L = V_{in} - V_{out}$, a si mismo de la ecuación numerada 1.4.33 se conoce la relación V_{in} y V_{out} .

$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{2t_{on}}{T} \right)$$

$$t_{on} \leq \frac{V_{out}T}{2V_{in}}$$

Se deberá considerar que el inductor se encuentra en conducción de corriente en modo continuo como se menciona anteriormente en la expresión 1.4.33, por tanto se deberá elegir la relación de vueltas del transformador para el secundario según la definición 1.4.37, con periodo encendido menor al 80% del periodo total para superar adecuadamente a las restricciones propuestas.

$$V_s = 1,25V_{out} \quad (1.4.37)$$

$$t_{on} \leq \frac{0,8T}{2} \quad (1.4.38)$$

Considerando lo dicho anteriormente, reemplazamos las expresiones 1.4.37 y 1.4.38 en la ecuación 1.4.35, como sigue:

$$dI = \frac{(1,25V_{out} - V_{out})(0,8T)}{2L_o} = 2I_{dc}$$

$$L_o = \frac{0,005V_{out}T}{I_{dc}}$$

$$L_o = \frac{0,5V_{out}T}{I_{on}} \quad (1.4.39)$$

Donde:

- I_{on} = Corriente Nominal, *A*.
- L_o = Inductancia de la bobina, *H*.
- T = Periodo de conmutacion, *s*.
- V_{out} = Voltaje de salida, *V*.

La ecuación 1.4.39, especifica el valor mínimo de inductancia para operar en modo CCM para un rango de corriente útil de salida acotado por:

$$0,2I_{on} \leq I_o < I_{on} \quad (1.4.40)$$

1.4.7.3.3 Diseño de capacitancia

Para conocer el valor del capacitor requerido se hace referencia a Pressman en [36, Chap. 2.2.14], donde se diseña de tal forma que el rizado en la tensión de salida no supere las especificaciones dadas, el cual depende casi exclusivamente de la resistencia interna R_{esr} , donde valor de rizo en el voltaje sera:

$$V_r = R_{esr} dI_L \quad (1.4.41)$$

Para los capacitores electrolíticos modernos el valor del producto capacitancia por resistencia ESR, oscila entre $50 \times 10^{-6} \leq R_{esr} C_o \leq 80 \times 10^{-6}$, para un amplio rango de valores de capacitores y voltajes, por lo tanto despejando 1.4.41, se obtiene:

$$C_o = \frac{(80 \times 10^{-6}) dI_L}{V_r} \quad (1.4.42)$$

Donde:

C_o = Capacitor de filtro, A.

V_r = Rizado de Voltaje, V.

R_{esr} = Resistencia interna de capacitor, Ω .

Es importante resaltar que en el ejemplo presentado en la referencia [36, Chap. 12.9], recomienda considerar capacitores de aluminio con bajo ESR, para mantener el rizado de voltaje alrededor del 1% del voltaje a la salida de la fuente.

$$V_r = 0,01V_{out} \quad (1.4.43)$$

1.4.7.4 Diseño y Estabilidad en Lazos de Control PWM

En la actualidad existen diferentes circuitos integrados muy versátiles que cumplen esta función, cada uno con diferentes prestaciones para cumplir con los requeri-

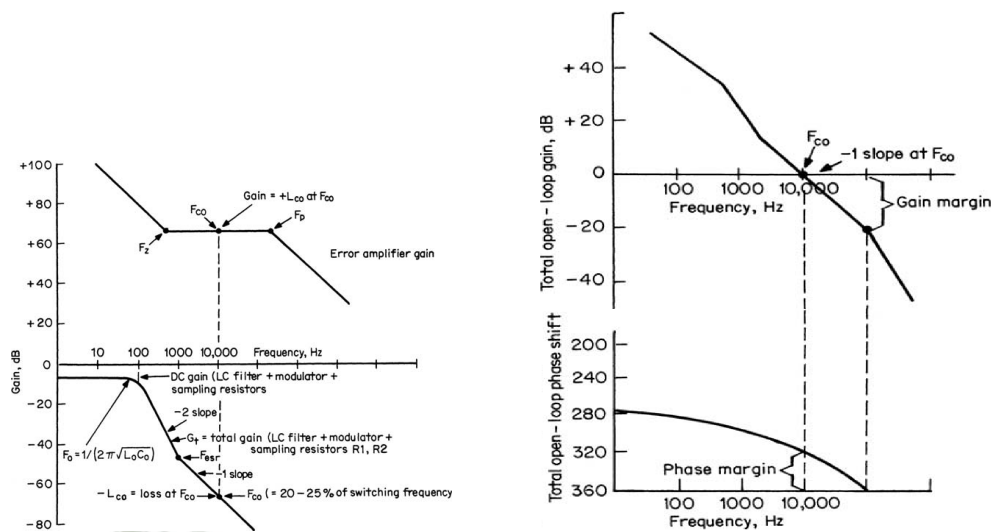
mientos y exigencias de las diferentes aplicaciones en el tema de fuentes conmutadas, estos requieren de algunos pocos circuitos auxiliares de fácil implementación y que están bien documentados en sus hojas de datos, citando algunos tenemos:

SMPS IC	Casa Fabricante
KA7500C	Fairchild Semiconductor
TL494	ON Semiconductor
SG3525A	ST Microelectronics

Cuadro 1.5: Controladores PWM en circuitos integrados.

1.4.7.4.1 Criterios De Estabilidad En Controladores PWM

Todas las topologías de fuente conmutada requieren el mismo circuito integrador LC para suavizar la onda de voltaje producto de la conmutación de los elementos de potencia, por lo tanto el mismo modelo matemático, con lo cual podemos afirmar que los criterios de estabilidad para fuentes conmutadas son independientes a la topología adoptada. El objetivo final es controlar el voltaje V_o , expresado a la salida, mediante una señal de control modulada PWM para mantener a dicho voltaje a un valor constante y estable sin importar las variaciones en la carga.



(a) Ganancia versus frecuencia para el amplificador de error y filtro de salida LC.

(b) Respuesta en ganancia y fase ideal de filtro de salida LC y controlador a lazo abierto.

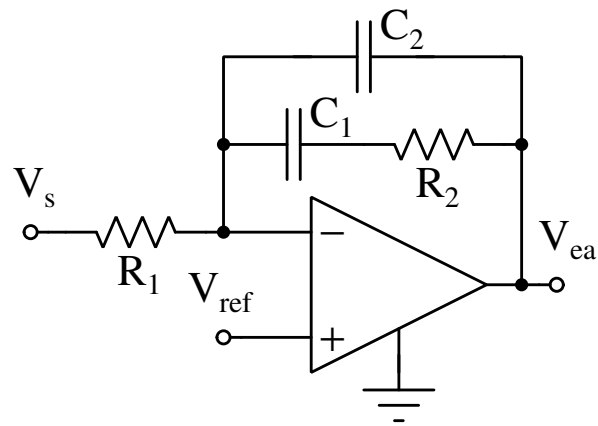
Fuente: *Switchmode Power Supply Handbook*, [28, Fig. 12.4; 12,6]

Figura 1.4.26: Diagrama de BODE para la respuesta del controlador y filtro a la derecha, mientras que a la izquierda para la respuesta ideal del sistema en conjunto.

1. Criterio de la Fase: El margen de fase entre $\frac{V_{in}}{V_{out}}$ deberá ser menor que 360° , usualmente en un rango entre $35^\circ \leq M_\varphi \leq 45^\circ$ cuando la ganancia cruza por 0dB a frecuencia F_{CO} .
2. Criterio de la pendiente: La ganancia total deberá pasar por la frecuencia de corte F_{CO} con una pendiente de -20dB.
3. Criterio de la ganancia: Es necesario diseñar la ganancia del controlador con igual magnitud a la atenuación producida por el filtro LC a una frecuencia F_{CO} , con la finalidad de forzar la respuesta de todo el sistema a pasar por 0dB con una pendiente de -20dB, como se muestra en la figura 1.4.26.

1.4.7.4.2 Función de transferencia para el amplificador de error tipo 2

El amplificador de error de tipo 2 es propuesto como compensador en base a la teoría de redes de retardo - adelanto de fase y se puede encontrar en la referencia a [36, Cap. 12.6] e ilustrado en la figura 1.4.27.



Fuente: Elaboración Propia.

Figura 1.4.27: Amplificador de error de tipo 2.

Para comprender y poder diseñar correctamente a dicho amplificador de error es necesario conocer su función de transferencia la cual es deducida a continuación:

$$Z_A = R_1$$

$$Z_B = \frac{1}{C_2 S} \parallel \left(R_2 + \frac{1}{C_1 S} \right)$$

Por el principio de superposición $V_{ea} = V_{ea}^I + V_{ea}^{II}$, como sigue:

Para, $V_{ea}^I; V_{ref} = 0$.	Para, $V_{ea}^{II}; V_S = 0$.
$\frac{V_S - V_-}{Z_A} + \frac{V_{ea}^I - V_-}{Z_B} = 0$	$\frac{0 - V_-}{Z_A} + \frac{V_{ea}^{II} - V_-}{Z_B} = 0$
$V_{ea}^I = -V_S \frac{Z_B}{Z_A}$	$V_{ea}^{II} = V_{ref} \left(\frac{Z_B}{Z_A} + 1 \right)$

$$V_{ea} = V_{ref} \left(\frac{Z_B}{Z_A} + 1 \right) - V_S \left(\frac{Z_B}{Z_A} \right) \quad (1.4.44)$$

Según la referencia [36, Eq. 12.4], se deberá considerar que, $C_2 \ll C_1$, desarrollando Z_B se obtiene:

$$\begin{aligned}
 Z_B &= \frac{\frac{1}{C_2 S} \left(\frac{R_2 C_1 S + 1}{C_1 S} \right)}{\frac{C_1 S + C_2 S}{C_1 C_2 S^2} + R_2} \\
 Z_B &= \frac{\frac{R_2 C_1 S + 1}{C_2 C_1 S^2}}{\frac{R_2 C_2 C_1 S^2 + C_1 S + C_2 S}{C_2 C_1 S^2}} \\
 Z_B &= \frac{R_2 C_1 S + 1}{S (C_1 + C_2) \left(\frac{R_2 C_1 C_2 S}{C_1 + C_2} + 1 \right)} \\
 \frac{Z_B}{Z_A} &= \frac{R_2 C_1 S + 1}{R_1 S (C_1 + C_2) (C_2 R_2 S + 1)} \tag{1.4.45}
 \end{aligned}$$

Se puede resumir la ubicación de las raíces de la ecuación 1.4.45 en el cuadro 1.6, que se exhibe a continuación.

Lugar de raíces	Descripción
Polo en el origen.	$F_{po} = \frac{1}{2\pi R_1 (C_1 + C_2)}$
Polo.	$F_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$
Cero.	$F_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$

Cuadro 1.6: Ubicación de las raíces de la función de transferencia del amplificador de error tipo 2.

1.4.7.4.3 Diseño De La Ganancia Para El Amplificador De Error De Tipo 2

En la figura 1.4.22, se puede apreciar un diagrama de bloques que describe y representa el funcionamiento de una fuente conmutada, donde se aprecia diferentes etapas las cuales introducen ganancias y atenuaciones que en su conjunto son la respuesta total de sistema, a continuación se detalla cuales son y como influyen en el diseño de la ganancia del amplificador de error.

Etapa	Función de transferencia
Ganancia del modulador.	$G_{PWM} = \frac{0,5(V_{sp}-1)}{3}$
Ganancia en resistencias de muestreo.	$G_s = \frac{R_2}{R_1+R_2}$
Ganancia en filtro LC.	Ver ecuación 1.4.28.
Ganancia en amplificador de error, G_{ea} .	Es igual a la ganancia a F_{CO} .

Cuadro 1.7: Ganancias y atenuaciones de las diferentes etapas del sistema

Según Pressman en [36, Cap. 12.3], la ganancia en alta frecuencia del amplificador de error G_{ea} , deberá ser igual en magnitud a la ganancia del filtro LC en el punto de a frecuencia de cruce por cero F_{CO} , pero con sentido opuesto de tal forma que la ganancia total del sistema a lazo abierto en ese punto sea 0dB, por lo tanto hay que elegir a dicha frecuencia, la cual según la teoría de muestreo, deberá ser entre un cuarto y un quinto de la frecuencia de conmutación de los transistores F_{SW} , para asegurar así que los criterios de estabilidad se cumplan en forma practica, por lo tanto se establece que:

$$0,2F_{sw} \leq F_{CO} \leq 0,25F_{sw} \quad (1.4.46)$$

Según el teorema del muestreo de no cumplirse esta condición el voltaje a la salida tendrá un rizo inaceptable según el autor [36, Cap. 12.6] refiere en el capitulo en mencionado. La ganancia total del sistema a lazo abierto se puede representar como $G_t = G_{PWM} + G_{LC} + G_s$ mientras que la ganancia del amplificador de error puede expresarse como la siguiente ecuación numerada:

$$|G_{t[F_{CO}]}| = |G_{ea}| \quad (1.4.47)$$

1.4.7.4.4 Ubicación de Raíces Para El Amplificador De Error de tipo 2

Adoptando este esquema de control, en referencia a [36, Cap 12.7], propone un procedimiento para el calculo del lugar de polos y ceros del amplificador de error en función al retardo de fase aportado por el filtro LC para cumplir con el criterio de

margen de fase $35^\circ \leq M_\varphi \leq 45^\circ$.

$$M_\varphi = 360^\circ - \theta_{lc} - \theta_{ae} \quad (1.4.48)$$

1. Retardo de fase en filtro LC con ESR significativo.

Para gobernar el voltaje a la salida del filtro LC, es necesario conocer la fase que este aportada al sistema.

$$\theta_{lc} = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{F_{CO}}{F_{esr}} \right) \quad (1.4.49)$$

En el cuadro se ha tabulado los diferentes valores posibles para la ecuación 1.4.49 y que aquí se presenta con fines ilustrativos.

F_{CO}/F_{esr}	Retardo de fase	F_{CO}/F_{esr}	Retardo de fase
0,25	166°	2,5	112°
0,50	153°	3	108°
0,75	143°	4	104°
1,0	135°	5	101°
1,2	130°	6	99,5°
1,4	126°	7	98,1°
1,6	122°	8	97,1°
1,8	119°	9	96,3°
2,0	116°	10	95,7°

Cuadro 1.8: Retardo de fase sobre un filtro LC con ESR significativo, elaborado a partir de la ecuación 1.4.49.

Ademas vale aclarar que la según la ecuación 1.4.28, se reconoce el punto donde la pendiente cambia de valor conocido como frecuencia de corte ESR.

$$F_{esr} = \frac{1}{2\pi R_{esr} C_o} \quad (1.4.50)$$

2. Retardo de fase en amplificador de error tipo 2.

Se puede relacionar a la cantidad de fase que aporta el amplificador de error mediante la ecuación 1.4.51, donde las raíces aportan una cantidad determinada de fase y se puede cuantificar como sigue:

$$\frac{F_{CO}}{F_Z} = \frac{F_p}{F_{CO}} = k \quad (1.4.51)$$

Raíz	Efecto en la fase	Cantidad	Para F_{CO}
Polo	RETARDO	$\theta_{lag} = \tan^{-1} \left(\frac{f}{f_p} \right)$	$\theta_{lag} [F_{CO}] = \tan^{-1} \left(\frac{1}{k} \right)$
Cero	ADELANTO	$\theta_{lead} = \tan^{-1} \left(\frac{f}{f_z} \right)$	$\theta_{lead} [F_{CO}] = \tan^{-1} (k)$

Cuadro 1.9: Efecto de una raíz sobre la fase del sistema.

El polo ubicado en el origen F_{po} ocasiona un retardo de 90° en la fase, sumado a los 180° de retardo introducido por la topología de retroalimentación como amplificador inversor y que también es mencionado por el autor en [36, Cap. 12.4] y puede ser corroborado en la ecuación 1.4.44. Donde el aporte total del amplificador de error sobre la fase viene dado por:

$$\theta_{ae} = 270^\circ - \tan^{-1} (k) + \tan^{-1} \left(\frac{1}{k} \right) \quad (1.4.52)$$

Es importante recalcar que a pesar de que hay polos y ceros en la función de transferencia, este se comporta como compensador por red de retraso de fase [36, Cap. 12.7].

k	Fase, según ecuación 1.4.52
2	233°
3	216°
4	208°
5	202°
6	198°
10	191°

Cuadro 1.10: Retardo de Fase en un amplificador tipo 2.

El cuadro 1.10 muestra, los valores del aporte total en fase del compensador, según los valores de k , que representa la relación entre las frecuencias polos y ceros, es decir que tan alejados están entre si.

Donde:

M_φ = Margen de fase, *deg.*

θ_{lc} = Fase aportado por el filtro LC, *deg.*

θ_{ae} = Fase aportado por el amplificador de error, *deg.*

k = Factor de raíces.

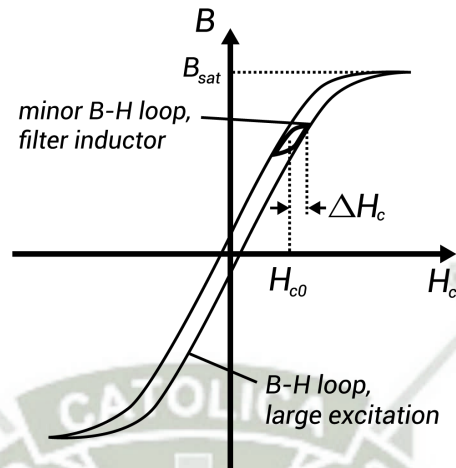
F_{CO} = Frecuencia de cruce por cero decibelios, *Hz.*

F_{esr} = frecuencia de corte ESR, *Hz.*

1.4.7.5 Inductores De Choque

Son bobinados de material conductor sobre un núcleo ferromagnético, los cuales se diferencian de un inductor convencional por que la mayor parte de la corriente que atraviesa por el bobinado es en componente continua, mientras que no mas de 20 % deberá ser corriente alterna para calificar como bobina de choque, ademas existen diferentes materiales ferromagnéticos para diferentes aplicaciones. El material del núcleo se escoge en función a la frecuencia de operación, la relación en la cantidad de componente de corriente alterna y continua, inductancia requerida y requerimientos mecánicos. Cuando la frecuencia del rizo en el inductor es baja, se emplea hierro laminado pues tolera una mayor cantidad de densidad de flujo magnético Φ , a su vez

que requiere menor cantidad de conductor. Cuando la frecuencia es alta, se deberá considerar las pérdidas en el núcleo, en consecuencia las ferritas-aire, molypermalloy, núcleo de hierro en polvo, son las opciones a elegir [28, Chap 1.7.1].



Fuente: Disponible en línea, <http://www.allaboutcircuits.com/uploads/articles/7A-Inductor-Designs-for-Converters.png>

Figura 1.4.28: Curva BH característica para un inductor de choque.

1.4.7.5.1 Swinging Choke

Este concepto es interesante para fuentes cuya carga es variable; consiste en aprovechar la no linealidad de la curva B-H característica, para reducir la inductancia e incrementar la respuesta dinámica cuando operan a altas corrientes, mientras que para cargas mas ligeras esta inductancia aumenta a fin de mantener al filtro de salida operando en modo continuo en un rango extendido, obteniendo la mayor regulación posible [28, Part 3. Chap. 3.3].

1.4.7.5.2 Criterio de diseño para bobinas tipo Swinging Choke

Para que un material sea adecuado para este tipo de bobina, su curva B-H deberá tener la característica de tener alta no linealidad, especialmente el polvo de hierro comprimido. En el mercado existen una variedad de materiales magnéticos para la elaboración de estos mencionados elementos, los cuales en general son una mezcla de diferentes materiales, para tal propósito los fabricantes proporcionan todos los datos propios de los materiales como base para el diseño.

Material	Permeabilidad inicial μ_i	Densidad del material (g/cm^3)	Costo relativo	Código de color
#2	10	5.0	2.7	Red/Clear
#8	35	6.5	5.0	Yellow/Red
#14	14	5.2	3.6	Black/Red
#18	55	6.6	3.4	Green/Red
#19	55	6.8	1.7	Red/Green
#26	75	7.0	1.0	Yellow/White
#30	22	6.0	1.4	Green/Gray
#34	33	6.2	1.5	Gray/Blue
#35	33	6.3	1.4	Yellow/Gray
#40	60	6.9	1.0	Green/Yellow
#45	100	7.2	2.6	Black/Black
#52	75	7.0	1.2	Green/Blue

Fuente: *Power Conversion & Line Filter Applications*, [38, pp. 1].

Cuadro 1.11: Propiedades generales de diferentes materiales ferromagnéticos comerciales para aplicaciones de potencia.

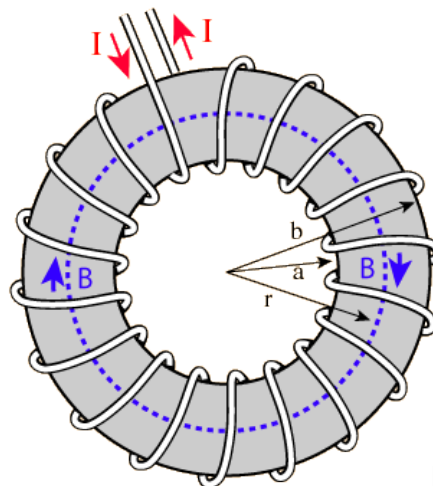
El autor recomienda usar las mezclas #26 y #40, pues muestran una rápida caída en la permeabilidad magnética en función al incremento en la fuerza magnetizante H , es decir cuando aumenta la corriente en a la carga.

- El criterio de diseño indica que para una fuerza magnetizante de 50 oesters, la permeabilidad sera la mitad de la que fue inicialmente y de igual manera la inductancia resultante en una relación de 2:1.

Este cambio es conocido como *swing* en el arte del diseño de bobinas de choque y también provee un margen de sobrecarga de hasta un 100 %, evitando la saturación del núcleo y a su vez, reduciendo la inductancia hasta en un 20 % del valor inicial. Si el criterio que limita a 50 oesters de fuerza magnetizante se cumple, la temperatura de trabajo no superara los 40°C [28, Part 3. Chap. 3.3.1].

