



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERIA
Instituto de ingeniería, UNAM

**“Etapa de potencia de 50 W para
aplicaciones de ultrasonido”**

TESIS PROFESIONAL
Para obtener el título de
INGENIERO
ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO

Presenta:

José Roberto Alvarado Maldonado

Director de tesis:

Doctora Margarita Navarrete Montesinos



México, D.F.

Enero 2013

JURADO ASIGNADO

Presidente: Ing. Enrique Ramón Gómez Rosas
Vocal: Dra. Margarita Navarrete Montesinos
Secretario: Dr. Jorge Luis Naude de la Llave
1er Suplente: M.C. Arturo Ronquillo Arvizu
2o Suplente: Ing. Daniel Martínez Gutiérrez

FACULTAD DE INGENIERIA

TUTOR DE TESIS

Dra. Margarita Navarrete Montesinos

AGRADECIMIENTOS:

Principalmente a mis padres Cande y Marce, que siempre han sido la columna vertebral de toda mi educación en los distintos niveles que he logrado escalar y que, sin ellos, probablemente hubiera podido alcanzar logros y aspiraciones, pero sin duda no lo hubiera hecho siendo la calidad de persona que de ellos aprendí. Gracias Pa's los amo.

A mis hermanos Carlos, Israel e Itzel, que aunque quizá lo desconocen, también fueron una parte fundamental de mi educación ya que a cada uno de ellos les aprendí valores, errores, aptitudes y sobre todo el orgullo hacia nuestros padres. También los amo.

A la Dra. Margarita Navarrete, mi sinodal, mi amiga y sobre todo mi fuente principal de nuevos conocimientos y logros académicos adquiridos durante éstos dos años y medio bajo su tutela. Gracias

A la Universidad Nacional Autónoma de México, mi segunda casa, fuente interminable de conocimiento y formación profesional.

Al Ing. Enrique Gómez del departamento de instrumentación del IINGEN, UNAM, por toda su ayuda y asesoría durante el proceso de diseño de este proyecto.

Investigación realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM IN105212-3: Rompimiento de hidrocarburos de alta viscosidad inducidos por cavitación hidrodinámica rotatoria.
Agradezco a la DGAPA-UNAM la beca recibida.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS:	<i>iv</i>
Resumen:	<i>ix</i>
Introducción	<i>1</i>
Objetivo	<i>6</i>
<i>Objetivos particulares</i>	<i>6</i>
CAPITULO 1: El Generador Ultrasónico	<i>7</i>
1.1 <i>Generador de señal</i>	<i>8</i>
1.2 <i>Amplificador de potencia</i>	<i>8</i>
1.3 <i>Acoplador de impedancias</i>	<i>9</i>
1.4 <i>Actuador</i>	<i>11</i>
1.4.1 <i>Diseño de sonotrodos y factores de desempeño</i>	<i>13</i>
CAPITULO 2: Diseño de la etapa de potencia del generador ultrasónico	<i>17</i>
2.2 <i>Selección del Amplificador Operacional de Potencia</i>	<i>21</i>
2.3 <i>Diseño de la etapa de potencia</i>	<i>23</i>
2.3.1 <i>Cálculo y selección del disipador de calor (Heatsink)</i>	<i>26</i>
2.3.2 <i>Selección de la ganancia del AOP</i>	<i>29</i>
2.3.3 <i>Consideraciones para la Realimentación</i>	<i>30</i>
2.3.4 <i>Protección de entrada al AOP</i>	<i>31</i>
2.3.5 <i>Protección de salida del AOP</i>	<i>31</i>
2.3.6 <i>Supresores de transitorios</i>	<i>32</i>
2.4 <i>Instrumentación</i>	<i>33</i>
2.5 <i>Diseño de la fuente de alimentación</i>	<i>34</i>
2.5.1 <i>Cálculos para la selección de elementos de la fuente dual ± 80 V.</i>	<i>37</i>
2.5.2 <i>Fuentes de ± 15 y $+5$ V</i>	<i>45</i>
2.6 <i>Montaje: fuente y amplificador</i>	<i>47</i>
CAPITULO 3: Pruebas a la Fuente y el Ampificador	<i>50</i>
3.1 <i>Fuente de alimentación: Voltaje de Rizo y Regulación de voltaje</i>	<i>50</i>
3.2 <i>Amplificador y etapa de instrumentación</i>	<i>56</i>