1.4.7.5.3 Construcción De Bobinas toroidales tipo

Para cumplir con los criterios antes mencionados, se requieren algunas formulas de diseño, las cuales parten de la ley de ampere para una trayectoria cerrada tipo toróide, pero son proporcionadas por los fabricantes.



Fuente: Disponible en línea,
<http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/magnetic/imgmag/tor.gif>

Figura 1.4.29: Campo magnético en un toroide

Por este motivo y para fines del presente documento, es que a continuación se limita a solo presentar tales formulas de diseño:

$$L_o = \frac{0,4\pi\mu N^2 A_e \times 10^{-2}}{l} \quad (1.4.53)$$

$$AL = \frac{0,4\pi\mu A_e \times 10^{-2}}{l} \quad (1.4.54)$$

$$H_{DC} = \frac{0,4\pi NI}{l} \quad (1.4.55)$$

$$AL = \frac{L_o}{N^2} \quad (1.4.56)$$

Donde:

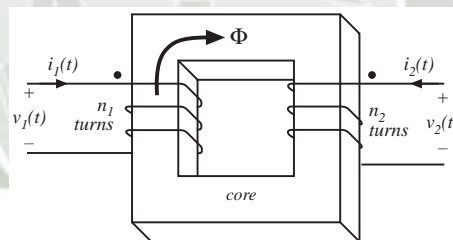
- L_o = Inductancia, H .
- AL = Factor de inductancia.
- H_{DC} = Fuerza magnetizante, Oe .
- A_e = Sección transversal del núcleo toroidal, cm^2 .
- P_{in} = Potencia de entrada del transformador, W .
- N = Numero de espiras sobre el núcleo toroidal.
- l = Longitud de trayectoria magnetica, cm .
- μ = Permeabilidad magnética absoluta.
- I = Corriente nominal en el inductor, A .

La ecuación 1.4.53, es útil para estimar la inductancia obtenida con un determinado numero de vueltas sobre un núcleo, también el factor de inductancia en la

ecuación 1.4.54, permite una relacionar la cantidad de inductancia resultante por vuelta de material conductor y finalmente en la ecuación 1.4.55, sirve para relacionar la fuerza magnetizante y la corriente electrica que lo genera. Es importante definir también a la permeabilidad absoluta donde, $\mu = \mu_o\mu_r$. Todas estas relaciones son publicadas en conjunto con una serie de gráficas, por los distintos fabricantes de estos núcleos y para este caso se hace referencia a [39, 38].

1.4.8 Transformadores De Núcleo Ferrimagnético

El transformador es un dispositivo que convierte la energía eléctrica alterna de un cierto nivel de tensión, en energía alterna de otro nivel de tensión, basándose en el fenómeno de la inducción electromagnética. Está constituido por dos bobinas de material conductor, devanadas sobre un núcleo cerrado de material ferromagnético, pero aisladas entre sí eléctricamente. La única conexión entre las bobinas la constituye el flujo magnético común que se establece en el núcleo.



Fuente: Fundamentals of Power Electronics, [40, Fig. 13.13].

Figura 1.4.30: Ilustración de un transformador eléctrico con núcleo ferrimagnético.

Considerando un transformador ideal de dos bobinas que tiene un área transversal de su núcleo A_e , una trayectoria magnética l_m y una permeabilidad magnética μ , como se muestra en la figura 1.4.30 y en referencia al autor [40, Chap. 13.2] donde

la relación de transformación puede definirse como:

$$\begin{aligned}v_1(t) &= n_1 \frac{d\Phi(t)}{dt} \\v_2(t) &= n_2 \frac{d\Phi(t)}{dt} \\ \frac{v_1}{v_2} &= \frac{n_1}{n_2}\end{aligned}\tag{1.4.57}$$

Donde:

- $\frac{d\Phi(t)}{dt}$ = Variación del flujo magnético respecto del tiempo, Wb/s .
- v_1 = Voltaje sobre el bobinado primario, V .
- v_2 = Voltaje inducido en el bobinado secundario, V .
- n_1 = Numero de vueltas de la bobina primaria.
- n_2 = Numero de vueltas de la bobina secundaria.

Entre los materiales cerámicos magnéticos, destaca las cualidades de las ferritas blandas hacen de ellas ideales para ser empleadas como núcleo para transformadores e inductores en fuentes conmutadas, los cuales para ser empleados de dicha forma, requieren de un cuidadoso proceso de diseño, para ello, los fabricantes de dichos materiales entregan un conjunto de documentos donde se describen sus propiedades y características geométricas, de esta forma es posible conocer sus limitaciones. Para entender de forma mas amplia el funcionamiento de los transformadores es necesario tener en cuenta algunas leyes de la física que rigen este arte.

1.4.8.1 Ley de Faraday 1961

Describe que la magnitud del voltaje $v(t)$, inducido en una espira de material conductor es proporcional a la variación del flujo magnético $\Phi(t)$ respecto del tiempo que la atraviesa.

$$v(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}\tag{1.4.58}$$

El flujo magnético como una medida de cantidad de magnetismo, se puede definir como la cantidad de líneas de campo magnético que atraviesan una determinada

superficie S en el espacio.

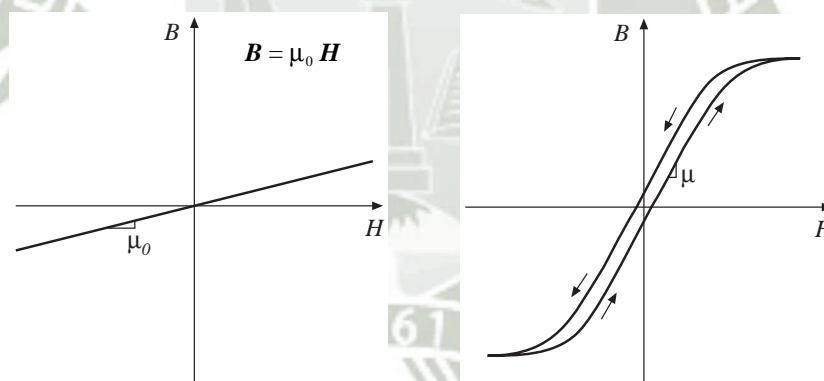
$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (1.4.59)$$

1.4.8.2 Ley de Ampere

Es útil para el cálculo de campos magnéticos creados por determinadas distribuciones de corriente y dice que la circulación de un campo magnético a lo largo de una línea cerrada es igual al producto de la permeabilidad magnética μ_0 , por la intensidad neta que atraviesa el área limitada por la trayectoria.

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \quad (1.4.60)$$

Donde la densidad de flujo magnético se relaciona con la intensidad de campo magnético mas la magnetización del material, por medio de la permeabilidad magnética y se define para el vacío, $B = \mu_0 H$ y para materiales magnéticos $B = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M})$:



(a) Característica de un material sin histéresis magnética

(b) Característica de un material con histéresis magnética

Fuente: *Fundamentals of Power Electronics*, [40, Fig. 13.6].

Figura 1.4.31: Curva característica B-H para el vacío (a) y (b) para un material magnético típico.

El campo magnético es un campo angular con forma circular, cuyas líneas encierran la corriente. La dirección del campo en un punto es tangencial al círculo que encierra la corriente y disminuye inversamente con la distancia al conductor.

1.4.8.3 Restricciones Para El diseño De Transformadores Eléctricos Con Núcleo Ferrimagnético

A continuación se definen y cuantifican las siguientes restricciones para el diseño de transformadores, importantes debido a que los criterios para el diseño requieren de estos datos.

1.4.8.3.1 Densidad pico de flujo magnético

En la práctica, los núcleos ferrimagnéticos pueden trabajar con una cantidad limitada de densidad de flujo magnético B , por lo tanto es preciso cuantificar esta magnitud, para lo cual es necesario primero conocer el flujo magnético, de la ley de Faraday mencionada en la ecuación 1.4.58, es posible llevar la misma idea a la situación en que hay más de una espira representado en la figura 1.4.30 y que el autor propone en [40, Eq. 13.12], se obtiene:

$$v_n(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (1.4.61)$$

Además, dicho flujo atraviesa una superficie, en el caso de los transformadores, es el área de la sección transversal del núcleo, $S = A_e$, reemplazando en la ecuación numerada 1.4.59 y a su vez la ecuación 1.4.61:

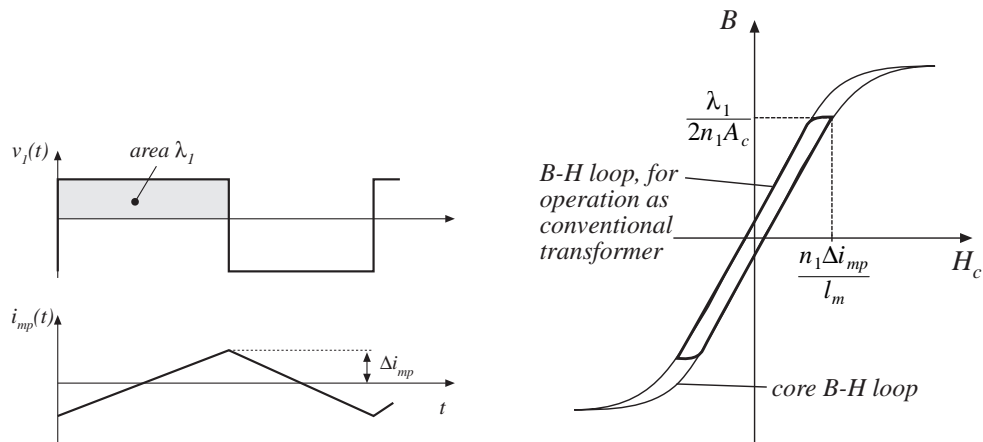
$$v_n(t) = n A_e \frac{dB(t)}{dt} \quad (1.4.62)$$

Donde:

- $v_n(t)$ = Voltaje en una bobina de n espiras, V .
- A_e = Sección transversal del núcleo, m^2 .
- n = Número de espiras bobinadas.
- $\frac{dB(t)}{dt}$ = Variación del campo magnético respecto del tiempo.

Para este caso de estudio es de interés observar la ecuación desde un punto de vista de la variación en la densidad de flujo como se puede apreciar en la figura 1.4.32 se relaciona la el área de voltaje por segundo con su respectivo diferencial de la densidad de flujo ΔB , importante para determinar el número de vueltas requerido

en el primario del transformador.



(a) Área de voltaje por segundo en una onda arbitraria.

(b) Gráfico B-H para un transformador.

Fuente: *Fundamentals of Power Electronics*, [40, Fig. 13.45; Fig 13.46].

Figura 1.4.32: Área de voltaje por segundo a la izquierda y gráfico B-H para un transformador a derecha.

Para conocer para obtener el valor máximo que toma el diferencial ΔB en cada ciclo de conmutación, es necesario partir de la ecuación 1.4.62, para despejar el campo magnético e integrar ambos miembros de esta expresión, obteniendo los siguientes resultados:

$$\int dB(t) = \frac{1}{nA_e} \int v_n(t) dt$$

Para una onda arbitraria, $\lambda(t) = \int v_n(t) dt$, se obtiene la ecuación 1.4.63.

$$\Delta B = \frac{\lambda(t)}{nA_e} \tag{1.4.63}$$

Para una onda cuadrada, $\lambda(t) = V_P t_{on}$, resulta en 1.4.64.

$$\Delta B = \frac{V_P t_{on}}{n_1 A_e} \tag{1.4.64}$$

Ademas también se puede conocer la cantidad de espiras n , requeridas para un

diferencial de densidad de flujo ΔB , despejando la ecuación 1.4.64 para obtener la ecuación 1.4.65.

$$n_1 = \frac{V_P t_{on}}{\Delta B A_e} \quad (1.4.65)$$

Donde:

ΔB = Variación máxima del campo magnético, T .

V_P = Voltaje pico aplicado al bobinado primario, V .

A_e = Sección transversal del núcleo, mm^2 .

t_{on} = Tiempo máximo de voltaje aplicado, μs .

n_1 = Mínimo numero de vueltas para el primario del transformador.

1.4.8.3.2 Perdida en el Núcleo

En cada ciclo de conmutación, es necesario una cantidad de energía para cambiar la dirección de magnetización en el material, que se disipa en forma de calor, este fenómeno puede apreciarse como la histéresis característica en materiales magnéticos en la figura 1.4.31, véase la referencia [40, Chap. 13.3]. De la ley de Faraday para el caso de un flujo magnético que atraviesa el área del núcleo ferrimagnético, definido en la ecuación 1.4.62 y de la ley Ampere de la ecuación 1.4.60, para una trayectoria cerrada y múltiples espiras, se puede obtener:

$$\begin{aligned} W &= \int v(t) i(t) dt \\ W &= \int \left(\chi A_e \frac{dB(t)}{dt} \right) \left(\frac{H(t) l_m}{\chi} \right) dt \\ W &= (A_e l_m) \int H dB \end{aligned}$$

Hasta aquí se conoce la potencia disipada por el núcleo en un solo ciclo de histéresis, para esto se puede llevar el mismo concepto al caso en que dicho ciclo se repita a una frecuencia igual a la de la conmutación mediante la formula empírica con numero 1.4.66, donde los parámetros K_{fe} y β son determinados por el fabricante de los núcleos ferrimagnéticos.

$$P_{fe} = K_{fe} (\Delta B)^\beta A_e l_m \quad (1.4.66)$$

1.4.8.3.3 Perdida en el Bobinado

Es una cantidad de potencia disipada por la resistencia eléctrica propia del material conductor del bobinado. Este es un factor determinante en cuanto a la construcción de transformadores, pues a mayor corriente requerida, mayor el calibre de los conductores. Muchas veces la cantidad de cobre requerido puede ocupar el área de bobinado A_w a tal punto que hace técnicamente imposible a un prototipo, por lo cual su uso deberá optimizarse.

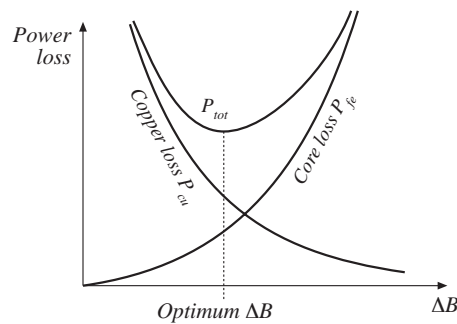
$$P_{Cu} = \frac{\rho_{Cu} n_1^2 I_{tot}^2 M L T}{K_u A_w} \quad (1.4.67)$$

1.4.8.4 Criterios Para El diseño De Transformadores Eléctricos Con Núcleo Ferrimagnético

Existen dos criterios principales para lograr un diseño que cumpla con las especificaciones y sobre todo que sea funcional desde un punto de vista técnico pero en ambos criterios la cantidad de energía disipada tanto por el bobinado de cobre como por núcleo ferrimagnético propiamente dicho, son determinantes en ese arte.

1.4.8.4.1 Criterio del Diseño Optimo

Este criterio es más complicado, laborioso y costoso, pues tiene en cuenta el equilibrio entre la pérdida del cobre y del núcleo ferrimagnético, buscando que esta sea la mínima posible, permitiendo diseños de alta eficiencia en el menor tamaño posible. Es importante recordar que a mayor frecuencia es mayor la pérdida en el núcleo pero a su vez requiere menor cantidad de cobre. Este método se aplica al diseño de tanto transformadores como inductores en función a la constante geométrica K_{gfe} la cual sirve para determinar si un diseño es realizable bajo el criterio de diseño óptimo o si no lo es [40, Appendix 2].



Fuente: *Fundamentals of Power Electronics*, [40, Fig. 15.3].

Figura 1.4.33: Dependencia entre pérdida en el núcleo, cobre y valor de densidad de flujo optimo.

Para realizar un prototipo funcional en base a este criterio requiere un gran esfuerzo ingenieril, motivo por el cual solo es una importante referencia en este documento y su desarrollo puede ser encontrado en [40, Chap. 15].

1.4.8.4.2 Criterio del Diseño A Costo Beneficio

Cuando no es posible hacer un diseño optimo ya sea por la disponibilidad de los núcleos, precios, entre otros factores, es que se puede permitir algunas pérdidas a fin de exigir mas de los materiales, lo cual se refleja en menor eficiencia del transformador en cuestión a costas de los dispositivos de conmutación. También llamado como diseño limitado a la saturación, tiene como objetivo evitar a toda costa la saturación del núcleo, teniendo en cuenta que las pérdidas en el núcleo a frecuencias en el rango de 20 a 100 KHz son insignificantes en comparación a las pérdidas del bobinado de cobre tal y como el autor nos hace referencia en [28, Part 3, Chap. 4.1], por lo tanto es posible usar este criterio para enfocarse directamente en usar el mínimo numero de vueltas posible de conductor eléctrico para evitar la saturación y a su vez reducir las pérdidas en dicho conductor. Para que este criterio sea valido deberán usarse los modernos núcleos de ferrita magnética blanda de baja pérdida y bobinas de alta conductividad, en este tipo de diseño la constante geométrica K_g , permite determinar de forma cuantitativa si un prototipo es técnicamente posible bajo el criterio a costo beneficio [40, Appendix 2]. A continuación se describe en

mayor detalle:

$$K_g = \frac{A_e^2 A_w}{MLT} \cdot [cm]^5$$

$$K_g \geq \frac{\rho_{cu} L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R_{cu} K_u} \quad (1.4.68)$$

En la referencia [40, Appendix 2], el autor muestra un amplio repertorio de valores K_g , para las diferentes geometrías de núcleos ferrimagnéticos comerciales en formato tablas. Una vez que esta condición geométrica se cumple, es posible alcanzar un diseño cuasi óptimo para las especificaciones dadas para un transformador según Billings refiere en [28, Part 3, Cap. 4.5] donde propone el método llamado producto de área y se define en la expresión 1.4.69, como sigue a continuación.

$$AP = A_w A_e \quad (1.4.69)$$

Además, mediante la ecuación 1.4.70, se puede relacionar la potencia de entrada requerida con el tamaño del núcleo ferrimagnético requerido y la densidad de flujo permitida.

$$AP = \left(\frac{11,1 P_{in}}{K^1 f_{sw} \Delta B} \right)^{1,143} \quad (1.4.70)$$

Donde:

ΔB = Variación de la densidad del flujo magnético, T .

AP = Producto de áreas, cm^4 .

A_e = Sección transversal del núcleo, cm^2 .

A_w = Área de bobina del núcleo, cm^2 .

P_{in} = Potencia de entrada del transformador, W .

K^1 = Índice de utilización de cobre.

f_{sw} = Frecuencia de operación.

En el desarrollo de la ecuación 1.4.70 se han asumido las siguientes consideraciones además los valores para Índice de utilización de cobre K^1 , se encontrarán en [28, Table. 3.4.1], véase la referencia [28, Part 3. Chap. 4.5]:

1. El incremento de la temperatura en un ambiente con refrigeración natural por convección es de aproximadamente 30°C .
2. La densidad de corriente para los conductores eléctricos se ha establecido a un valor de 450 A/cm^2 , por cada unidad de producto de área.
3. La eficiencia se asume que puede llegar hasta 98% , para un transformador bien diseñado.

1.4.8.5 Procedimiento Práctico De Diseño Para Transformadores

El criterio que a continuación se expone fue desarrollado a partir del trabajo de Billings [28].

1. determinar la densidad de flujo Óptima, ΔB , para mantener la pérdida en el núcleo, $\rho_{loss} = 100 \text{ [mW/cm}^3\text{]}$, según el monograma presentado por el autor en [28, Fig. 3.4.4].
2. Determinar el tamaño del núcleo según el criterio del producto de áreas AP expuesto por el autor en [28, Part 3; 4.12] y definido con la ecuación numerada 1.4.70.
3. Determinar el mínimo número de vueltas mediante el criterio demostrador por el autor en [28, Part3; 4.12] y para satisfacer a la ecuación numerada 1.4.65.
4. Determinar la relación de transformación deseada en los bobinados secundarios y auxiliares, empleando la ecuación numerada 1.4.57.

1.4.9 Fabricantes Y Proveedores de Transductores Piezoeléctricos

Actualmente en el mercado podemos encontrar una variedad de transductores piezoeléctricos pero mas bien una reducida cantidad de empresas que se dedican a proveer estos elementos electromecánicos y servicios asociados. En el cuadro 1.12, se han mencionado algunos fabricantes con los que se hizo contacto vía correo electrónico por motivos diversos para el presente trabajo de investigación.

Proveedor	Origen	Pagina web
Bjultrasonics	China	www.bjultrasonic.com/
Hierchler	Alemania	www.hielscher.com
Altrasonic	China	www.altrasonic.com/
Steminc	Usa	www.steminc.com/PZT/en/
ATPC	Brasil	www.atcp.com.br/

Cuadro 1.12: Fabricantes actualmente disponibles.

En la figura 1.4.34, se pueden apreciar algunos transductores los cuales se han presentado con fines ilustrativos solamente, sin entrar en mayor detalle en sus prestaciones y/o en sus aplicaciones industriales.



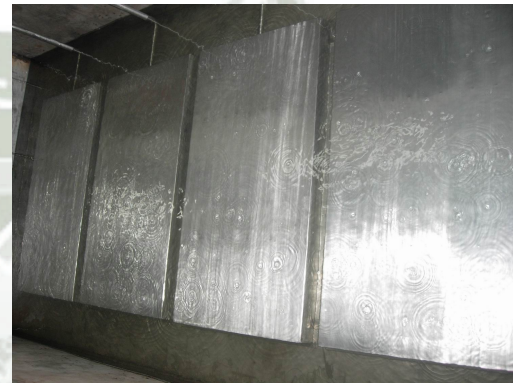
(a) Transductores piezoeléctricos de alta potencia y aplicaciones diversas. *Fuente:* www.altrasonic.com/



(b) Transductor piezoeléctrico para limpieza por ultrasonido. *Fuente:* www.bjultrasonic.com/



(c) Detalle de montaje de transductores de ultrasonido en un contenedor impermeable. *Fuente:* www.bjultrasonic.com/



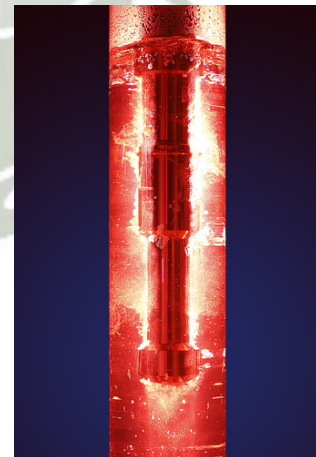
(d) Demostración del efecto del ultrasonido mediante la técnica de transductores sumergidos. *Fuente:* www.bjultrasonic.com/



(e) Conjunto acústico de uso industrial. *Fuente:* www.altrasonic.com/



(f) Conjunto acústico de uso para laboratorio. *Fuente:* www.altrasonic.com/



(g) Conjunto acústico en operación, utilizando contraste y luz para observar los fenómenos que allí se suscitan. *Fuente:* www.hielscher.com

Figura 1.4.34: Transductores comercialmente disponibles en el mercado.

1.5 Alcances E Implementación

El presente trabajo se limita al diseño e implementación de un prototipo con la particularidad de usar un sistema electrónico para seguir a la frecuencia de resonancia de los transductores piezoeléctricos mediante la técnica conocida como seguimiento de fase o PLL , cuyo parámetro de entrada es la fase entre la tensión aplicada a sus polos y la corriente lo atraviesa y alimentado por una fuente conmutada regulable PWM. Para este caso, se cuenta modernos transductores de ultrasonido tipo Langevin empleados están ensamblados en base a cerámicos PZT-4 como elemento piezoeléctrico primario y pueden operar hasta a 50W de potencia y 40KHz de frecuencia. El prototipo es una combinación de dispositivos electrónicos, transductores piezoeléctricos de ultrasonido y técnicas metálicas, en una estructura de acero inoxidable que podrá usare para fines de investigación en el área de los ultrasonidos de alta intensidad y que en las subsecciones siguientes se aprecian los alcances de dichas partes del prototipo en mayor detalle.

1.5.1 Generador de ultrasonido

Este generador en particular podrá accionar mediante una onda de voltaje adecuada en amplitud y frecuencia, a uno o varios transductores piezoeléctricos en paralelo, hasta 150 watts de potencia en total y con una frecuencia de resonancia alrededor de los 40 KHz del fabricante Bjultrasonic, con ayuda de un controlador por lazo de seguimiento de fase, el cual permite accionar a dicho transductor a su frecuencia natural de resonancia en todo momento. Además es necesario el uso de una fuente conmutada PWM para brindar el aislamiento galvánico correspondiente en cumplimiento con normas de seguridad y una etapa de potencia tipo puente completo para expresar la señal generada por el controlador sobre el transductor piezoeléctrico de forma adecuada.

1.5.2 Planta de proceso

En esta etapa se acondiciona al conjunto acústico, tanque de ultrasonido y al generador de ultrasonido como en una suerte banco de ultrasonido implementado con un soporte universal y una pinza de doble nuez. Un tanque de acero inoxidable destinado a contener líquidos y/o sólidos, tiene empernado a los transductores parte externa del fondo. Todos los componentes estarán dispuestos en su interior y montados sobre una estructura metálica, además un micro controlador permitirá supervisión y manipulación de todo el sistema, de forma ergonómica, para consolidar a todo el prototipo como un dispositivo funcional para la aplicación de ultrasonido de alta intensidad y el estudio de sus fenómenos .

1.5.2.1 Conjunto acústico

Este elemento es de naturaleza puramente mecánica, consta de 3 elementos: Un transductor piezoeléctrico tipo Langevin, un transformador acústico y una sonda de trabajo. Cabe mencionar que el mencionado transductor, esta ensamblado y afinado de fabrica por lo tanto no es objeto de diseño para el presente documento. El conocido también como transformador acústico, permite amplificar y concentrar la energía acústica de forma útil, para elaborar esta parte, es necesario realizar trabajos en tornería para su fabricación y afinamiento en analogía con un instrumento musical de viento, de igual forma se procederá para la sonda de trabajo. Todos los elementos antes mencionados serán acondicionados con la ayuda de una pinza de doble nuez y varillas de metal para su fácil operación.

1.5.2.2 Tanque de ultrasonido

Se compone de un tanque de acero inoxidable de grado alimentario en el cual se han ubicado de forma conveniente un arreglo de transductores piezoeléctricos empleando las técnicas típicas del caso, los cuales vibran desde el fondo e irradian

sobre el agua contenida que a su vez alcanzan a los objetos que puedan estar en su interior, esta disposición sirve para producir una intensa cavitación acústica en un volumen de agua mayor.



CAPÍTULO 2

Planteamiento Operacional



Contenido

2.1. Propuesta Técnica	91
2.2. Diseño Y Dimensionamiento Para Fuente PWM	94
2.3. Diseño Y Dimensionamiento Para Controlador PLL	114
2.4. Implementación Del Microcontrolador	125
2.5. Diseño Y Dimensionamiento Para Sonotrodo	128
2.6. Circuitos Impresos	131

2.1 Propuesta Técnica

Para abordar el problema propuesto en la sección 1.1, se propone la implementación de la técnica de ultrasonido de alta intensidad conocida como sonda ultrasónica y la técnica del tanque de ultrasonido, ambas fueron presentadas en la subsección 1.4.2 del presente trabajo de investigación. El proceso de este sistema electromecánico consiste en la transformación de la energía eléctrica en energía mecánica, el cual, puede ser controlado para lograr la mayor eficiencia con la finalidad de observar efectos del ultrasonido de alta intensidad en condiciones controladas. El concepto del método propuesto es ilustrado en la figura 1.4.3.

2.1.1 Implementación Estructural

Para consolidar al sistema propuesto como un prototipo funcional, es necesario montar todos los elementos en una estructura metálica para integrar a todos los elementos como un sistema. En la estructura se ha acondicionado una compuerta para albergar a todos los circuitos eléctricos necesarios para este propósito que a su vez están montados sobre un panel y fijados sobre un riel telescópico, además el conjunto acústico se acondiciona en una configuración conocida como arreglo de soporte universal y pinza de doble nuez que proveen la ergonomía necesaria para su uso práctico.

2.1.2 Especificaciones Técnicas Del Transductor Piezoeléctrico

Se definen en base a los requerimientos eléctricos del transductor piezoeléctrico empleado en el presente trabajo de investigación, los cuales son proporcionados por su fabricante. El prototipo será dimensionado de tal forma que pueda para satisfacer o exceder las especificaciones para el transductor piezoeléctrico tipo Langevin,

expuestas en el cuadro 2.1.

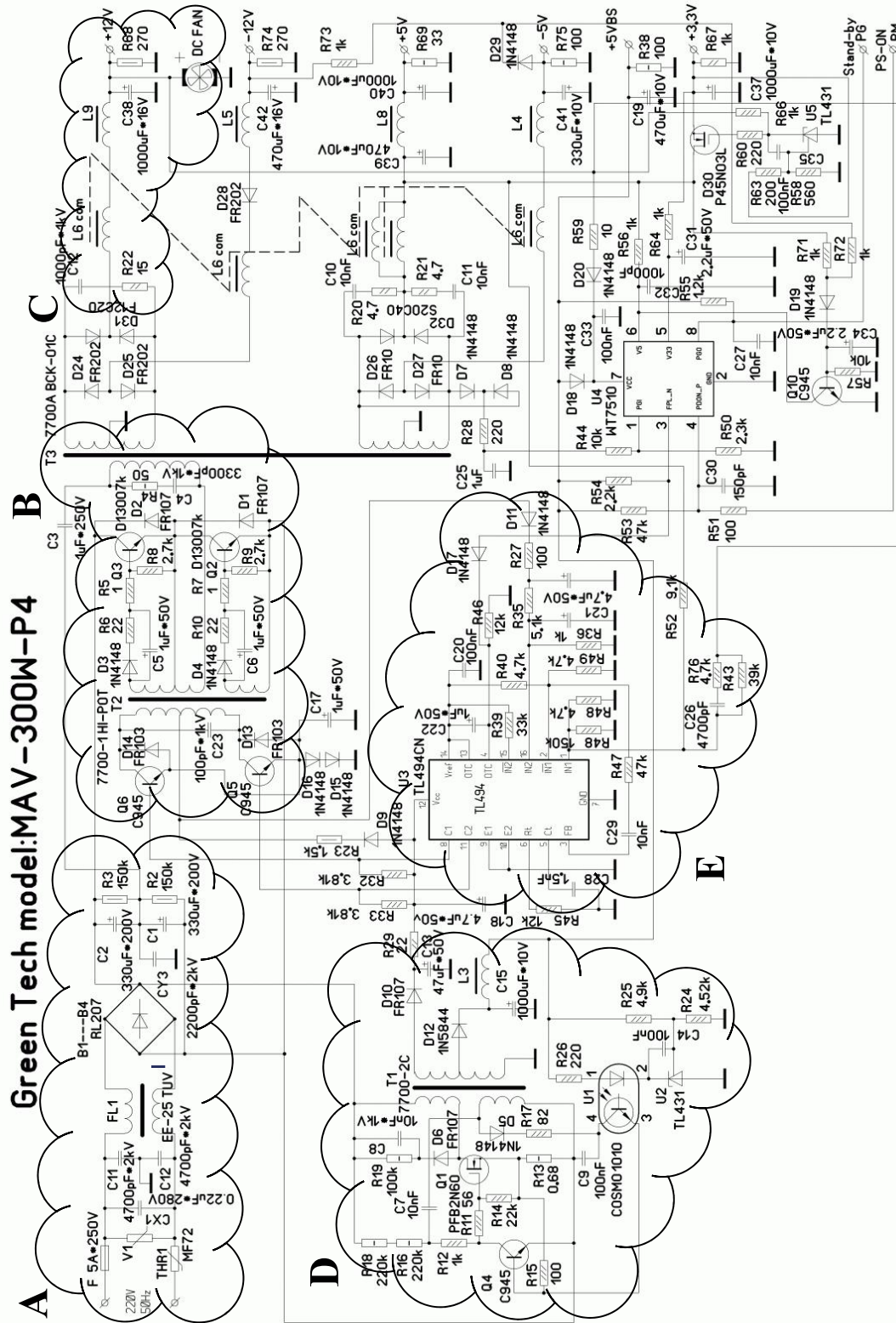
Descripción	Valor nominal
Modelo.	BJC-4050T-45HS/PZT-4
Potencia.	50 W
Voltaje de operación máximo.	250 V
Frecuencia de operación.	40 ± 1 KHz
Impedancia en resonancia.	10 – 20 Ω
Capacitancia.	4100 pF
Dimensiones de piezoeléctricos.	$35 \times 15 \times 5$ mm
Diámetro de superficie radiante.	45 mm
Longitud.	54 mm

Cuadro 2.1: Especificaciones técnicas para el transductor piezoeléctrico tipo Langevin: Modelo BJC-4050T-45HS/PZT-4, Fabricante: Bjultrasonics.

Una vez dados los datos mostrados en el cuadro 2.1, es posible proponer el diseño de un sistema electrónico capaz de cumplir con las expectativas operacionales dentro de las restricciones propias de este arte.

2.1.3 Metodología de Diseño Electrónico

Desde un punto de vista técnico, se ha observado que las fuentes de alimentación de dispositivos comerciales tienen en común la misma noción de control PWM, mientras que en su etapa de potencia difieren según su aplicación. Teniendo en cuenta estas consideraciones, se concluyó que las fuentes de computador tipo ATX en desuso son un recurso abundante tanto en materiales útiles, como en conceptos prácticos en circuitería y electrónica de potencia, los cuales pueden ser aplicados al desarrollo del prototipo propuesto en el presente documento. Por lo expuesto, se ha empleado como referencia de diseño a la fuente conmutada tipo ATX de marca: Green Tech, modelo: MAV-300W-P4, de similares prestaciones a las requeridas y de la cual se presenta su circuito esquemático.



Fuente: disponible en línea, http://white55.narod.ru/schema/green_tech_300.gif

Figura 2.1.1: Circuito esquemático de fuente conmutada tipo ATX de marca: Green Tech, modelo: MAV-300W-P4.

Es importante destacar a las partes que son de especial interés para simplificar el desarrollo del prototipo propuesto, las cuales se pueden apreciar en la figura 2.1.1 y que además se enumeran en mayor detalle, como sigue.

- A. Rectificador de línea y filtro EMI.
- B. Etapa de potencia.
- C. Filtro LC de salida.
- D. Fuente auxiliar.
- E. Controlador PWM TL494.

2.2 Diseño Y Dimensionamiento Para Fuente Conmutada PWM

El diseño de este dispositivo es abordado en detalle en la subsección 1.4.7 y su funcionamiento es ilustrado en la figura 1.4.22, de donde se puede inferir que esta etapa del sistema rectifica, acondiciona y entrega un nivel de voltaje en DC regulado a partir de la red eléctrica comercial, con la finalidad de controlar y proporcionar la potencia necesaria para la etapa de inversor pueda accionar al transductor piezoeléctrico según sus requerimientos de potencia. La fuente cuenta con dos salidas de potencia, donde el secundario maestro se provee voltaje para la carga, mientras que el secundario auxiliar alimenta al ventilador enfriador. Las especificaciones eléctricas de la fuente conmutada, imprescindible para este proyecto, se definen en el cuadro 2.2.

Restricción	Valor nominal
Potencia a la salida, P_o .	150 W
Voltaje en primario, v_p .	150 V
Voltaje en secundario maestro, v_{sm} .	0 – 150 V
Voltaje en secundario auxiliar, v_{sa} .	0 – 24 V
Frecuencia de conmutación.	25 KHz

Cuadro 2.2: Especificaciones Técnicas para la fuente PWM.

Para satisfacer con las especificaciones antes mencionadas, se ha modificado al sistema mostrado en la figura 2.1.1. Para implementar esta idea se ha adoptado algunas de las etapas de esta fuente comercial, observadas en la sección 2.1, se han modificado a conveniencia como se expone a seguir.

2.2.1 Rectificador de línea y filtro EMI

En esta etapa se encuentra un filtro de línea que consiste en capacitores en conjunto con un bobinado sobre un núcleo ferrimagnético, propio de este tipo de dispositivos, el cual evita que el ruido de alta frecuencia se propague hacia la red eléctrica comercial. Además, diodos y capacitores rectifican la tensión proveniente de la red eléctrica. Este conjunto de circuitos está dimensionado con prestaciones similares a los requerimientos del prototipo por lo tanto se procede a incorporar todos sus elementos al diseño actual.

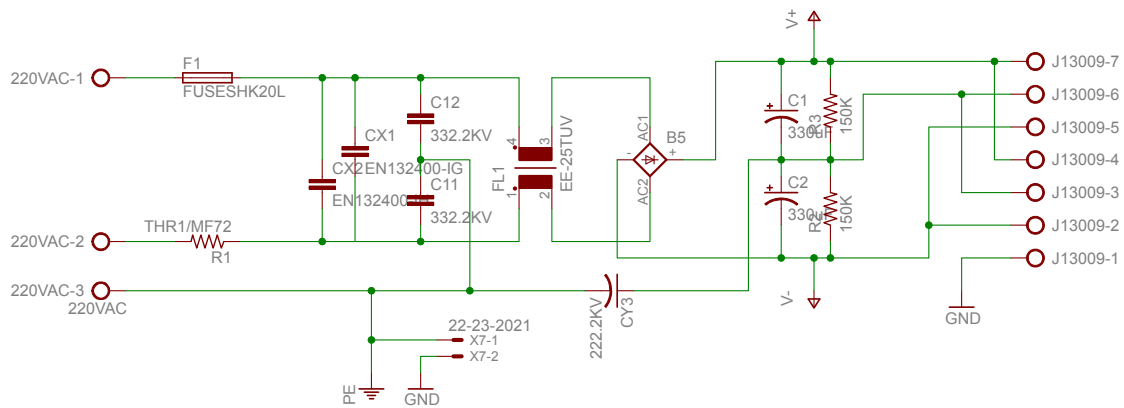


Figura 2.2.1: Circuito esquemático del filtro de emisiones electromagnéticas de entrada y rectificador de línea.

2.2.2 Fuente auxiliar

Esta fuente en particular es de bajo voltaje y baja potencia para alimentar a los circuitos de control de forma asilada y segura gracias a su transformador. Se pudo determinar los valores del cuadro 2.3, mediante el contraste de los datos proporcionados por el fabricante, mediciones directas y análisis de los circuitos.

Especificación	Valor nominal
Potencia a la salida.	10 W
Voltaje en primario.	96 – 310 V_{DC}
Voltaje en secundario maestro.	5 V
Corriente en secundario maestro.	2 A
Voltaje en secundario auxiliar.	24 V
Frecuencia de conmutación.	50 KHz

Cuadro 2.3: Especificaciones eléctricas de la fuente auxiliar.

No es necesario realizar modificaciones adicionales, esta fuente conmutada es capaz de proveer la alimentación necesaria, por lo tanto se procede a disponer de sus prestaciones.

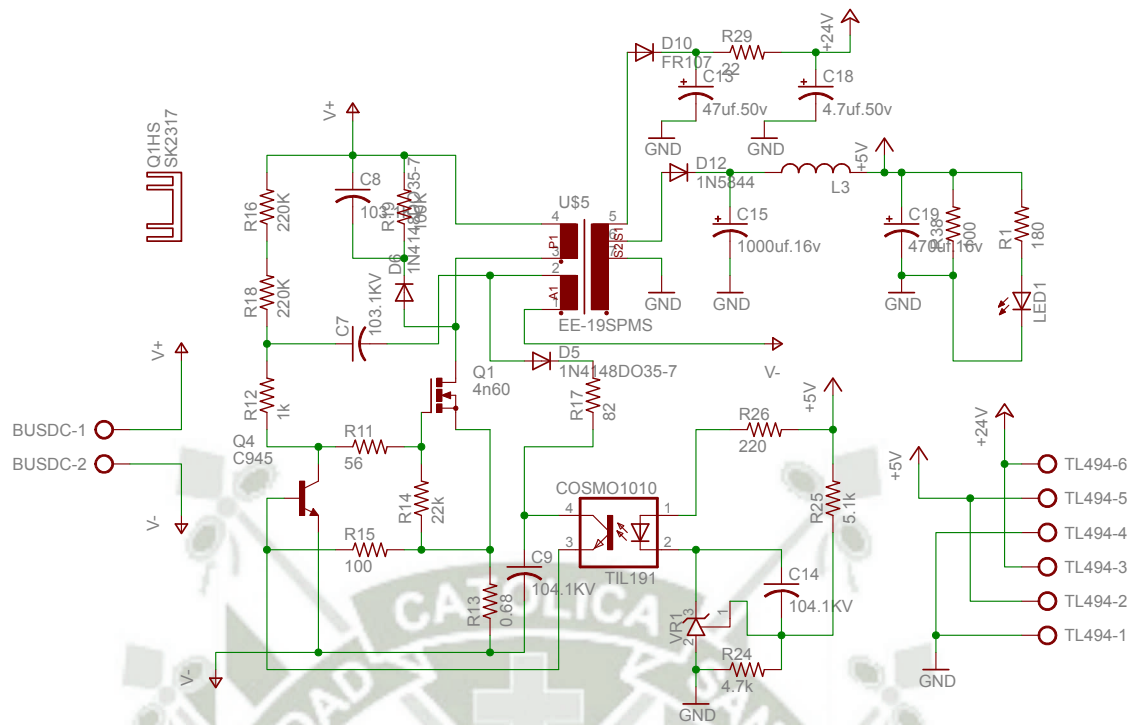


Figura 2.2.2: Circuito esquemático de la fuente conmutada auxiliar o también conocida como fuente de Standby.

2.2.3 Filtro de salida LC

El funcionamiento, formulas y procedimientos de diseño se abordaron en la subsección 1.4.7.3 del presente documento, por lo tanto a continuación se expone la aplicación de dicha teoría al diseño practico.

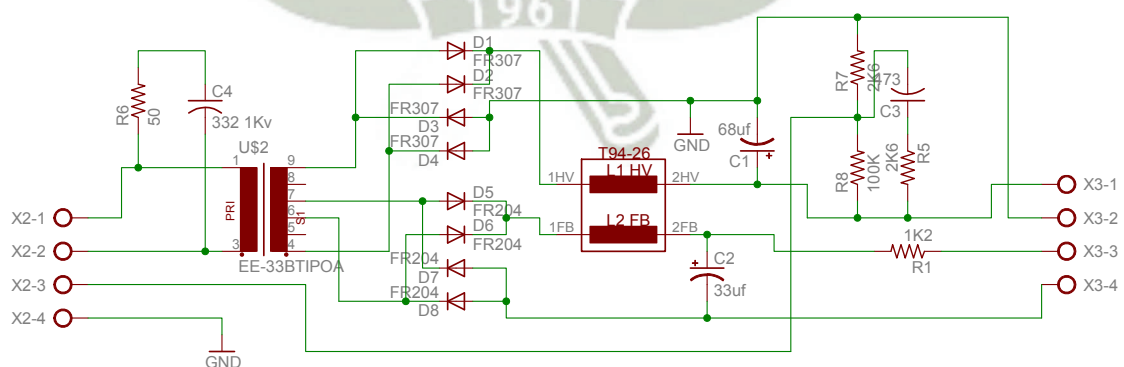


Figura 2.2.3: Circuito esquemático para el rectificador de alta frecuencia, filtro LC y retroalimentación de la señal.

2.2.3.1 Bobinas de choque, dimensionamiento y diseño

Considerando las especificaciones eléctricas de la fuente mostradas en el cuadro 2.2, se procede a deducir los datos necesarios para el diseño de inductores de choque. La salida de voltaje máxima recomendada, según la ecuación 1.4.37, es el 80 % del voltaje DC a la entrada de la etapa de conmutación:

$$V_{out} = 0,8v_{sm} = 0,8 \cdot 150$$

$$V_{out} = 120 \quad [V]$$

También es importante definir la cantidad de corriente necesaria para alcanzar la potencia requerida en la salida principal.

Para 150 W		
Voltaje, V.	120	50
Corriente, A.	1,25	3

Cuadro 2.4: Corriente y voltaje en la bobina de choque considerando una potencia de 150 watts.