CAPÍTULO 4: Reproducción de la sonoluminiscencia de múltiples burbujas (MBSL)	60
4.1 Caracterización del líquido, 1,2 Propanodiol.....	61
4.2 Sistema para la reproducción de MBSL.....	64
4.3 Resultados.....	68
Conclusiones y recomendaciones	72
APENDICES	74
Apendice A: Graficas de corriente de salida I_o del PA107DP.	74
Apendice B: Elaboración de las tarjetas de circuito impreso (PCB) para la fuente y el amplificador.....	75
Apendice C: Mediciones tomadas del viscosímetro.	79
ANEXOS	80
Anexo 1: Matriz de amplificadores lineales, Cirrus Logic®.	80
Anexo 2: Hoja de datos del PA107DP	81
Anexo 3: Hoja de datos del disipador de calor 476k (Heatsink)	85
Anexo 4: Limitador de corriente	86
Referencias	89

INDICE:

FIGURAS

Figura 1: Fenómeno de Cavitación, expansión, implosión y colapso de la burbuja.....	2
Figura 2: Producción de MBSL de tipo estacionario.....	3
Figura 3: Producción de MBSL de tipo Sonotrodo	4
Figura 4: Sistemas ultrasónicos	4
Figura 1.1: Esquema general de un sistema ultrasónico	7
Figura 1.2: Distintas configuraciones para la etapa de potencia.....	9
Figura 1.3: Acoplamiento de impedancias.....	10
Figura 1.4: Compensación de la reactancia capacitiva	11
Figura 1.5: Actuador (Horn) del VC 505 de 500 watts, Sonics®.....	12
Figura 1.6: Esquema general de un sonotrodo.....	13
Figura 1.7: Circuito equivalente de carga con pérdidas.....	14
Figura 2.1: Modelo de una cerámica piezoeléctrica fuera de resonancia	18
Figura 2.2: Circuito Equivalente de un TCP a frecuencia de resonancia	19
Figura 2.3: Variación en la reactancia X_c al incrementa la f	20
Figura 2.4: Grafica f vs i_c , para cuatro voltajes de salida de AOP.....	22
Figura 2.5: Esquema general del Generador Ultrasónico basado en un AOP	24
Figura 2.6: Apariencia y conexión del AOP PA107DP.....	25
Figura 2.7: Conexión típica del AOP PA107DP para el manejo de un piezoeléctrico.....	26
Figura 2.8: Modelo termoeléctrico del AOP.....	26
Figura 2.9: Atenuador de voltaje con seguidor para la entrada del AOP	30
Figura 2.10: PA107DP y conexión de elementos externos.....	32
Figura 2.11: Diagrama a bloques de la etapa de instrumentación	33
Figura 2.12: Diagrama electrónico de la etapa de instrumentación.....	33
Figura 2.13: Diagrama electrónico, fuente de ± 80 VDC	36
Figura 2.14: Corriente a través de puente rectificador.....	39
Figura 2.15: Graficas de a) voltaje $v_C(t)$ en el capacitor, b) corriente $i_C(t)$ en R_C y c) potencia disipada en R_C para $t > 222.8$ [ms].....	40
Figura 2.16: Descarga del capacitor C.....	42
Figura 2.17: Relevadores para activar y dactivar R_C y R_d	43
Figura 2.18: Resistencia de atenuación.....	44
Figura 2.19: Fuentes de alimentación de ± 15 V y $+5$ V	46
Figura 2.20: Transformador reductor de 3 devanados en el secundario	47