Para obtener el valor de inductancia requerido según el criterio de la corriente mínima presentado en el párrafo 1.4.7.3.2, es imperativo aplicar la ecuación 1.4.39 en medida de lo necesario, teniendo en cuenta el periodo de conmutación, $T = 40 \times 10^{-6}$ segundos.

1. Inductancia requerida en bobinado maestro.
 - Considerando la salida de voltaje, $V_{out} = 120$.

$$L_M = \frac{0,5V_{out}T}{I_{on}} = \frac{0,5 \cdot 120 \cdot 40 \times 10^{-6}}{1,25}$$

$$L_M = 1,92 \times 10^{-3} \quad [H] \quad (2.2.1)$$

2. Inductancia requerida en bobinado esclavo.

- Considerando la salida de voltaje, $V_{out} = 20$.

$$L_E = \frac{0,5V_{out}T}{I_{on}} = \frac{0,5 \cdot 20 \cdot 40 \times 10^{-6}}{0,6}$$

$$L_E = 666,7 \times 10^{-6} \quad [H]$$

Con los resultados obtenidos, se procede a la construcción del inductor propiamente dicho. Los datos geométricos de estos núcleos son indispensables para el diseño y son expuestos en el cuadro 2.5, como sigue a continuación:

Núcleo T-90-26	Valor nominal
Longitud de trayectoria magnética, l_e .	5,78 cm
Área de la sección transversal, A_e .	0,395 [cm] ²
Factor de inductancia, AL .	70 nH/N ²
Área de bobinado, A_w .	1,53 [cm] ²
Producto de áreas, AP .	0,604 [cm] ⁴
Permeabilidad magnética absoluta, μ .	75 [H/m]

Fuente: Hoja de datos , [41].

Cuadro 2.5: Geometría del núcleo T-90-26.

Es importante mencionar que la principal dificultad para su elaboración fue la restricción de contar con varios ejemplares de núcleos ferrimagnéticos T-90-26, hechos de material #26, véase el cuadro 1.11. Por lo tanto para superar este inconveniente, se procede a emplear núcleos toroidales T-90-26 de material #26, agrupados en una suerte de paralelo magnético y compartiendo la misma bobina. Para realizar los cálculos concernientes al dimensionamiento de bobinas de choque, se debe remitir a las formulas presentados en el párrafo 1.4.7.5.3 del presente documento.

- Cantidad de espiras necesarias para permitir un máximo de 50 Oerstedes de fuerza magnetizante, considerando el caso donde la corriente nominal sea máxima y según los datos en el cuadro 2.4, se calcula mediante la ecuación 1.4.55, como sigue:

$$N = \frac{0,4\pi H_{DC} I_o}{l_e} = \frac{0,4\pi \cdot 50 \cdot 3}{5,78}$$

$$N \approx 77$$

- Selección de núcleo toroidal necesario para alcanzar el valor propuesto por el resultado 2.2.1, se calcula mediante la ecuación 1.4.56, con los datos presentados en el cuadro 2.5, como sigue:

$$AL = \frac{L_o}{N^2} = \frac{1,92}{77^2}$$

$$AL = 323,8 \quad [nH/N^2] \quad (2.2.2)$$

- Debido a que del núcleo ferrimagnético provee de un factor de inductancia de, $70 \text{ } nH/N^2$, insuficiente para este caso, se procede a calcular el número de núcleos necesarios para alcanzar el factor de inductancia indicado por el resultado 2.2.2, donde $AL_n = nAL$ se procede como sigue a continuación:

$$AL_n = nAL$$

$$323,8 = n \cdot 70$$

$$n \approx 6$$

Por lo tanto es necesario bobinar 77 espiras de conductor AWG # 24, sobre 6 núcleos T-90-26, de material ferromagnético #26, para cumplir con las especificaciones dadas.

2.2.3.2 Dimensionamiento de capacitancia

El criterio para el dimensionamiento de este elemento es expuesto en el párrafo 1.4.7.3.3, en donde este valor se diseña considerando un máximo valor de rizado en el voltaje de salida, el cual es definido en la ecuación 1.4.43. Conociendo este valor

así como el diferencial de corriente permitidos a la salida, se procede a utilizar la ecuación 1.4.42 para obtener el valor de la capacitancia necesaria para las salidas tanto esclavo como maestro según especificaciones dadas.

1. El rizado de voltaje permitido en la salida principal o maestro, se calcula como sigue.

$$V_r = 0,01V_{out} = 0,01 \cdot 50$$

$$V_r = 0,5 \quad [V]$$

Ademas, Capacitancia requerida en esta salida, se calcula como a continuación se muestra:

$$\begin{aligned} C_o &= \frac{(80 \times 10^{-6}) dI_L}{V_r} = \frac{(80 \times 10^{-6}) \cdot 0,6}{0,5} \\ C_o &= 60 \times 10^{-6} \quad [F] \end{aligned} \quad (2.2.3)$$

2. El rizado de voltaje permitido en la salida secundaria o esclavo, se calcula como sigue.

$$V_r = 0,01V_{out} = 0,01 \cdot 20$$

$$V_r = 0,2 \quad [V]$$

Así mismo, la capacitancia requerida en esta salida, se calcula como a continuación se muestra:

$$\begin{aligned} C_o &= \frac{(80 \times 10^{-6}) dI_L}{V_r} = \frac{(80 \times 10^{-6}) \cdot 0,12}{0,2} \\ C_o &= 30 \times 10^{-6} \quad [F] \end{aligned}$$

2.2.3.3 Función de transferencia

En la ecuación numerada 1.4.29, se cuantifica el rango de carga eléctrica donde el sistema será estable en función a los valores del filtro LC, por lo tanto se procede como sigue:

$$\begin{aligned}R_L &= 1,0\sqrt{\frac{L}{C}} \\R_L &= \sqrt{\frac{2,77 \times 10^{-3}}{68 \times 10^{-6}}} \\R_L &= 6,38 \text{ } [\Omega]\end{aligned}\tag{2.2.4}$$

Los resultados mostrados en el cuadro 2.6, son recopilados de los cálculos de diseño numerados: 2.2.4, 2.2.3 y 2.2.1 realizados anteriormente.

Parámetro	Valor
R_L	6,38 Ω
R_{esr}	0,735 Ω
C_o	68 μF
L_o	2,77 mH

Cuadro 2.6: Parámetros eléctricos a considerar para la función de transferencia del filtro LC.

En el párrafo 1.4.7.3.1 del presente documento, se obtuvo teóricamente la función de transferencia correspondiente al filtro LC, por lo expuesto, se procede a reemplazar los valores del cuadro 2.6, en la ecuación 1.4.28, como se muestra en

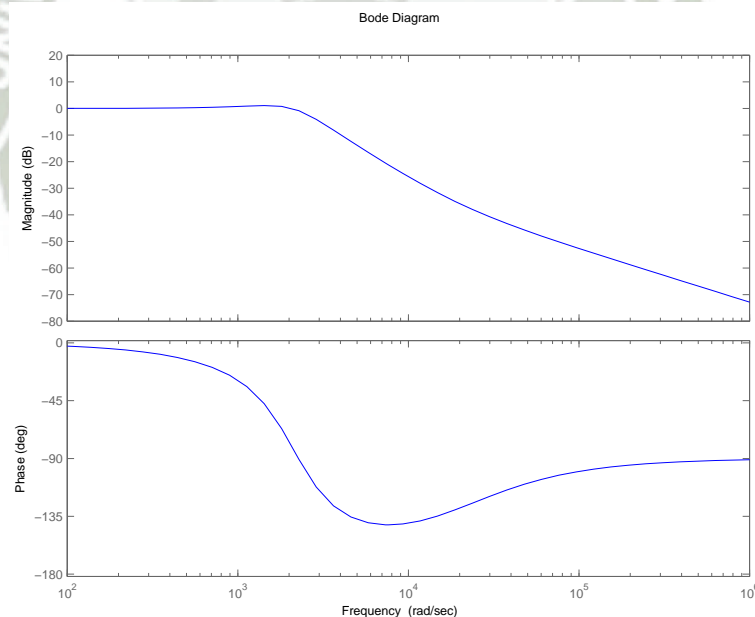
seguida:

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{R_L (R_{esr} C_o S + 1)}{\frac{(R_L + R_{esr})}{R_L} C_o L_o S^2 + \left(\frac{L_o}{R_L} + C_o R_{esr} \right) S + 1} \\ \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{50 \times 10^{-6} S + 1}{\frac{6,38 + 0,735}{6,38} \cdot 2,77 \times 10^{-3} \cdot 68 \times 10^{-6} S^2 + \left(\frac{2,77 \times 10^{-3}}{0,735} + 50 \times 10^{-6} \right) S + 1} \\ \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{50 \times 10^{-6} S + 1}{210 \times 10^{-9} S^2 + 484,2 \times 10^{-6} S + 1} \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

En el algoritmo 2.1, se detallan los comandos de Matlab empleados para obtener el diagrama de bode ilustrado en la figura 2.2.4, correspondiente al resultado 2.2.5.

Algoritmo 2.1 Función de transferencia del filtro LC en código de Matlab.

```
>> num = [50e-6 1];
>> den = [219e-9 484.2e-6 1];
>> sys = tf(num,den);
>> bode(sys)
```



Fuente: Elaborado en Matlab.

Figura 2.2.4: Diagrama de bode para el filtro LC.

2.2.4 Controlador PWM SG3525A

Para realizar este diseño se toma como base al controlador circuito integrado SG3525A, particularmente la configuración mostrada en el ítem E. de la figura 2.1.1, el cual incorpora todas las funciones necesarias para la construcción de una fuente conmutada operativa para una aplicación específica en un solo chip. El SG3525A cuenta con un amplificador de error, un oscilador ajustable, un control de tiempo muerto, un regulador a 5V, con una precisión al 5%. Para diseñar correctamente al presente controlador PWM, se tomara en cuenta el criterio propuesto en la subsección 1.4.7.4 del presente documento.

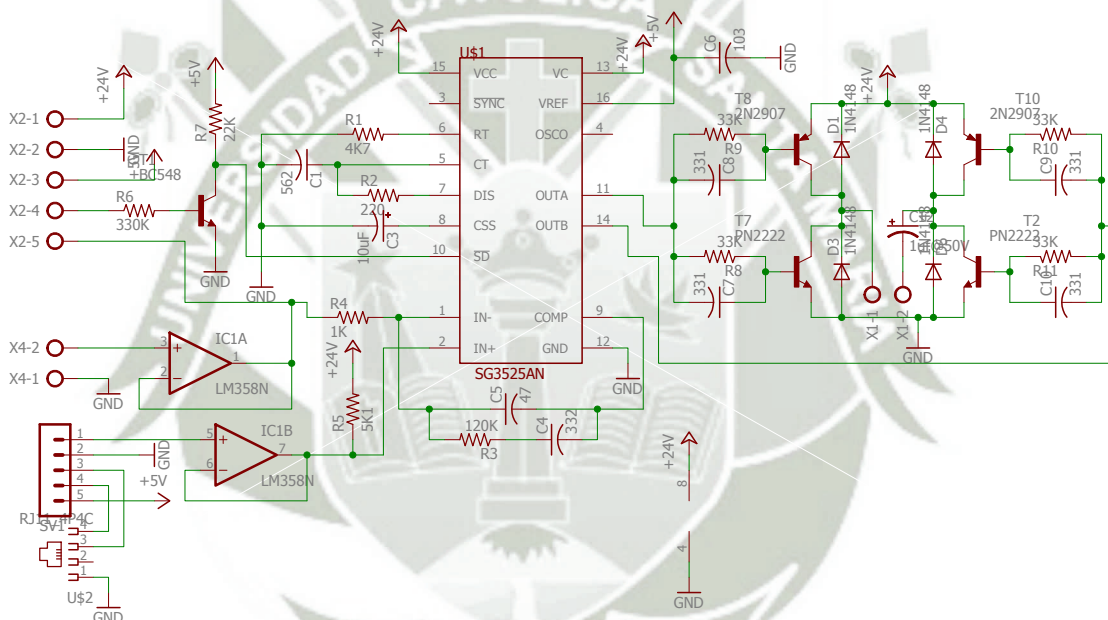


Figura 2.2.5: Circuito esquemático del controlador PWM en base al circuito integrado SG3525A.

2.2.4.1 Amplificador de error de tipo 2

Desde un punto de vista técnico, la finalidad del diseño es obtener valores comerciales de capacitores y resistencias que conforman este de amplificador, exhibido en la figura 1.4.27. En cumplimiento con los criterios de estabilidad mostrados en el párrafo 1.4.7.4.1 del presente documento se procede como sigue:

1. En virtud del criterio de la ganancia expuesto anteriormente en el párrafo 1.4.7.4.1, se emplea la ecuación 1.4.46 para conocer la frecuencia de cruce por cero y anotar la magnitud de la ganancia.

$$F_{CO} \leq 0,25F_{sw}$$

$$F_{CO} \leq 0,25 \cdot 25 \times 10^3$$

$$F_{CO} \leq 5 \times 10^3 \quad [Hz]$$

Para definir puntualmente esta expresión se ha optado por el punto donde la ganancia en frecuencia del filtro LC es:

$$G_{LC} = -40 \quad [dB]$$

$$F_{CO} = 4,5 \times 10^3 \quad [Hz] \quad (2.2.6)$$

Al resultado obtenido se procede a aplicar a calcular a la ganancia de alta frecuencia a partir de la función de transferencia del amplificador de error expresado en la ecuación 1.4.45 depende solamente de R_1 y R_2 , por lo tanto se escribe en términos lineales:

$$G_{LC} = \exp\left(\frac{40}{20}\right) = 100$$

Por lo tanto:

$$G_{LC} = \frac{R_2}{R_1} = 100$$

Se define finalmente los valores de los resistores:

$$R_2 = 100 \quad [K\Omega]$$

$$R_1 = 1 \quad [K\Omega]$$

2. En virtud del criterio del margen de fase expuesto anteriormente en el párrafo 1.4.7.4.1, se emplea de procedimiento planteado en el párrafo 1.4.7.4.4

aplicando la ecuación 1.4.49 para conocer la fase aportada por el filtro LC.

$$\begin{aligned}\theta_{lc} &= 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{F_{CO}}{F_{esr}} \right) = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{4,5}{2,5} \right) \\ \theta_{lc} &= 119^\circ\end{aligned}\quad (2.2.7)$$

Habiendo obtenido el resultado anterior se procede a calcular la fase restante que deberá aportar el amplificador de error, para alcanzar así, un margen de fase menor a los 45° , requeridos por el criterio de estabilidad. Por lo dicho, se procede a despejar la ecuación 1.4.48, considerando el margen de fase mencionado.

$$\begin{aligned}315^\circ - 119^\circ - \theta_{ae} &\leq 45^\circ \\ \theta_{ae} &\leq 196^\circ\end{aligned}\quad (2.2.8)$$

Con el resultado 2.2.8, mediante el cuadro 1.10, se procede a ubicar un valor para k adecuado para aportar con la cantidad de fase necesario para satisfacer el criterio en desarrollo.

$$k = 8 \quad (2.2.9)$$

Para $k = 8$, se procede a calcular el valor exacto de la fase aportada, mediante la ecuación 1.4.52.

$$\begin{aligned}\theta_{ae} &= 270^\circ - \tan^{-1}(k) + \tan^{-1} \left(\frac{1}{k} \right) = 270^\circ - \tan^{-1}(8) + \tan^{-1} \left(\frac{1}{8} \right) \\ \theta_{ae} &= 194,3^\circ\end{aligned}\quad (2.2.10)$$

A continuación se procede a comprobar el margen de fase de todo el sistema mediante la aplicación de los resultados 2.2.10 y 2.2.7, sobre la ecuación 1.4.48.

$$\begin{aligned}M_\varphi &= 360^\circ - \theta_{lc} - \theta_{ae} = 360^\circ - 119^\circ - 194,3^\circ \\ M_\varphi &= 44,7^\circ\end{aligned}\quad (2.2.11)$$

El resultado 2.2.11, permite asegurar que el sistema propuesto será estable habiendo cumplido con las exigencias de los criterios de estabilidad. A partir de esta conclusión se puede proceder al cálculo de capacitores que fijaran el lugar de las raíces de forma práctica, para lo cual es necesario aplicar los resultados 2.2.9 y 2.2.6, sobre ecuación 1.4.51, como se muestra a seguir:

$$\frac{4,5 \times 10^3}{F_z} = \frac{F_p}{4,5 \times 10^3} = 8$$

$$F_z = 562,5 \quad [Hz]$$

$$F_p = 36 \times 10^3 \quad [Hz]$$

Estos resultados serán aplicados a las fórmulas de diseño presentadas en el cuadro 1.6, donde finalmente se obtendrán los valores buscados:

- para C_1 :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_2 F_z} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \times 10^3 \cdot 562,5}$$

$$C_1 = 2,82 \times 10^{-9} \quad [F]$$

- Para C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 F_p} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \times 10^3 \cdot 36 \times 10^3}$$

$$C_2 = 44,21 \times 10^{-12} \quad [F]$$

2.2.4.2 Resistencias de muestreo

Debido a que el circuito integrado SG3525A tiene como referencia 5 V, se considera un par de resistores en serie a modo de divisor de tensión con la finalidad de

escalar la salida de 150 V, a 5 V, por lo tanto se procede como se muestra a seguir:

$$\begin{aligned}V_s &= V_o \frac{R_B}{R_A + R_B} \\ \frac{5}{150} &= \frac{R_B}{R_A + R_B} \\ R_B &= 0,03445 \cdot R_A\end{aligned}$$

Obteniendo como resultado final:

$$R_A = 100 \times 10^3 \quad [\Omega]$$

$$R_B = 3,3 \times 10^3 \quad [\Omega]$$

2.2.5 Etapa de Potencia PWM

Este conjunto de circuitos está listado como B. en la figura 2.1.1, el cual sirve para expresar la señal de mando generada por el controlador en una señal proporcional a través de los transistores de potencia sobre un transformador con núcleo de ferrita de forma adecuada y segura. Mediante pruebas de laboratorio, el diseñador pudo determinar que esta etapa se adaptaba convenientemente a los requerimientos de potencia para la fuente conmutada del sistema propuesto, por lo tanto se procedió a analizar y modificar sus elementos como se expone a seguir.

2.2.5.1 Inversor de medio puente

Para evaluar el desempeño de esta etapa listado como B. y mostrado en el circuito base mostrado en la figura 2.1.1, se hizo uso de un osciloscopio para observar las formas de onda durante pruebas en caliente, donde se pudo concluir que cumplía con la función requerida de forma satisfactoria, por lo tanto se procedió a elaborar su circuito impreso.

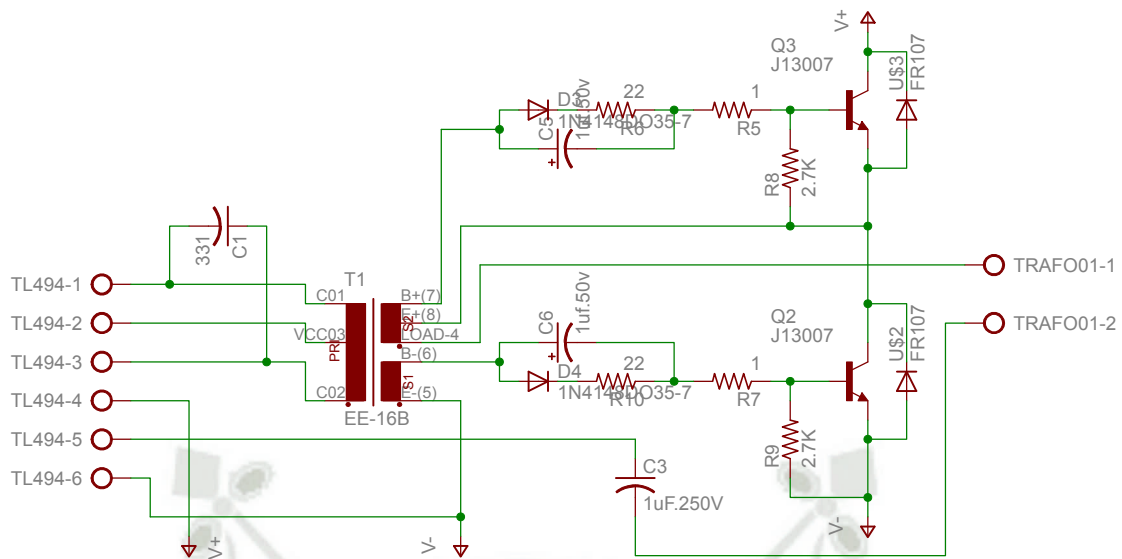


Figura 2.2.6: Circuito esquemático de la etapa de potencia de tipo medio puente.

2.2.5.2 Transformador de aislamiento para fuente PWM

Sirve para proveer aislamiento galvánico de la red eléctrica comercial. En el párrafo 1.4.8.5 del presente documento para esto se ha propuesto un procedimiento sencillo para determinar los parámetros técnicos propios de un transformador para su construcción y en el cuadro 2.7, se propone las especificaciones técnicas del transformador de potencia a construir.

Restricciones	Valor nominal
Potencia de entrada.	150 W
Frecuencia de operación.	25 KHz
Factor de utilización.	0.2
Voltaje en secundario.	150 V
Voltaje en primario.	150 V
Voltaje en auxiliar.	24 V
Eficiencia mínima.	80 %

Cuadro 2.7: Especificaciones técnicas del transformador para fuente PWM.

En función a los datos presentados en el cuadro 2.7, se procede a diseñar los

parámetros necesarios para la construcción del transformador con núcleo de ferri-
ta magnética según el procedimiento propuesto en el párrafo 1.4.8.5 del presente
documento.

1. Se pudo determinar que una densidad de flujo de , $\Delta B = 280mT$, satisface la
primera condición del procedimiento propuesto.
2. En la ecuación numerada 1.4.70, se introducen las especificaciones mencionadas
en el cuadro 2.8 y en el cuadro 2.7. El criterio del producto de áreas propuesto,
es aplicado a seguir:

$$AP = \left(\frac{11,1P_{in}}{K' f_{sw} \Delta B} \right)^{1,143}$$

$$AP = \left(\frac{11,1 \cdot 150}{0,2 \cdot 0,280 \cdot 25 \times 10^3} \right)$$

$$AP = 1,219 \quad [cm]^4$$

En función de este criterio geométrico se procede a adoptar un núcleo EI-33, el
cual se puede ubicar en las fuentes ATX comerciales y satisface el criterio según se
puede corroborar en el cuadro 2.8.

Núcleo EI-33	Valor nominal
Área seccional efectiva, A_e .	118,1 [mm] ²
Área de bobinado, A_w .	136 [mm] ²
Producto de áreas, AP .	1,606 [mm] ⁴

Fuente: Hoja de datos Tokin, [41].

Cuadro 2.8: Geometría del núcleo ferrimagnético EI-33.

Es importante realizar un extracto de la hoja de datos, el cual consta en el cuadro
2.8, además están publicados por el fabricante en [41], donde se presentan los datos
geométricos necesarios para el correcto diseño de estos transformadores, finalmente
el núcleo EI-33 satisface los requerimientos geométricos por lo tanto se procede a
ponderar la potencia máxima que podrá manejar.

$$AP = \left(\frac{11,1 P_{in}}{K' f_{sw} \Delta B} \right)$$

$$P_{in} = \frac{AP^{1,143} K' f_{sw} \Delta B}{11,1}$$

$$P_{in} = \frac{1,606^{\frac{1}{1,143}} \cdot 0,2 \cdot 0,280 \cdot 25 \times 10^3}{11,1}$$

$$P_{in} = 190,9 [W]$$

3. Se procede al calculo del mínimo numero espiras del bobinado primario, n_1 .

Mediante la ecuación 1.4.65 y considerando un tiempo de encendido del 45 %, es posible conocer la mínima cantidad de espiras para cumplir con las restricciones propuestas en el cuadro 2.7.

$$t_{on} = \frac{1}{f} \cdot 0,45$$

$$t_{on} = 18 [\mu s]$$

$$n_1 = \frac{V_p t_{on}}{\Delta B A_e} = \frac{150 \cdot 18}{0,280 \cdot 118,1}$$

$$n_1 \approx 82$$

4. Numero espiras en los bobinados secundarios, n_s y n_A .

La relación de espiras del transformador en diseño, esta dado por la ecuación 1.4.57 y se obtiene:

$$\frac{v_1}{v_s} = \frac{n_1}{n_s} \implies \frac{150}{120} = \frac{82}{n_s}$$

$$n_s \approx 102$$

La relación de espiras del transformador en diseño, esta dado por la ecuación 1.4.57 y se obtiene:

$$\frac{v_1}{v_A} = \frac{n_1}{n_A} \implies \frac{24}{120} = \frac{82}{n_A}$$

$$n_A \approx 16$$

2.2.5.3 Transformador De Pulso Para Fuente PWM

Este elemento es de particular interés; sirve como acoplamiento entre los circuitos de conmutación y los transistores de potencia a la vez que provee aislamiento galvánico entre estos, cumpliendo así con las recomendaciones de seguridad discutidas en la subsección 1.4.5. Esta construido con diferentes bobinados sobre un núcleo de ferrita tipo EE-16. Para adoptar este elemento fue necesario contrastar el circuito base con la implementación física de la fuente comercial, para luego hacer pruebas en caliente, con lo que se pudo concluir que es posible emplear este transformador en el prototipo propuesto, para cumplir los requerimientos expuestos en el cuadro 2.9, manteniendo la misma topología pero realizando una modificación en los bobinados según el procedimiento de diseño propuesto en el párrafo 1.4.8.5 y como sigue a continuación:

Restricciones	Valor nominal
Nucleo disponible	EE-16
Frecuencia de operación.	25 <i>KHz</i>
Factor de utilización.	0.2
Voltaje en primario.	20 <i>V</i>
Voltaje en secundario .	5 <i>V</i>

Cuadro 2.9: Especificaciones técnicas del transformador de pulso para fuente PWM.

1. Se pudo determinar que una densidad de flujo de , $\Delta B = 280mT$, satisface la primera condición del procedimiento propuesto.
2. Debido a que ya se cuenta con el núcleo EE-16 y sus características geométricas se presentan en el cuadro 2.10; se procede a determinar la potencia útil de este elemento.

Núcleo EE-16	Valor nominal
Área seccional efectiva, A_e .	19 [mm] ²
Área de bobinado, A_w .	40 [mm] ²
Producto de áreas, AP .	0,076 [mm] ⁴

Fuente: Hoja de datos Tokin, [41].

Cuadro 2.10: Geometría del núcleo ferrimagnético EE-16.

$$AP = \left(\frac{11,1 P_{in}}{K' f_{sw} \Delta B} \right)$$

$$P_{in} = \frac{AP^{1,143} K' f_{sw} \Delta B}{11,1}$$

$$P_{in} = \frac{0,076^{1,143} \cdot 0,2 \cdot 0,280 \cdot 25 \times 10^3}{11,1}$$

$$P_{in} = 13,23 [W]$$

3. Mediante la ecuación 1.4.65 y considerando un tiempo de encendido del 50 %, es posible conocer la mínima cantidad de espiras para cumplir con las restricciones propuestas en el cuadro 2.9.

$$t_{on} = \frac{1}{f} \cdot 0,5$$

$$t_{on} = 20 [\mu s]$$

$$n_1 = \frac{V_P t_{on}}{\Delta B A_e} = \frac{20 \cdot 20}{0,280 \cdot 19}$$

$$n_1 \approx 75$$

4. La relación de espiras del transformador en diseño, esta dado por la ecuación 1.4.57 y se obtiene:

$$\frac{v_1}{v_s} = \frac{n_1}{n_s} \implies \frac{20}{70} = \frac{5}{n_s}$$

$$n_A \approx 18$$

2.3 Diseño Y Dimensionamiento Para Controlador PLL

Para esta etapa se emplea el circuito integrado CD4046B como base de diseño, del cual su diagrama de bloques es representado en la figura 1.4.16, donde se aprecia que este integrado presenta tres partes: comparador de fase, oscilador controlador por voltaje y filtro de lazo. En la presente subsección se abordara el dimensionamiento de las partes y circuitos necesarios para su implementación funcional según las recomendaciones de su hoja de datos.

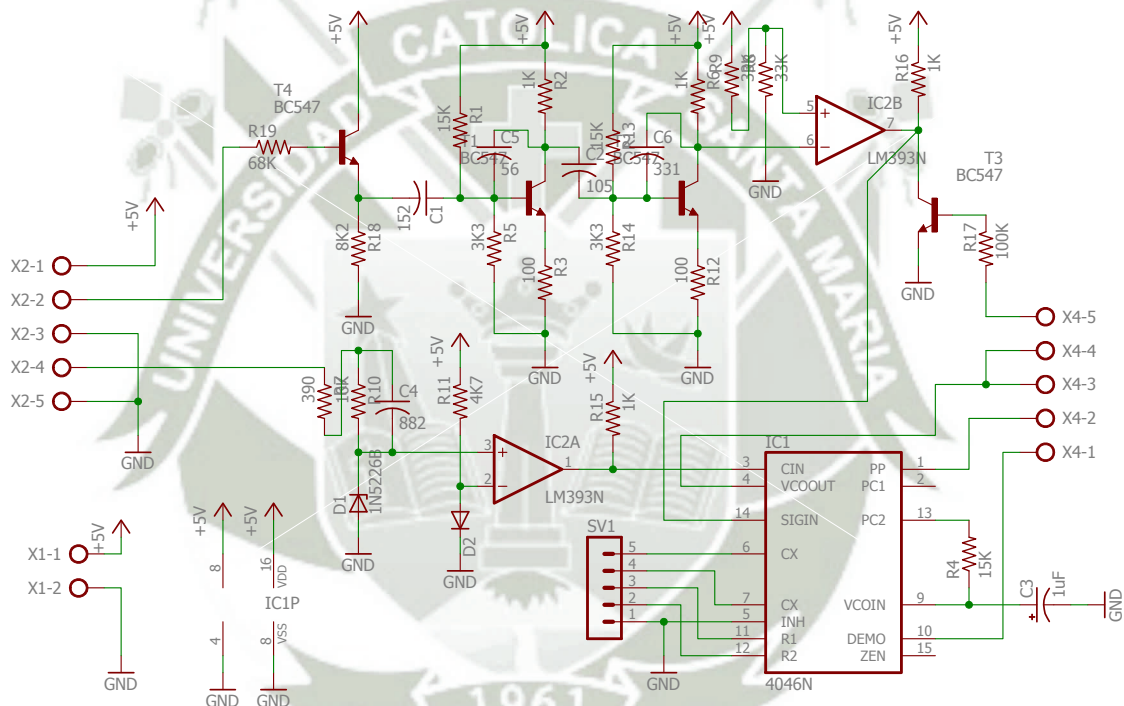


Figura 2.3.1: Circuito esquemático del acondicionamiento de la señal de control para evitar voltajes no permitidos.

2.3.1 Comparador de fase II

La respuesta en fase del transductor piezoeléctrico cuando esta siendo operado en su frecuencia natural de resonancia serie es aproximadamente 0° , por lo tanto se opta por emplear al llamado comparador de fase II del circuito integrado CD4046B,

debido a que su implementación de tipo bomba de carga permite que el lazo de control se establezca en la consigna de fase requerida, además es importante mencionar de que no requiere ningún componente adicional para su funcionamiento.

2.3.2 Oscilador controlador por voltaje

Este módulo permite entregar una señal cuya frecuencia es proporcional a una señal de voltaje, el rango de frecuencias deberá ser acotado en función a lo mencionado en 1.4.4.2, por lo tanto se diseña para operar en uno de los modos de resonancia del piezoeléctrico en este caso, resonancia serie. Para acotar los valores el rango de frecuencias requerido se hace referencia a los datos del cuadro 2.2, donde se indica los 40 KHz con un margen de $\pm 1 KHz$ como frecuencia de operación. Para este fin se apela a la ecuación 1.4.23, donde se define la relación de frecuencia de oscilación máxima y mínima:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{41}{39}$$
$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = 1,05$$

Según este resultado, se acude a los monogramas proporcionados en la hoja de datos del fabricante [31, Fig. 8; Fig. 9], para obtener los valores de resistencias y capacitores: R_1 , R_2 y C_1 , según el bloque funcional del circuito integrado CD4046B exhibido en la figura 1.4.20. Obteniendo los resultados presentados a continuación:

$$R_1 = 17,2 \times 10^3 \quad [\Omega]$$

$$R_2 = 100 \times 10^3 \quad [\Omega]$$

$$C_1 = 0,5 \times 10^{-9} \quad [F]$$

2.3.3 Filtro de lazo

Se trata de un filtro pasa bajos y permite realizar una integral de los pulsos generados el comparador de fase de tipo bomba de carga para luego expresarlo en un voltaje proporcional a su salida. En el párrafo 1.4.6.1.3 del presente documento, se ha abordado el dimensionamiento de los elementos de esta etapa y que ahora se aplican al diseño práctico mediante la ecuación 1.4.27, se puede determinar el rango de frecuencias de seguimiento por lo tanto:

$$f_L = \frac{f_{max} - f_{min}}{2} = \frac{41 - 39}{2}$$
$$f_L = 1 \times 10^3 \text{ [Hz]}$$

Considerando el resultado anterior, se calcula la constante de tiempo del filtro de lazo en cuestión mediante la ecuación 1.4.25, tal como a continuación se muestra:

$$\tau \approx \frac{1}{2\pi f_c} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 1 \times 10^3}$$
$$\tau = 159,15 \times 10^{-6} \text{ [s]}$$

Para la constante de tiempo calculada anteriormente se deberá aplicar la ecuación 1.4.26, considerando a $C_2 = 1 \text{ nF}$, se procede como sigue:

$$R_3 = \frac{\tau}{C_2} = \frac{159,15 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-9}}$$
$$R_3 = 159 \times 10^3 \text{ [\Omega]}$$
$$C_2 = 1 \times 10^{-6} \text{ [F]}$$

2.3.4 Etapa de Potencia PLL

Para esta parte final se requiere aprovechar todo el voltaje posible proveniente de la fuente por lo tanto se emplea una topología tipo puente completo, para este

fin fue necesario modificar al circuito mostrado en la figura 1.4.21, a partir de donde obtuvo un inversor de tipo puente completo sin la necesidad de mayores análisis, gracias a la ventaja que ofrece los transformadores de pulso.

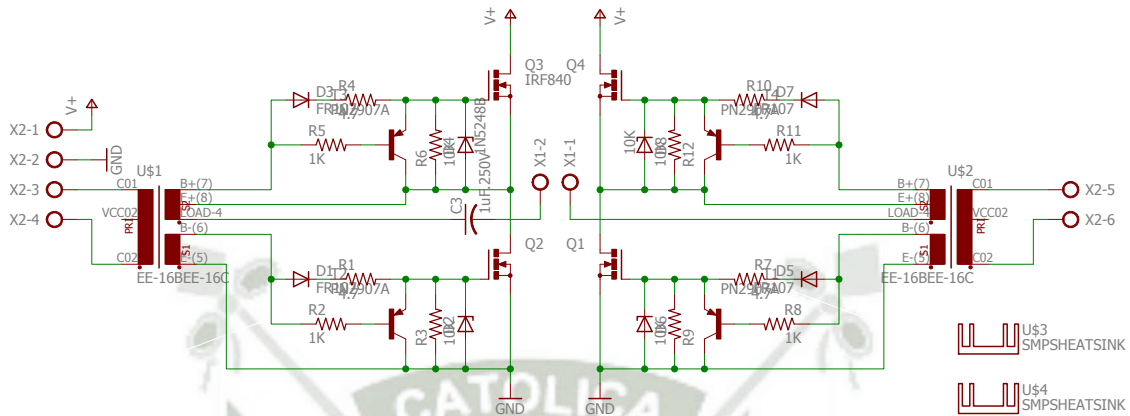


Figura 2.3.2: Circuito esquemático de la etapa de salida tipo puente completo.

2.3.4.1 Circuito de accionamiento para inversor tipo puente completo

Para accionar a los transistores de potencia, es necesario primero activar a sus transformadores de pulso con la forma de onda deseada. Para este fin se ha diseñado el circuito el cual es mostrado en la siguiente figura:

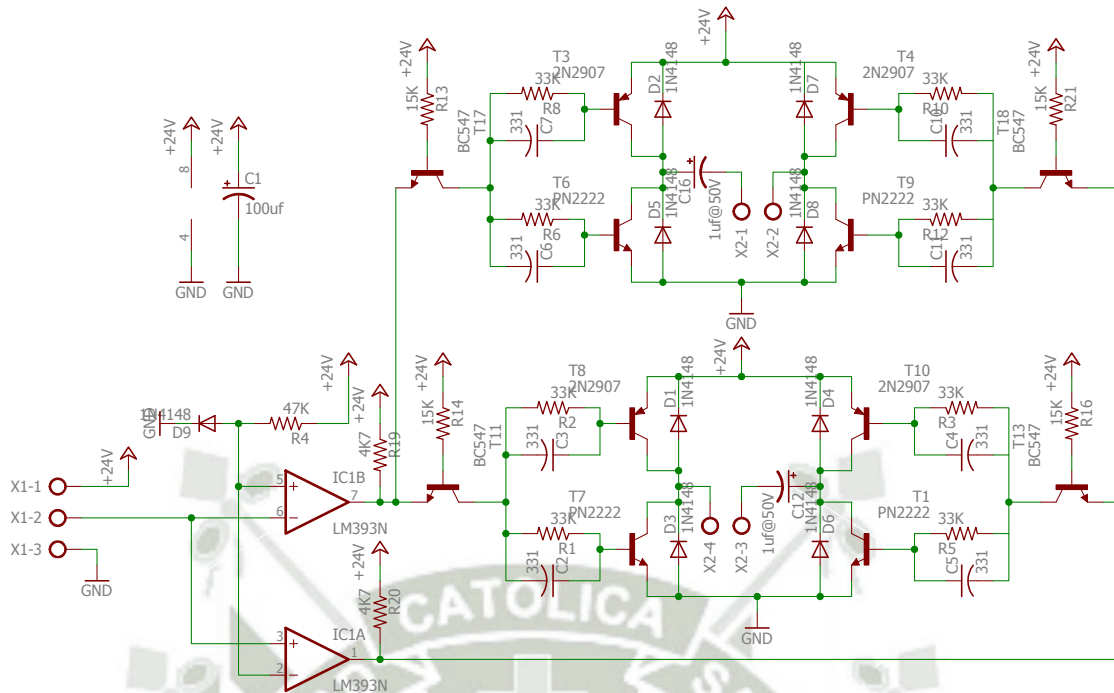


Figura 2.3.3: Circuito esquemático de la etapa previa de potencia.

2.3.4.2 Transformador de aislamiento para inversor PLL

Sirve para proveer aislamiento galvánico entre los circuitos de potencia y el transductor piezoeléctrico propiamente dicho.

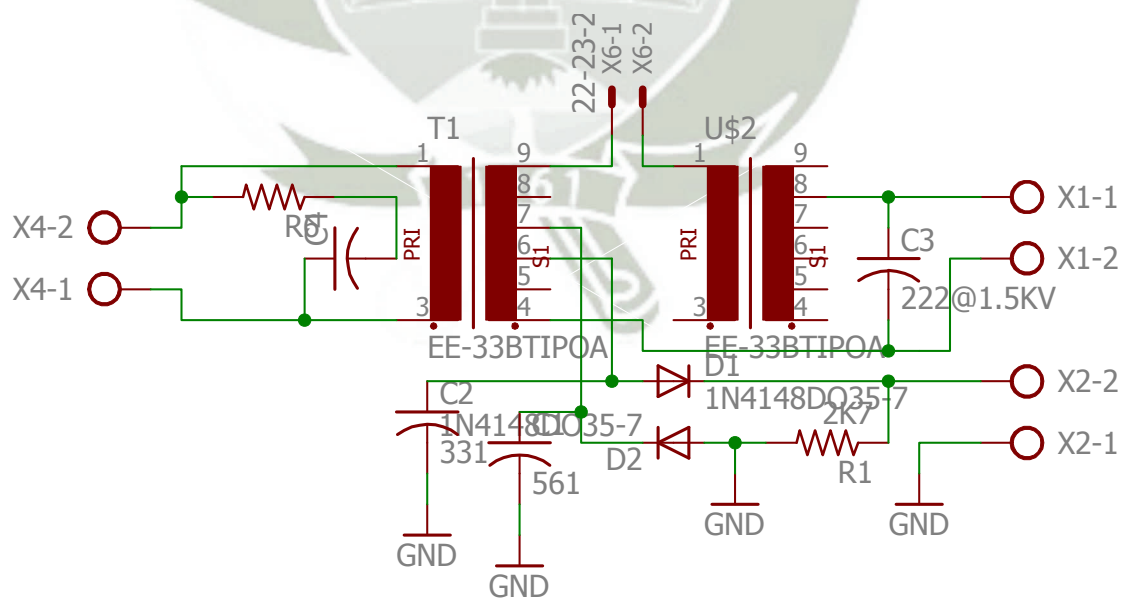


Figura 2.3.4: Circuito esquemático del transformador de salida y retroalimentación.

Por lo tanto en el cuadro 2.11, se propone las especificaciones técnicas del transformador de potencia a construir, acuerdo al procedimiento de diseño propuesto en la subsección del presente documento 1.4.8.5.

Restricciones	Valor nominal
Potencia de entrada.	150 W
Frecuencia de operación.	40 KHz
Factor de utilización.	0,2
Voltaje en primario.	120 V
Voltaje en secundario.	130 V
Voltaje en auxiliar.	36 V

Cuadro 2.11: Especificaciones técnicas del transformador para Controlador PLL.

En función a los datos presentados, se procede a obtener los valores necesarios para la construcción del transformador con núcleo de ferrita magnética.

1. Se pudo determinar que una densidad de flujo de $\Delta B = 220mT$, satisface la primera condición del procedimiento propuesto.
2. En la ecuación numerada 1.4.70, se introducen las especificaciones requeridas, mencionadas en el cuadro 2.7. El criterio del producto de áreas propuesto es aplicado a seguir:

$$AP = \left(\frac{11,1P_{in}}{K'f_{sw}\Delta B} \right)^{1,143}$$

$$AP = \left(\frac{11,1 \cdot 150}{0,2 \cdot 0,210 \cdot 40 \times 10^3} \right)$$

$$AP = 0,989 \text{ [cm]}^4$$

En función de este criterio geométrico se procede a adoptar un núcleo EI-33, el cual se puede ubicar en las fuentes ATX comerciales y satisface el criterio según se puede corroborar en el cuadro 2.12.

Núcleo EI-33	Valor nominal
Área seccional efectiva, A_e .	118,1 [mm] ²
Área de bobinado, A_w .	136 [mm] ²
Producto de áreas, AP .	1,606 [mm] ⁴

Fuente: Hoja de datos Tokin, [41].

Cuadro 2.12: Geometría del núcleo ferrimagnético EI-33.

Es importante realizar un extracto de la hoja de datos, el cual consta en el cuadro 2.12, además están publicados por el fabricante en [41], donde se presentan los datos geométricos necesarios para el correcto diseño de estos transformadores, finalmente el núcleo EI-33 satisface los requerimientos geométricos por lo tanto se procede a ponderar la potencia máxima que podrá manejar.

$$AP = \left(\frac{11,1 P_{in}}{K' f_{sw} \Delta B} \right)$$

$$P_{in} = \frac{AP^{1,143} K' f_{sw} \Delta B}{11,1}$$

$$P_{in} = \frac{1,606^{1,143} \cdot 0,2 \cdot 0,210 \cdot 40 \times 10^3}{11,1}$$

$$P_{in} = 229 [W]$$

- Mediante la ecuación 1.4.65 y considerando un tiempo de encendido del 50 %, es posible conocer la mínima cantidad de espiras para cumplir con las restricciones propuestas en el cuadro 2.11 y considerando la geometría del núcleo presentado en el cuadro 2.12, se obtiene lo siguiente:

$$t_{on} = \frac{1}{f} \cdot 0,5$$

$$t_{on} = 12,5 [\mu s]$$

$$n_1 = \frac{V_p t_{on}}{\Delta B A_e} = \frac{150 \cdot 12,5}{0,210 \cdot 118,1}$$

$$n_1 \approx 60$$

4. Numero espiras en los bobinados secundarios, n_s y n_A .

La relación de espiras del transformador en diseño, esta dado por la ecuación 1.4.57 y se obtiene:

$$\frac{v_1}{v_s} = \frac{n_1}{n_s} \implies \frac{120}{62} = \frac{130}{n_s}$$
$$n_s \approx 68$$

La relación de espiras del transformador en diseño, esta dado por la ecuación 1.4.57 y se obtiene:

$$\frac{v_1}{v_A} = \frac{n_1}{n_A} \implies \frac{120}{62} = \frac{36}{n_A}$$
$$n_A \approx 19$$

2.3.4.3 Transformador De Pulso Inversor PLL

Este elemento es de particular interés; sirve como acoplamiento entre los circuitos de conmutación y los transistores de potencia a la vez que provee aislamiento galvánico entre estos, cumpliendo así con las recomendaciones de seguridad discutidas en la subsección 1.4.5. Esta construido con diferentes bobinados sobre un núcleo de ferrita tipo EE-16. Para adoptar este elemento fue necesario contrastar el circuito base con la implementación física de la fuente comercial, para luego hacer pruebas en caliente, con lo que se pudo concluir que es posible emplear este transformador en el prototipo propuesto, para cumplir los requerimientos expuestos en el cuadro 2.13, manteniendo la misma topología pero realizando una modificación en los bobinados según el procedimiento de diseño propuesto en el párrafo 1.4.8.5 y como sigue a continuación:

Restricciones	Valor nominal
Núcleo disponible	EE-16
Frecuencia de operación.	40 KHz
Factor de utilización.	0.2
Voltaje en primario.	20 V
Voltaje en secundario .	10 V

Cuadro 2.13: Especificaciones técnicas del transformador de pulso para la etapa de potencia PLL.

1. Se pudo determinar que una densidad de flujo de, $\Delta B = 210mT$, satisface la primera condición del procedimiento propuesto.
2. Debido a que ya se cuenta con el núcleo EE-16 y sus características geométricas se presentan en el cuadro 2.14; se procede a determinar la potencia útil de este elemento.

Núcleo EE-16	Valor nominal
Área seccional efectiva, A_e .	19 [mm] ²
Área de bobinado, A_w .	40 [mm] ²
Producto de áreas, AP .	0,076 [mm] ⁴

Fuente: Hoja de datos Tokin, [41].

Cuadro 2.14: Geometría del núcleo ferrimagnético EE-16.

$$AP = \left(\frac{11,1P_{in}}{K^1 f_{sw} \Delta B} \right)$$

$$P_{in} = \frac{AP^{1,143} K^1 f_{sw} \Delta B}{11,1}$$

$$P_{in} = \frac{0,076^{1,143} \cdot 0,2 \cdot 0,210 \cdot 40 \times 10^3}{11,1}$$

$$P_{in} = 15,87 [W]$$

3. Mediante la ecuación 1.4.65 y considerando un tiempo de encendido del 50 %, es posible conocer la mínima cantidad de espiras para cumplir con las restricciones propuestas en el cuadro 2.13.

$$\begin{aligned}t_{on} &= \frac{1}{f} \cdot 0,5 \\t_{on} &= 12,5 \quad [\mu s] \\n_1 &= \frac{V_P t_{on}}{\Delta B A_e} = \frac{20 \cdot 12,5}{0,210 \cdot 19} \\n_1 &\approx 62,65\end{aligned}$$

4. La relación de espiras del transformador en diseño, esta dado por la ecuación 1.4.57 y se obtiene:

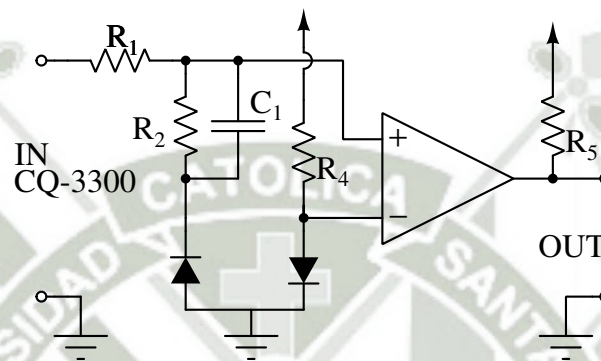
$$\begin{aligned}\frac{v_1}{v_s} = \frac{n_1}{n_s} &\implies \frac{20}{60} = \frac{10}{n_s} \\n_s &\approx 30\end{aligned}$$

2.3.5 Instrumentación Y Procesamiento De Señales

Todos los transductores piezoeléctricos presentan un rango estrecho de frecuencias donde se produce la transformación de energía eléctrica en energía mecánica con mayor eficiencia, es conocido como frecuencia de resonancia y es el parámetro más importante es la fase entre la onda de voltaje de excitación y la corriente. En la subsección 1.4.4.2 del presente documento, se ha entrado en mayor detalle sobre el comportamiento los mencionados transductores piezoeléctricos en general como se puede apreciar en la figura 1.4.12. Por todo lo antes mencionado, se propone el diseño de un arreglo de circuitos que puedan entregar señales compatibles con CMOS/TTL, que correspondan a las señales de voltaje y corriente, tanto en fase como en frecuencia, además deberán estar aisladas del circuito de potencia.

2.3.5.1 Sensor de voltaje

Para obtener una señal aislada e idéntica a la señal de voltaje con la se acciona al transductor, se incluyo un bobinado auxiliar en el transformador de salida, diseñado en el párrafo 2.3.4.2 del presente documento. Luego para su acondiciono la señal mediante resistencias, diodo zener y comparadores. En la figura 2.3.5, se aprecia el circuito adoptado.



Fuente: Elaboracion propia.

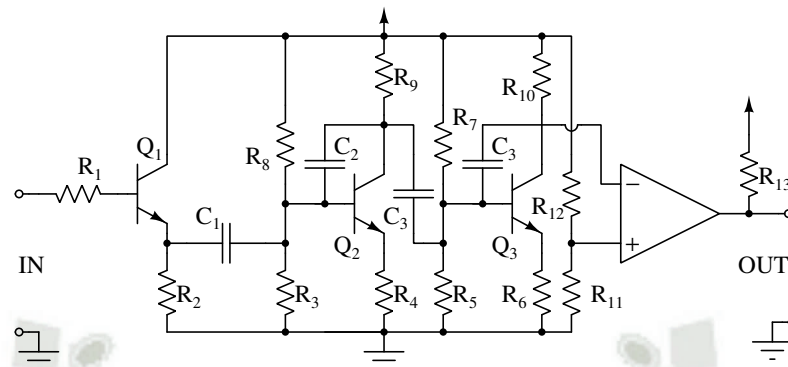
Figura 2.3.5: Circuito de acondicionamiento de señal de voltaje para PLL.

Debido a la sencillez del diseño adoptado no se requieren mayores consideraciones y el circuito se puede apreciar en la figura 2.6.7.

2.3.5.2 Sensor de corriente

Para este caso se hizo uso de un sensor de efecto hall CQ-3300 de la firma Asahi Kasei Microdevices, el cual viene en un circuito integrado que requiere de unos pocos elementos pasivos adicionales y sin la necesidad de mayores consideraciones como se puede apreciar en su hoja de datos[42], disponible en línea. La señal de este sensor de corriente requiere ser amplificada y acondicionada para cumplir con el estándar CMOS/TTL, para representar a la señal original en fase y frecuencia mas no en amplitud. Teniendo en cuenta lo anterior mencionado, se propone un sencillo circuito de amplificadores en base a transistores BJT y un OPAMP de tipo

comparador para minimizar el tiempo de propagación entre la señal original y la salida.



Fuente: Elaboración propia.

Figura 2.3.6: Amplificación y acondicionamiento de señal de corriente para PLL.

Debido a la sencillez del diseño adoptado no se requieren mayores consideraciones y el circuito se puede apreciar en la figura 2.6.7.

2.4 Implementación Del Microcontrolador

Este elemento provee de ergonomía a todo el sistema propuesto, permitiendo la manipulación por medio de una interfaz humano maquina vía control remoto IR y una pantalla LCD 16x2 convencional.

- El modulo CCP1 esta configurado en modo captura, es decir, el valor del registro del TMR1 es cargado en el evento de flaco. Su función sera decodificar el tren de pulsos correspondientes al protocolo IR NEC del control remoto.
- La entrada digital RB2 esta conectado a la señal testigo del controlador PLL que indica que el sistema se encuentra en fase y lazo cerrado.

Salidas analógicas	Dirección	Salidas digitales	Dirección
Ref. para fuente PWM	I^2C	ON/OFF fuente PWM	RB4_PIN28
		Buzzer de sistema	RC1_PIN12
		Reinicio de lazo PLL	RB5_PIN24
		Expansión I/O LCD	I^2C

Cuadro 2.16: Lista de salidas analógicas y digitales del microcontrolador PIC18F2550.

En el cuadro 2.16, se aprecian las señales que salen del microcontrolador:

- La comunicación I^2C , se encuentra habilitada y por este bus se regula el voltaje de la fuente PWM mediante un convertidor digital analógico DAC, de código MCP4725, el cual entrega la referencia según los requerimientos de este controlador PWM. También comunica a la pantalla LCD mediante un modulo expensor de I/O de código PFC8574T, especialmente empleado para proporcionar una interfaz I^2C a este conocido display.
- En la salida RB4 se ha implementado la capacidad para encender y apagar a la fuente PWM según la hoja de datos de su controlador.
- La salida RC1 permite activar una señal audible al excitar un pequeño buzzer comúnmente empleado para este propósito.
- La salida RB4 se encargará de cerrar el lazo de seguimiento de fase cuando sea conveniente.

2.5 Diseño Y Dimensionamiento Para Sonotrodo

En esta subsección se exhibe el diseño de los elementos del conjunto acústico, que así lo requieran, empleando las formulas y métodos propuestos en la subsección 1.4.4 del presente documento.

2.5.1 Transductor Piezoeléctrico

Este importante elemento fue adquirido mediante importación del fabricante Bjultronics, de origen chino, quienes amablemente enviaron un pequeño lote de estos elementos de potencia con diversas prestaciones, los cuales tienen un costo bastante accesible. Para el prototipo propuesto en este trabajo de investigación se usará el transductor modelo: BJC-4050T-45HS, del cual sus especificaciones técnicas podrán ser consultadas en el cuadro 2.1.

2.5.2 Transformador Acústico tipo escalonado

En el párrafo 1.4.4.3.3, se definen las formulas necesarias para el dimensionamiento y construcción de este elemento mecánico, mientras que en el cuadro 2.17, se definen sus especificaciones mecánicas.

Descripción	Valor nominal
Material de fabricación.	Al 3003
Densidad de material.	2730 [kg/m^3]
Modulo de Young.	70×10^9 [N/m^2]
Frecuencia de operación.	$39,5 \pm 1$ KHz

Cuadro 2.17: Especificaciones para el Transformador Acústico tipo escalonado.

Tomando en cuenta lo antes dicho, se procede al calculo de sus dimensiones

propiamente dicho, considerando el criterio de la mitad de una longitud de onda.

1. Velocidad y longitud de onda en aleación de Aluminio 3003.

De la ecuación 1.4.9, se puede deducir la velocidad a la que el sonido se propaga en Aluminio 3003 en función a su modulo de elasticidad y su densidad.

$$c_s = \sqrt{\frac{E}{\rho}} = \sqrt{\frac{70 \times 10^9}{2730}}$$

$$c_s = 5064 \quad [m/s]$$

A partir de la ecuación 1.4.14 y conociendo la velocidad del sonido se puede también conocer la longitud de onda que se propaga.

$$\lambda = \frac{c_s}{f_{calc}} = \frac{5064}{39,5 \times 10^3}$$

$$c_s = 128,2 \quad [mm]$$

2. Constante de onda y calculo de dimensiones.

La constante de onda es definida en la ecuación 1.4.13 y se emplea para definir la longitud total del transformador acústico.

$$k_u = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{128,2 \times 10^{-3}}$$

$$k_u = 49,01$$

Las dimensiones a encontrar fueron definidas gráficamente en la figura 1.4.14, además, de las ecuaciones 1.4.11 y 1.4.12 se cuantifica estos valores.

$$L_1 = \frac{1,5}{k_u} = \frac{1,5}{49,01}$$

$$L_1 = 30,61 \quad [mm]$$

$$L_2 = \frac{1,6}{k_u} = \frac{1,6}{49,01}$$

$$L_1 = 32,65 \quad [mm]$$

Ademas, la longitud total viene dada por:

$$L_0 = L_1 + L_2 = 63,26 \quad [mm]$$

3. Factor de ganancia del transformador acústico.

Para conocer el factor de ganancia se recurre a la ecuación 1.4.10, y se calcula como sigue.

$$K_t = \left(\frac{D_1}{d_2}\right)^2 = \left(\frac{45}{20}\right)^2$$
$$K_t = 5,06$$

2.5.3 Sonda Ultrasónica de Sacrificio

Es la herramienta final que esta en contacto directamente con el proceso, es conocida con este nombre debido a que sufre erosión en su cara radiante debido al estrés mecánico producido por la intensa cavitación acústica. Para diseñar sus dimensiones se considera un transformador acústico con factor de ganancia unitario y el criterio de la mitad de una longitud de onda. Los cálculos realizados en la subsección 2.5.2, son validos también para esta parte, por lo tanto las dimensiones se establecen como sigue a continuación.

- El diámetro de la cara radiante es igual al radio del lado en contacto con el transformador acústico por lo tanto:

$$D_1 = d_2 = 20 \quad [mm]$$

- Ademas, la longitud total de la sonda de sacrificio sera igual a la del transfor-

mador acústico, debido al criterio de la mitad de una longitud de onda:

$$L_0 = L_1 + L_2 = 63,26 \quad [mm]$$

2.6 Circuitos Impresos

Para el dibujo de los circuitos esquemáticos así como para el diseño de sus respectivos circuitos impresos, se utilizó el programa de diseño asistido EAGLE PCB design, de la firma Cadsoft, siendo necesaria apenas una licencia de prueba de su última versión. Se empleó la técnica de fabricación para circuitos impresos denominada transferencia térmica, en donde se imprime con tóner electrostático sobre papel revestido con cera, el cual transfiere su contenido cuando es sometido a calor y presión sobre la superficie de una placa de circuito impreso virgen, para su posterior revelado con cloruro férrico. Es importante resaltar que los circuitos presentados para el presente trabajo de investigación están elaborados a doble cara, con la finalidad de reducir el tamaño final, además se ha contemplado el uso de borneras y zócalos para circuitos integrados de forma conveniente para facilitar su conexión eléctrica. Los mencionados circuitos impresos están ubicados en el interior del prototipo de forma conveniente para este propósito.

Esta subsección está dedicada a presentar los circuitos impresos resultado del proceso de diseño, en el cual también se incluyen los valores de componentes tanto pasivos como activos obtenidos en el mencionado proceso, así como la distribución de los componentes en la placa de circuito impreso.

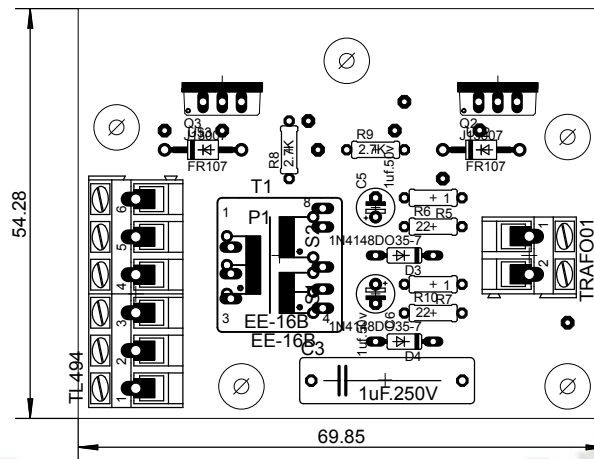


Figura 2.6.3: Distribución de componentes de la etapa de potencia de tipo medio puente en su circuito impreso.

4. Controlador PWM

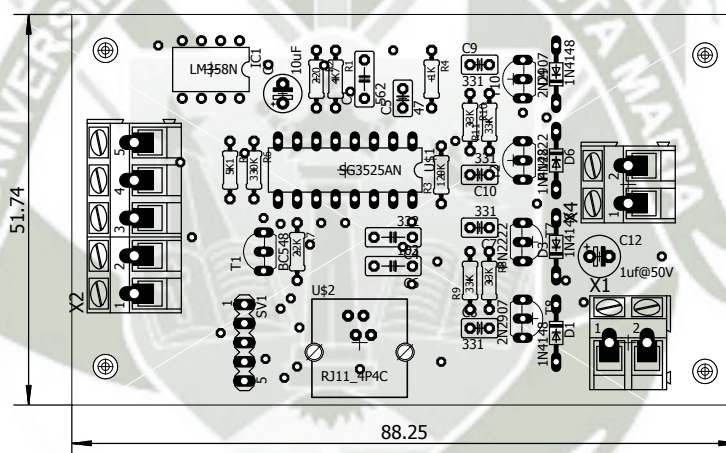


Figura 2.6.4: Distribución de componentes del controlador PWM en base al circuito integrado SG3525A en su circuito impreso.

5. Rectificador de salida y retroalimentación

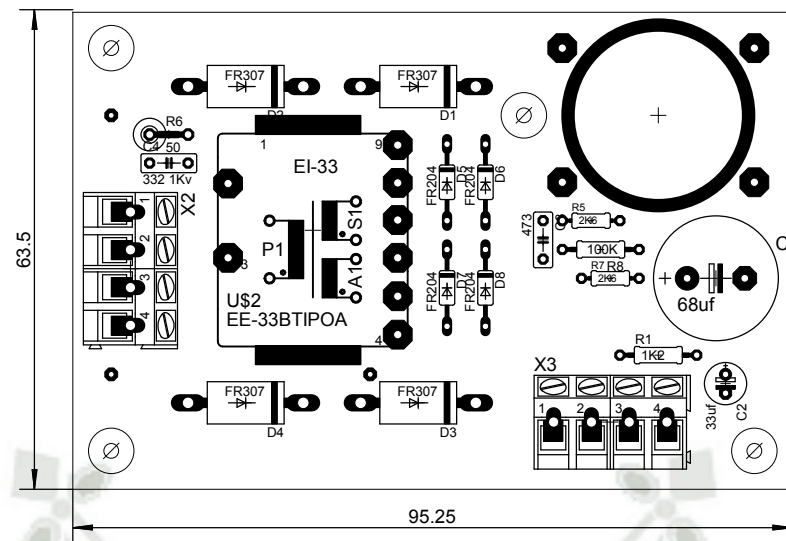


Figura 2.6.5: Distribución de componentes para el rectificador de alta frecuencia, filtro LC y retroalimentación de la señal en su circuito impreso.

2.6.2 Controlador de seguimiento de fase PLL

1. Circuito predriver de etapa de potencia PLL

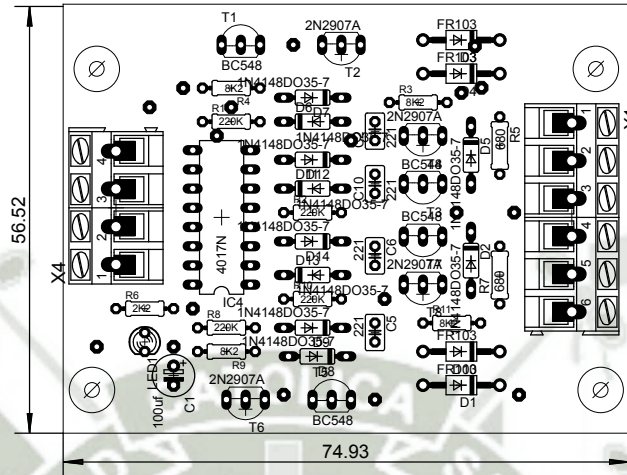


Figura 2.6.6: Distribución de componentes de la etapa previa de potencia en su circuito impreso.

2. Instrumentación y Controlador PLL

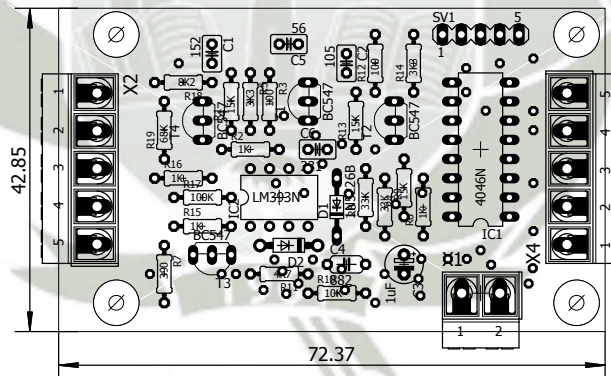


Figura 2.6.7: Distribución de componentes del acondicionamiento de la señal de control para evitar voltajes no permitidos en su circuito impreso.

3. Inversor tipo puente completo

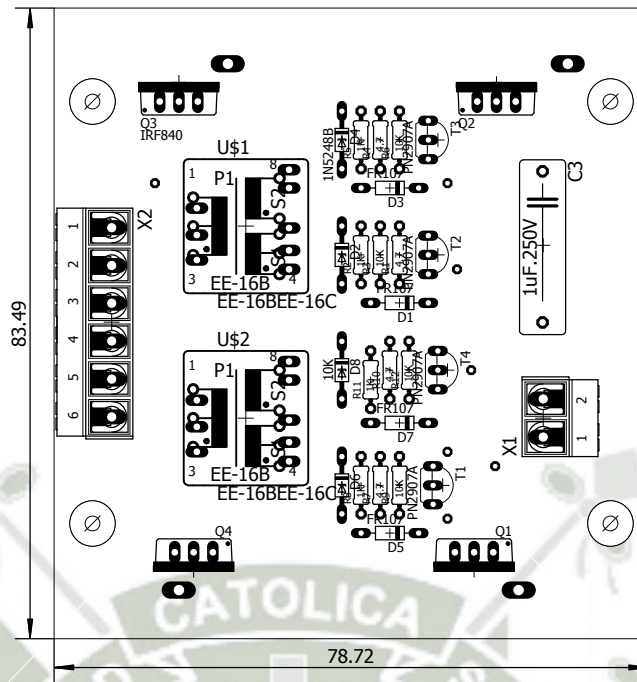


Figura 2.6.8: Distribución de componentes de la etapa de salida tipo puente completo en su circuito impreso.

4. Transformador de salida y retroalimentación.

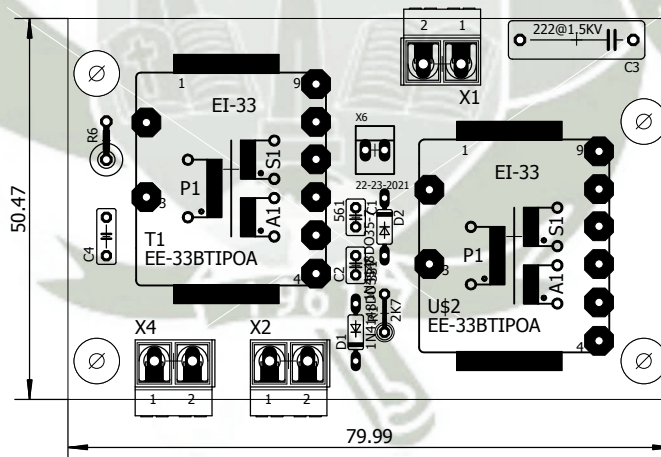


Figura 2.6.9: Distribución de componentes en el circuito impreso del transformador de aislamiento y retroalimentación.

2.6.4 Lista de materiales BOM

El programa de diseño asistido empleado para la elaboración de tanto los circuitos esquemático como las placas de circuito impreso, posee una herramienta que ofrece la posibilidad de exportar la lista de materiales BOM para facilitar la documentación, por lo tanto se vale de este recurso para presentar la lista de componentes requeridos y que debido a su extensión se ha adjuntado en formato digital como un archivo anexo.



CAPÍTULO 3

Análisis de Resultados y Conclusiones



Contenido

3.1. Presentación del prototipo implementado	140
3.2. Instrumentos de medición	142
3.3. Metodología y Protocolo De Pruebas	143
3.4. Resumen De Costos	153
3.5. Conclusiones	155
3.6. Recomendaciones Finales	156

3.1 Presentación del prototipo implementado

Para consolidar al sistema diseñado como un prototipo funcional según lo expuesto en el capítulo 1 y el capítulo 2 del presente documento, se emplearon diferentes técnicas de montaje como soldadura y tornería, además de la práctica de técnicas de cableado eléctrico, las cuales están documentadas en mayor detalle en las siguientes subsecciones.



(a) Fotografía del prototipo en funcionamiento y sus instrumentos de medición.



(b) Fotografía del generador de ultrasonido, fijado y ubicado mediante un riel telescópico.

Fuente: Elaboración propia.

Figura 3.1.1: Tomas fotograficas del prototipo, a la izquierda una vista general de su funcionamiento mientras que a la derecha se observa el detalle de la ubicación y cableado de los circuitos que componen al generador de ultrasonido

En la figura 3.1.1, se ha ilustrado mediante un fotografía al resultado final del presente trabajo de investigación y también se ha documentado en mayor detalle en las siguientes subsecciones.

3.1.1 Chasis y montaje

Para el montaje del chasis del prototipo, se han empleado técnicas de soldadura TIG en aceros inoxidables, empleando perfiles cuadrados para formar un esqueleto

metálico, sobre el cual se dio un acabado con planchas que pueda contener todos los elementos. En la subsección 2.6 del presente documento se pueden encontrar los circuitos resultado del proceso del diseño los cuales fueron debidamente acondicionados en una plancha de acero galvanizado, que a su vez se ubico en el interior del chasis de acero inoxidable mediante rieles telescópicos que permiten su fácil acceso por una puerta ubicada convenientemente.

3.1.2 Conjunto acústico

En la subsección 2.5.2 del presente documento, se especifican las dimensiones del conjunto acústico, el cual fue fabricado usando una barra solido de una aleación especial de aluminio 3003, en un torno de tipo paralelo. A la izquierda en la fotografía 3.1.2a, se aprecia cada una de las partes por separado, mientras que en la derecha de la fotografía 3.1.2, se exhibe el conjunto acústico ya ubicado, el cual es ensamblado usando un espárragos roscado y cortado a la medida. Además se hizo el mecanizado de un hilo de tuerca para ajustar el conjunto acústico y una varilla de acero, al resto de la estructura en un arreglo de soporte universal y pinza de doble nuez.



(a) Partes del conjunto acústico: Transductor piezoeléctrico, transformador acústico y sonda ultrasónica de sacrificio, de izquierda a derecha correspondientemente.



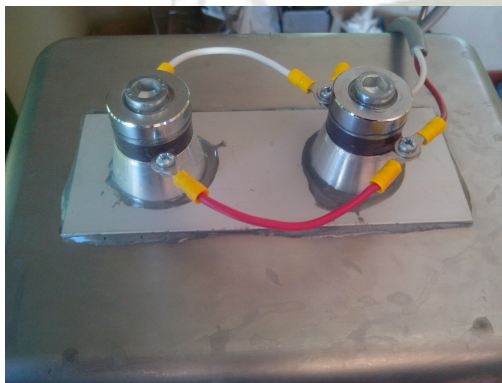
(b) Fotografía del conjunto acústico ensamblado y ubicado en su disposición final.

Fuente: Elaboracion propia.

Figura 3.1.2: Fotografía del conjunto acústico fabricado mediante técnicas de tornería en aluminio.

3.1.3 Tanque de ultrasonido

Esta técnica del ultrasonido de alta intensidad se implementó según las recomendaciones dadas por el fabricante a la hora de su venta, quienes dieron detalles sobre su montaje por correo electrónico. Los transductores se empernaron a una plancha de aluminio de $1/8''$ de espesor mediante el uso de un esparrago $M10 \times 1mm$ y a su vez se fijó al fondo de un tanque de acero inoxidable con dimensiones de $24 \times 30 \times 14$ [cm], es decir, 10 litros de capacidad, con el uso de un conocido pegamento epoxico de dos componentes el cual es idéntico al recomendado.



(a) Fotografía detalle de montaje: Transductor piezoeléctrico empernado a una plancha de aluminio, a su vez esta fijada al fondo del tanque de acero con el uso de pegamento epoxico en ambos puntos de contacto.



(b) Fotografía del tanque de ultrasonido en fase de elaboración de su protocolo de pruebas realizadas con éxito.

Fuente: Elaboración propia.

Figura 3.1.3: Fotografía del tanque de ultrasonido.

3.2 Instrumentos de medición

Para analizar los resultados obtenidos de la construcción del prototipo, fue necesario el uso de diferentes instrumentos de medición, tanto de variables eléctricas como métricas, mediante un concienzudo proceso de observación y recopilación de resultados para su posterior estudio, en el cuadro se lista a los mencionados instrumentos, incluyendo marca y modelo para un mayor alcance en su apreciación.

Instrumentos de medición	Marca	Modelo
Osciloscopio DSO	SIGLENT	SDS1101CML
Multímetro RMS	PRASEK	PR-71B
Medidor de inductancias	Minghe	LC-100A
Detector de voltaje	Igus	-
Pie de rey	-	-
Escuadra milimetrada	-	-

Cuadro 3.1: Instrumentos de medición empleados para el desarrollo y pruebas del prototipo.

3.3 Metodología y Protocolo De Pruebas

En esta sección se describen las pruebas realizadas a los diseños propuestos anteriormente y la metodología con que se evaluaron los datos obtenidos. La finalidad de estos procedimientos es demostrar y corroborar de forma cuantitativa que el funcionamiento de todo el sistema en conjunto se encuentre dentro de los parámetros de diseño requeridos.

El método empleado para este fin consiste en tomar mediciones de corrientes y voltajes con el uso del el multímetro trueRMS indicado en el cuadro 3.1. Así mismo, la función de muestreo del osciloscopio fue útil para obtener un archivo con extensión ".csv", correspondiente a cada captura de interés. Este archivo contiene una cantidad de muestras en el orden de las decenas de miles con una tasa de muestro que puede llegar hasta 1 GSa/s, según su fabricante, el cual puede ser exportado mediante el puerto USB propio del osciloscopio y una memoria del mismo tipo, después se procede a computar los comandos convenientes en el software MATLAB, para obtener gráficos de alta resolución y que son presentados a continuación en las siguientes subsecciones.

3.3.1 Generador de ultrasonido

Para cuantificar el desempeño del sistema propuesto, se procede primero a tomar nota de las medidas de corrientes y voltajes realizadas con el multímetro considerando que la carga son 02 transductores piezoeléctricos, cuyas especificaciones se encuentran descritas en el cuadro 2.1. Además también se hizo uso del osciloscopio para corroborar que las formas de ondas fueran adecuadas.

Variable	Descripción	Datos Experimentales				Unidades
V_{out}	Voltaje DC de salida.	30	45	60	75	[V]
V_{in}	Voltaje RMS de entrada.	53,4	65,9	72,5	82,8	[V]
F_{rs}	Frecuencia de resonancia	40,18	40,4	40,1	39,6	[KHz]
I_p	Corriente de entrada.	0,325	0,570	0,965	1,27	[A]
I_o	Corriente de salida.	0,424	0,725	1,080	1,33	[A]
P_{in}	Potencia de entrada.	17,35	37,56	69,96	105,1	[W]
P_{out}	Potencia de salida.	12,72	32,62	64,8	99,75	[W]
η	Eficiencia.	73,3	86,84	92,6	94,9	[%]

Cuadro 3.2: Protocolo de pruebas para el generador en su conjunto, se aprecia voltajes y corrientes considerando como carga a 02 transductores piezoeléctricos en existencia.

En referencia a los datos mostrados en el cuadro 3.2, se puede interpretar que la fuente conmutada PWM diseñada tienen una eficiencia mediana cuando la carga eléctrica es baja debido a que el transformador disipa una cierta cantidad de energía para su operación y esta es relativamente comparable con la baja carga en relación a su capacidad de potencia, mientras que demuestra una alta eficiencia al producir de los 60 watts de salida en un promedio de 92 %.

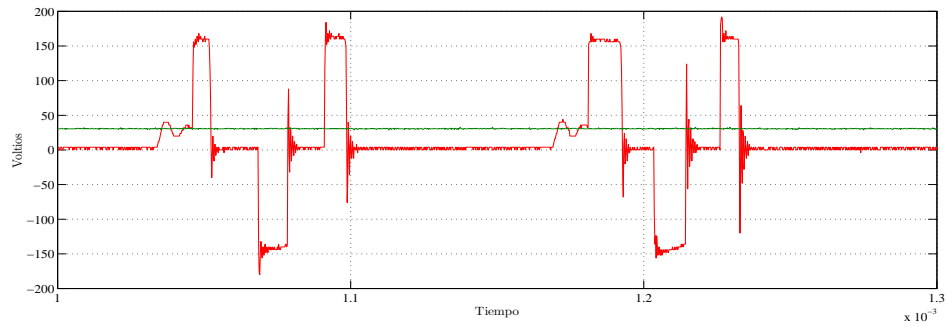
Como se puede apreciar en el cuadro 3.2, los cambios en la frecuencia de resonancia son pequeños y están en el orden de las centenas de Hertz, sin embargo dicha frecuencia puede cambiar según las condiciones de carga, pero cualquier desfase ocasiona una reducción de potencia intolerable en la salida. Además los datos indican que el sistema sí puede manejar la potencia requerida sin mayores inconvenientes, la

temperatura se mostró estable pese a la exigencia de la naturaleza típico en cargas piezoeléctricas.

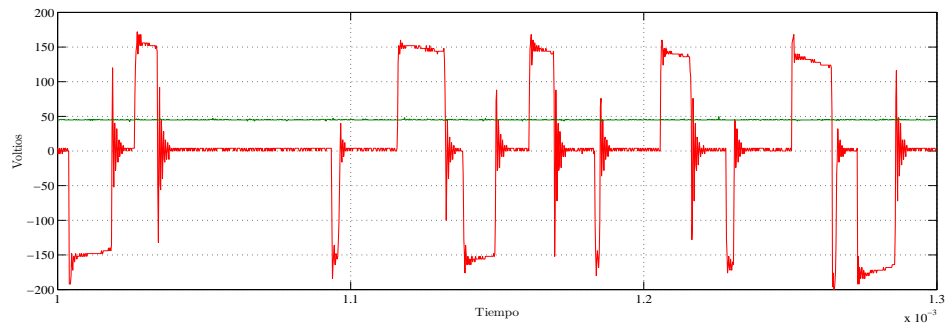
3.3.1.1 Fuente Conmutada PWM

En función a los datos presentados en el cuadro 3.2, se puede interpretar que el desempeño la fuente cumple con los parámetros esperados y además se mostró estable sin importar las condiciones de carga eléctrica, no se presentó sobre calentamiento en sus circuitos integrados y/o en sus transistores de potencia. El conjunto de comandos de MATLAB que fueron empleados para generar los gráficos mostrados en la la figura 3.3.1 y en la figura 3.3.1, están adjuntos en formato digital debido a la extensión de sus líneas con nombre Protocolo_de_pruebas_PWM.m.

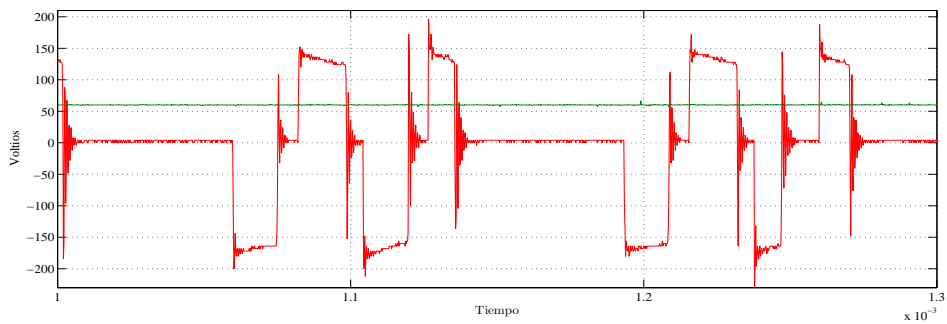




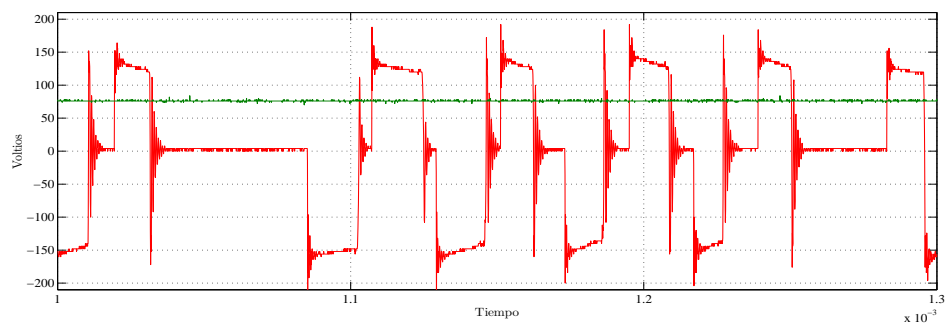
(a) Voltaje de salida de la fuente, $V_o = 30 V$.



(b) Voltaje de salida de la fuente, $V_o = 45 V$.

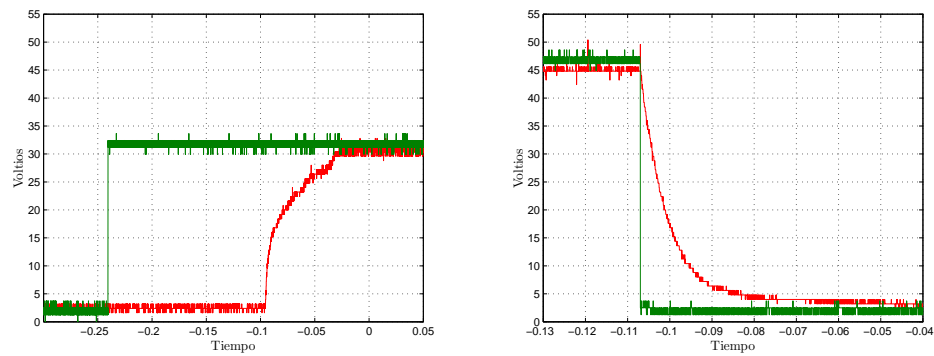


(c) Voltaje de salida de la fuente, $V_o = 60 V$.

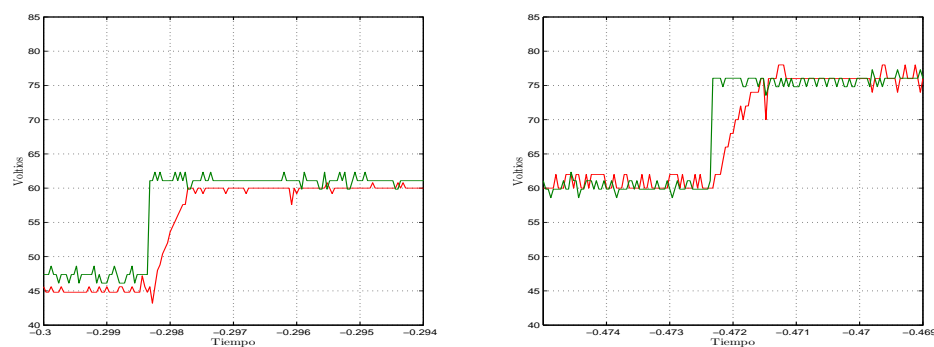


(d) Voltaje de salida de la fuente, $V_o = 75 V$.

Figura 3.3.1: Formas de onda de la fuente conmutada PWM, en rojo se aprecia la resultado de la conmutación PWM sin rectificar, mientras que en color verde se muestra la salida de voltaje regulado alimentando a los transductores de ultrasonido.



(a) A la derecha se aprecia el tiempo de encendido desde el reposo mientras que a la izquierda, el apagado de la fuente hasta el reposo.



(b) Respuesta ante el escalón unitario de la referencia.

Figura 3.3.2: Respuesta dinámica de la fuente conmutada frente a un escalón de la referencia.

En la figura 3.3.1, se observa la señal producto de la conmutación de los transistores de potencia en color rojo mientras que en color verde se aprecia la señal del voltaje a la salida de la fuente. Es importante mencionar que todo momento el rizo de voltaje a la salida de la fuente estuvo dentro de los parámetros de diseño, además que se alcanzó la magnitud deseada bajo las condiciones de carga antes mencionadas y con una eficiencia promedio del 80 %, como se puede corroborar en el cuadro 3.2, y según lo expuesto en el cuadro 1.4 de la subsección 1.4.7.2, por lo tanto se concluye que el desempeño de la fuente conmutada se ajusta a lo esperado.

3.3.1.2 Controlador PLL

Para corroborar el correcto desempeño de esta etapa se debe observar la fase entre las señales de voltaje y corriente, cuando controlador se encuentra en estado Onlock, se dice que la fase entre las señales en el comparador es nula, como consecuencia se observa una señal de voltaje continuo con un ligero rizo correspondiente al ajuste del controlador sobre el oscilador controlado por voltaje VCO. El conjunto de comandos de MATLAB que fueron empleados para generar los gráficos mostrados en la la figura 3.3.3 y en la figura 3.3.4, están adjuntos en formato digital debido a la extensión de sus líneas con nombre `Protocolo_de_pruebas_PLL.m`.

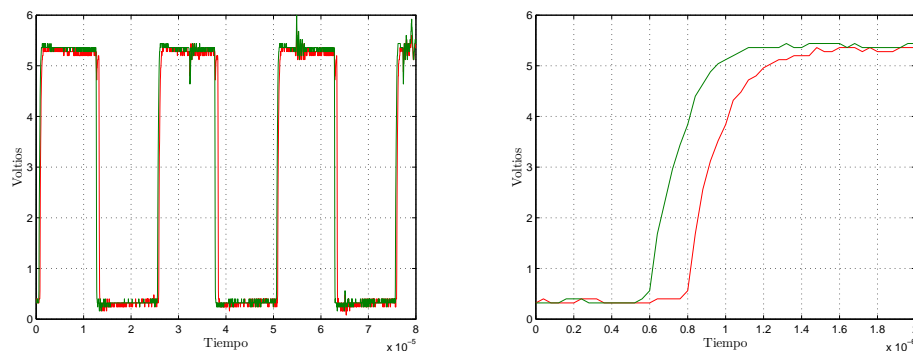


Figura 3.3.3: Señales de entrada en régimen estable del controlador PLL, a la izquierda condición de fase nula a una escala de tiempo 10^{-5} , mientras que a la derecha la misma condición a una escala de tiempo 10 veces menor.

En la figura 3.3.3, a la izquierda se puede observar en mayor detalle la condición de fase nula resultado del correcto control del sistema mediante el lazo de fase propuesto donde se aprecia a tanto la señal de voltaje en color rojo, como la de corriente en color verde, ambas en formato TTL/CMOS y representando la fase en su flanco de subida, mientras que a la derecha se hace un acercamiento en el rango de tiempo para observar los eventos en la escala de las centenas de nano segundos. El error de fase es muy pequeño, oscila en un rango de ± 150 nano segundos y corresponde con la cantidad de tiempo que circuito integrado CD4046B puede detectar. Como se puede apreciar en la respuesta la fase de los transductores piezoeléctricos, ilustrado en figura 1.4.12, considerando que el rango de la respuesta en fase del transductor

es de $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$ o $-\frac{\pi}{4} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{4}$, es decir la cuarta parte del periodo.

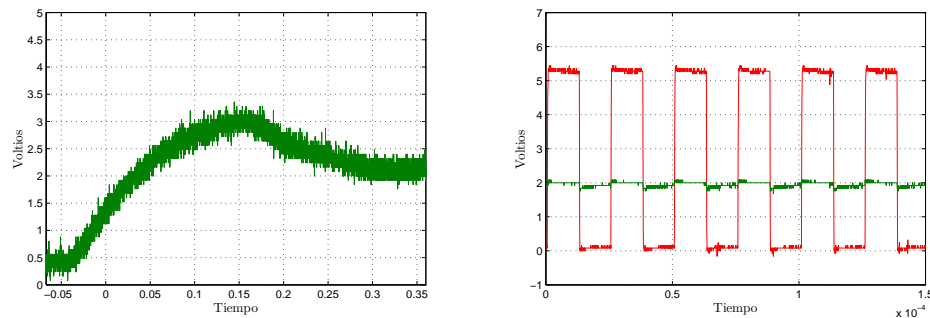


Figura 3.3.4: Formas de onda de la señal de entrada del oscilador VCO en régimen transitorio a la izquierda, mientras que a la derecha se aprecia la misma señal pero en régimen estable.

En la figura 3.3.4, a la izquierda y en color verde se aprecia la entrada del oscilador controlado por voltaje en la transición de régimen transitorio a estable, quedado estabilizado a 02 voltios. En la parte derecha, en color verde, se puede observar a la señal de entrada del VCO estabilizada en 02 voltios, con un rizo de voltaje correspondiente a los reajustes de la frecuencia realizado por el controlador correspondiente al concepto de seguimiento de fase, mientras que en color rojo se aprecia la salida del oscilador controlador por voltaje a una frecuencia de 40,18 KHz.

De los resultados aquí mostrados se puede afirmar que el controlador PLL es capaz de rastrear a la frecuencia natural de resonancia del transductor piezoeléctrico de forma tal que la fase entre las señales de tensión y corriente sea nula para asegurar la mayor transformación de la energía eléctrica en vibraciones mecánicas.

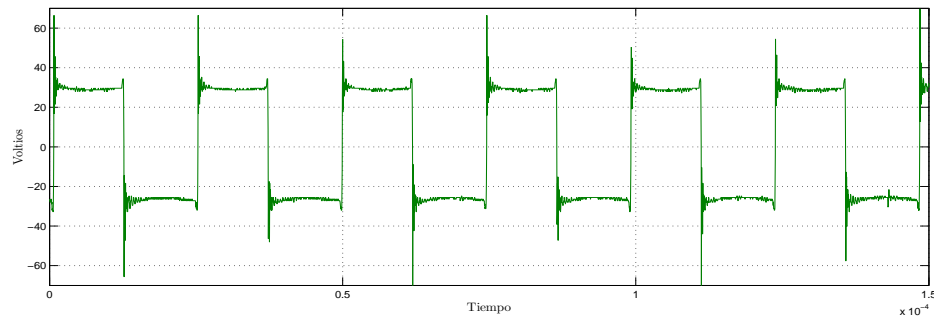
3.3.1.3 Etapa de potencia PLL

El diseño para esta etapa fue propuesto en la subsección 2.3.4, mientras que en la figura 2.3.2, se aprecia el circuito esquemático evaluado en las pruebas de desempeño que se muestran en el cuadro 3.2. Para obtener dichos resultados se procedió a anotar los valores de corrientes y voltajes medidos con la ayuda del multímetro mencionado en el cuadro 3.1, para diferentes voltajes de salida de la

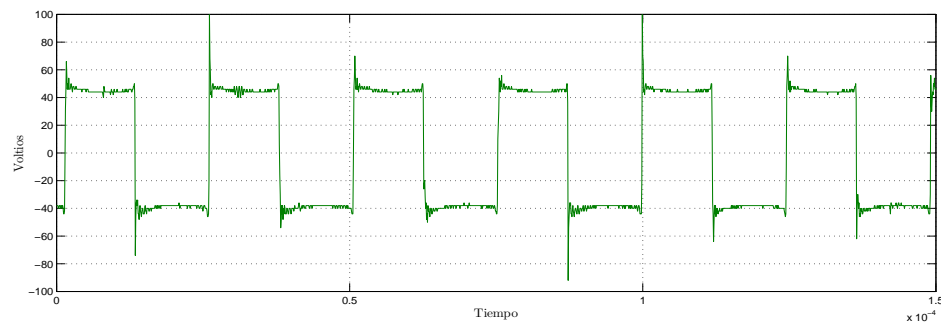
fuente PWM considerando que la carga son 02 transductores piezoeléctricos, cuyas especificaciones se encuentran descritas en el cuadro 2.1.

Además, es importante corroborar que las formas de onda de los voltajes de entrada y salida de esta etapa sean adecuados tanto en magnitud como en frecuencia para accionar al transductor piezoeléctrico de forma apropiada, por lo tanto se procedió a emplear la función de captura del osciloscopio mencionado en el cuadro 3.1, a fin exportar los datos de la señal presente en sus canales de entrada en un archivo con extensión .csv, vía el puerto USB propio del instrumento, hacia el software MATLAB y que están adjuntos en formato digital debido a la extensión de sus líneas con nombre Protocolo_de_pruebas_PLL.m.

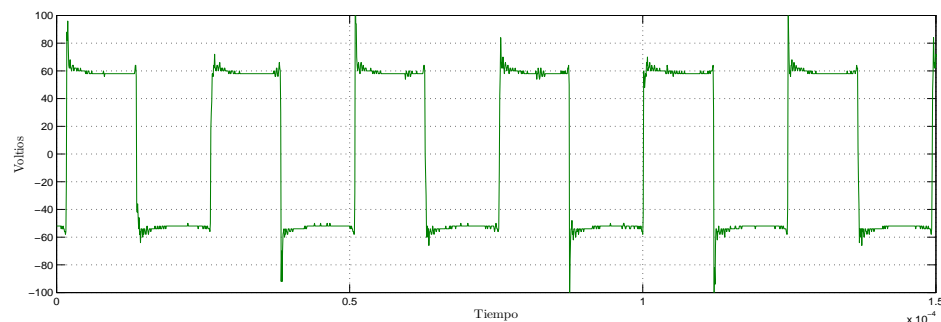




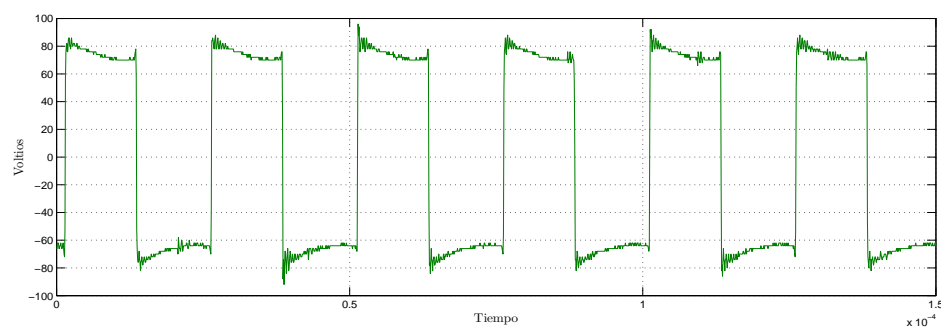
(a) Conmutación del inversor de puente completo con voltaje de la fuente PWM de 30 voltios.



(b) Conmutación del inversor de puente completo con voltaje de la fuente PWM de 45 voltios.



(c) Conmutación del inversor de puente completo con voltaje de la fuente PWM de 60 voltios.



(d) Conmutación del inversor de puente completo con voltaje de la fuente PWM de 75 voltios.

Figura 3.3.5: Formas de onda para la etapa de potencia PLL, en color verde se aprecia la resultado de la conmutación del inversor expresado sobre el bobinado primario del transformador de aislamiento.

Los resultados mostrados en el cuadro 3.2, en congruencia con los datos presentados en forma gráfica en la figura 3.3.5, son pruebas suficientes para afirmar que esta etapa es capaz de lidiar la cantidad de potencia requerida por el transductor piezoeléctrico dentro de los requerimientos de voltaje, eficiencia y aislamiento galvánico.

3.3.1.4 Microcontrolador e interfaz de usuario

Para consolidar al sistema como un prototipo funcional, se ha implementado un sistema en base al microcontrolador PIC18F2550 de la firma Microchip servir como interfaz entre el usuario y la maquina. Es importante recalcar que este elemento no participa del proceso de control PLL y/o control PWM. El código fuente del prototipo es de elaboración propia y fue desarrollado en el entorno PIC C compiler de la firma CCS, usando una licencia freeware debido a la poca complejidad del código requerido, mientras que las librerías usadas son de propósito abierto a la comunidad; algunas de elaboración propia, mientras las otras que no lo son, llevan los créditos y el permiso de correspondiente de sus autores para su utilización escrito en su código fuente. Esta interfaz esta provista de diversos periféricos que han sido detallados en su lista de I/O mostrados en el cuadro 2.15 y se han implementado las siguientes funciones:

1. Pantalla LCD via bus I^2C :

El conocido modulo LCD16x2, ocupa una cantidad importante de recursos por lo que se opto por usar el modulo de expansión de I/O vía comunicación I^2C , de código PFC8574T. Esta implementación permite operar la pantalla de forma remota puesto que montada en el chasis del prototipo y alejada de su propio circuito impreso PCB.

2. Control remoto IR

Se ha implementado un sistema receptor IR mediante un decodificador VS1838B y un transmisor de protocolo NEC, ensamblado como un control remoto comercial

para dotar al usuario de un dispositivo mediante el cual, pueda este, explotar las prestaciones del prototipo. Con la finalidad de decodificar esta señal digital, el autor del presente documento ha desarrollado una librería a medida.

3. Referencia para fuente PWM

Para manipular el voltaje de la fuente de alimentación se ha utilizado un convertidor DAC de código MCP4725, vía comunicación I^2C . A través del control remoto, esta señal puede ser establecida por el usuario y es proporcional al voltaje de salida de la mencionada fuente. Para este fin se desarrollo una librería conteniendo funciones adecuadas para el uso de las prestaciones de este dispositivo.

3.4 Resumen De Costos

Para la implementación del prototipo fue necesario realizar distintos gastos entre materiales y servicios también fue necesario hacer la logística correspondiente para importar algunos componentes de China y USA ya sea por un menor costo o su no disponibilidad en el mercado nacional. En el cuadro 3.3, se ha resumido los costos generados durante el desarrollo del proyecto.

ÍTEM	DESCRIPCIÓN	CANTIDAD	REFERENCIA	COSTO
Concepto: Materiales eléctricos				
01	Cable GTP-3,	50	Metros	65
02	Componentes eléctricos activos.	33	Unidades	45
03	Componentes eléctricos pasivos.	157	Unidades	20
04	Transformadores de ferrita.	7	Unidades	110
05	Transductores piezoeléctricos.	3	Unidades	75
06	Sensor de corriente CQ-3300.	1	Unidades	25
07	DAC I2C MCP4725.	1	Unidades	15
08	Aparamenta electrica.	6	Unidades	90
09	Pantalla LCD 16x2.	1	Unidades	18
10	Marshalling.	1	Unidades	70
Concepto: Técnicas metálicas				
01	Fabricación en acero inox.	1	Servicio	400
02	Tornaría.	1	Servicio	75
03	Sacabocado.	1	Servicio	50
04	Soldadura .	1	Servicio	35
05	Trabajos adicionales.	1	Servicio	70
Concepto: Logística				
01	Importación semiconductores China.	1	Servicio	35
02	Importación semiconductores USA.	1	Servicio	50
03	Importación de piezoeléctricos China.	1	Servicio	170
04	Gastos operativos.	1	Servicio	400
Concepto: Mano de obra				
01	Tiempo de trabajo invertido 24 meses.	900	Servicio	21600
				S/. 23418
				TOTAL

Cuadro 3.3: Resumen de costos del presente proyecto, en Nuevos Soles.

3.5 Conclusiones

1. Fue posible construir un prototipo capaz de accionar a los transductores de ultrasonido en base a cerámicos piezoeléctricos a su frecuencia de natural de resonancia para obtener la mayor eficiencia en la transformación de energía mediante un controlador de seguimiento de fase PLL, como se puede apreciar en la figura 3.3.3 y para proveer la potencia necesaria, una fuente conmutada PWM regulable, cuyo desempeño se puede corroborar en el protocolo de pruebas presentado en el cuadro 3.2.
2. Se pudo concluir que el transductor piezoeléctrico cuando se encuentra accionado a su frecuencia de resonancia la fase entre las ondas de voltaje y frecuencia se encuentran en fase como se puede apreciar en la figura 3.3.3. Además se puede afirmar que la impedancia eléctrica resultante y la frecuencia de resonancia pueden variar de forma impredecible. La potencia obtenida a la salida del mencionado transductor dependerá de estos mencionados parámetros, así como de la magnitud del voltaje que entrega la fuente de alimentación hacia el inversor tipo puente completo de la etapa de potencia como se demostró con el osciloscopio en la figura 3.3.5.
3. Se logró diseñar e implementar una fuente conmutada regulable según las especificaciones indicadas en el cuadro 2.1 y como se pudo corroborar con el protocolo de pruebas exhibido en el cuadro 3.2 y cumpliendo con las buenas prácticas en seguridad para el diseño electrónico como se recomendó en el presente documento.
4. Se pudo demostrar que el procedimiento de diseño para transformadores de ferrita propuesto en el párrafo 1.4.8.5 del presente documento permite diseñar los parámetros propios de este arte y además que fue posible implementar a dichos transformadores eléctricos de alta frecuencia siguiendo el criterio de

producto de áreas, obteniendo un dispositivo de alta eficiencia, económico y con la capacidad de manejar grandes potencias a pesar de su reducido tamaño.

5. Mediante observación directa se puede afirmar que en presencia de la cavitación acústica ocurren fenómenos exóticos que merecen la atención, observación y su apropiado estudio. Debido a la naturaleza del presente trabajo de investigación, estos fenómenos no son objeto de controversia, pero a su vez fueron la motivación para realizar este proyecto en virtud de su carácter prospectivo.

3.6 Recomendaciones Finales

Los transductores piezoeléctricos requieren una señal cuadrada para su accionamiento, por lo tanto se recomienda el uso de transistores MOSFET para el inversor de salida, debido a que el fenómeno conocido como storage time se ha superado con esta tecnología. Mientras que se ha observado un mejor desempeño de la fuente conmutada con el uso de transistores BJT, gracias a su excelente conductividad, aplicando un tiempo muerto apropiado para evitar el inconveniente del fenómeno storage time, natural en esta tecnología.

En el presente trabajo de investigación ha quedado documentado el desempeño del prototipo con la finalidad de servir como punto de partida para diseñar un generador de ultrasonido basado en el mismo concepto de control, pero capaz de manejar potencias en el orden de los miles de watts, con la consigna de accionar transductores piezoeléctricos de nivel industrial. Es importante recordar que el concepto demostrado en este prototipo servirá para todas las aplicaciones gracias al seguimiento de la frecuencia natural de resonancia y la fuente de alimentación regulable. Para el desarrollo de nuevas aplicaciones es necesario entrar en contacto y realizar las consultas necesarias con los proveedores de estas tecnologías, quienes también ofrecen asesoramiento y consultoría especializada. Algunos de estos fabricantes se han men-

cionado en el cuadro 1.12, pero se recomienda no limitarse tan solo a lo expuesto en el presente documento.



Bibliografía

- [1] J. A. Rodríguez Martínez, J. Oyaga Vitolá, and S. D. P. Sandoval Cantor, "Fundamentos teórico-prácticos del ultrasonido," *Revista Tecnura*, vol. 10, no. 20, pp. 4–18, 2007.
- [2] D. Ensminger, *Ultrasonics fundamentals, technologies, and applications*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2012.
- [3] J. Perkins, "Power ultrasonic equipment: Practice and application," in *based on a paper presented at the Sonochemistry Symposium, Annual Chemical Congress, Warwick University, UK*. Sonic Systems Ltd, 1986, pp. 8–11.
- [4] E. Suaste-Gomez, *Ultrasonics fundamentals, technologies, and applications*. Rijeka, Croatia: Sciyo, 2010.
- [5] L. Stricker, "Acoustic cavitation and sonochemistry," Master's thesis, Universiteit Twente, 2013.
- [6] K. S. Suslick, "The chemical effects of ultrasound," *Scientific American*, vol. 260, no. 2, pp. 80–86, 1989.
- [7] Y. Shah, A. Pandit, and V. Moholkar, "Sources and types of cavitation," in *Cavitation Reaction Engineering*. Springer, 1999, pp. 1–14.
- [8] B. Calderas, N. Sa, S. Boiler, D. Tel, and I. Co. (2008) La Cavitación. [Online]. Available: <http://calderasdelnorte.com/pdfs/la-cavitacion.pdf>
- [9] R. Sánchez-Sánchez, C. Mora, L. H. Barbosa, and L. I. Ensástiga-Alfaro, "Tratado epistemológico del principio de bernoulli para estudiantes de ingeniería," *Latin American Journal of Physics Education*, vol. 7, no. 4, p. 560, 2013.
- [10] K. S. Suslick, "Sonochemistry," *Kirk-Othmer Encyclopedia of Chemical Technology*, vol. 26, pp. 516–541, 1998.
- [11] Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial, "Materiales avanzados," *Cuadernos CDTI*, no. 4, p. 125, 2004.
- [12] D. Askeland, *Ciencia e ingeniería de los materiales*. México: International Thomson Editores, 1998.
- [13] W. D. Callister, *Introducción a la ciencia e ingeniería de los materiales*. New York, NY: John Wiley & Sons, 2003.
- [14] M. Salán Ballesteros, *Tecnología de proceso y transformación de materiales*, 1st ed. Barcelona: Universidad Politécnica de Cataluña, 2005.
- [15] M. Prokic and MPI, "Piezoelectric Transducers modeling and Characterisation," *MP Interconsulting*, 2004.
- [16] A. H. A. Pereira, "Cerámicas piezoeléctricas: Funcionamiento y propiedades," *ATCP*, no. 1, p. 7, 2010.
- [17] A. F. González and R. M. Cesari. (2009) Catedra: Materiales piezoeléctricos. [Online]. Available: <http://www1.frm.utn.edu.ar/tecnologiae/apuntes/piezoelectricidad.pdf>
- [18] US NAVY, "Piezoelectric ceramic for sonar transducers (hydrophones & projectors) mil std 1376 a (sh)," *Military Standard US*, 1984.
- [19] J. Espinosa de los Monteros, "Cerámica magnética," *Boletín de la Sociedad Española de Cerámica y Vidrio*, vol. 6, no. 5, pp. 587–626, 1967.
- [20] R. A. Salas Merino, *Modelado Avanzado de Núcleos de Ferrita Comerciales*

- en *Simuladores de Circuitos*. Leganés: Editorial Visión Libros, 2012. [Online]. Available: <https://books.google.com.pe/books?id=BKeLSHKyv0cC>
- [21] J. M. Goodson, "Cleaning tank with sleeved ultrasonic transducer," Feb. 24 2009, us Patent 7,495,371.
- [22] N. G. Branson, "Ultrasonic transducer," Nov. 27 1962, us Patent 3,066,232.
- [23] C. Chilowsky and P. Langevin, "Production of submarine signals and the location of submarine objects," Oct. 23 1923, us Patent 1,471,547.
- [24] A. Abdullah, A. Pak, M. M. Abdullah, A. Shahidi, and M. Malaki, "Study of the behavior of ultrasonic piezo-ceramic actuators by simulations," *Electronic Materials Letters*, vol. 10, no. 1, pp. 37–42, 2014.
- [25] Morgan Technical Ceramics. (2013) Piezoelectric ceramics properties and applications. [Online]. Available: <http://www.morgantechnicalceramics.com/products/product-groups/piezo-ceramic-components/piezoelectric-ceramics-prop-apps/>
- [26] A. S. Nanu, N. I. Marinescu, and D. Ghiculescu, "Study on ultrasonic stepped horn geometry design and fem simulation," *Nonconventional Technologies Reviews*, vol. 4, pp. 25–30, 2011.
- [27] SCILLC ONsemi. (2014) Switch Mode Power Supply Reference Manual. [Online]. Available: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF
- [28] K. Billings and T. Morey, *Switchmode Power Supply Handbook*, 3rd ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2011.
- [29] S. Goldman, *Phase-locked loop engineering handbook for integrated circuits*. Boston: Artech House, 2007.
- [30] F. M. Gardner, *Phaselock techniques*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.
- [31] NXP Semiconductors. (2011) HEF4046B Phase-locked loop Datasheet. [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/HEF4046B.pdf
- [32] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. Boston, MA: Prentice-Hall, 2010.
- [33] Texas Instruments. (2016) Gate drive transformer vs. high/low side driver: A detailed implementation. [Online]. Available: http://obrazki.elektroda.pl/3179695800_1447842647.png
- [34] Philips Semiconductors. (2010) Power Semiconductor Applications - SMPS. [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP2.pdf
- [35] Texas Instruments Incorporated. (2011) Power Supply Topologies. [Online]. Available: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/sg/sluw001e/sluw001e.pdf>
- [36] A. I. Pressman, K. Billings, and T. Morey, *Switching Power Supply Design*, 3rd ed. New York, NY: McGraw-Hill Professional, 2009.
- [37] A. A. Nogueiras Meléndez, "Nueva Metodología de Modelado y Simulación No Lineal. Aplicación a Convertidores PWM en Paralelo de Alto Rendimiento," Ph.D. dissertation, Universidad de Vigo, Vigo, 6 2003.
- [38] Micrometals Inc. (2007) Power conversion & line filter applications. [Online]. Available: http://www.micrometals.com/pcparts/pc_1.pdf
- [39] Dongbu Fine Chemical Co., Ltd. (2007) Magnetic design formula. [Online]. Available: http://www.dongbufinechem.com/02_products/down/02technical.pdf

- [40] R. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. Norwell, Mass: Kluwer Academic, 2001.
- [41] Nec/Tokin. (2012) Ferrite Cores, Vol. 06. [Online]. Available: http://www.nec-tokin.com/english/product/pdf_dl/ferritecores.pdf
- [42] Asahi Kasei Microdevices Corporation. (2015) CQ-3300 High-Speed Response Coreless Current Sensor Datasheet. [Online]. Available: <https://www.akm.com/akm/en/file/datasheet/CQ-3300.pdf>