Figura 2.21: Fuente de alimentación de 3 voltajes de salida, ± 80 V, ± 15 V y +5 V	47
Figura 2.22: Tarjeta del Amplificador de 50 W con disipador de calor	48
Figura 2.23: Montaje del PA107DP en el disipador de calor	48
Figura 2.24: Etapa de potencia de 50 W	49
Figura 3.1: Voltajes reales y de diseño en el Transformador,	51
Figura 3.2: Valores adquiridos para la fuente dual de ± 80 V.	51
Figura 3.3: voltaje de rizo para ambas líneas de voltaje,	53
Figura 3.4: Ajuste del divisor de voltaje. a) GF a 10 Vpp de amplitud,	57
Figura 3.5: Calibración de la etapa de instrumentación, a) Ajuste de R7 y.....	58
Figura 3.6: Ganancia del amplificador en dB respecto al incremento de frecuencia.	58
Figura 4.1: Viscosímetro con sensor de temperatura.....	61
Figura 4.2: Viscosidad vs Temperatura del 1,2 Propanodiol a presión ambiente.....	62
Figura 4.3: Ajuste lineal de la representación logarítmica de la ecuación de Arrhenius	63
Figura 4.4: Punta ultrasónica sumergida en 1 litro de 1,2 Propanodiol.	64
Figura 4.5: Sistema para la reproducción de MBSL.....	65
Figura 4.6: Transductor y sensores piezoeléctrico.....	66
Figura 4.7: Diagrama de conexión entre las etapas del sistema para reproducir MBSL	67
Figura 4.8: Formación de un cúmulo	68
Figura 4.9: Burbujas siguiendo una trayectoria circular.	69
Figura 4.10: Formación de tres cúmulos.....	69
Figura 4.11: Corriente a través del sonotrodo y temperatura dentro del resonador.....	70
Figura 4.12: Corriente a través del sonotrodo y ganancia en lazo cerrado G de AOP.	71

TABLAS

Tabla 1: Tabla comparativa de AOP's, <i>Cirrus Logic</i> ®	23
Tabla 2: Parámetros para el cálculo del disipador de calor.....	27
Tabla 3: Cálculo de Rsa para distintos voltajes de polarización Vs	28
Tabla 4: Medición del voltaje V_r y V_{DC} para tres distintas condiciones de carga.....	52
Tabla 5: Medición de voltajes $V_r(\text{rms})$, V_{DC} y V_{SC} para ± 15 y +5V	55
Tabla 6: Propiedades del 1,2 Propanodiol (Propilenglicol)	61
Tabla 7: Características de los canales del osciloscopio	66

RESUMEN:

Se integra un generador ultrasónico con ancho de banda de 2 MHz acoplando un generador de ondas (Agilent) y un sonotrodo (Sonics) a una etapa de potencia de 50 W, esta última diseñada, implementada y probada en ésta tesis.

Primeramente, se diseña la etapa de potencia basada en un amplificador operacional en configuración inversora que se encarga de suministrar la energía al Sonotrodo. El diseño alrededor del amplificador operacional de potencia (AOP) involucro la inserción y selección de elementos de protección y estabilización, la implementación de una etapa de instrumentación (para el monitoreo del voltaje de salida) y la construcción de una fuente de alimentación.

Antes de integrar el sistema, se realizaron pruebas a la fuente de alimentación y al AOP bajo condiciones de carga y sin carga para garantizar su funcionamiento correcto. Por último, se caracteriza globalmente el instrumento desarrollado para obtener las condiciones de frontera; para lo cual, la frecuencia de operación se incrementa desde 20 kHz hasta 700 kHz y se monitorea el voltaje de salida y la corriente demandada por el sonotrodo.

El generador ultrasónico tiene como finalidad llevar a cabo la reproducción de la Sonoluminiscencia de múltiples burbujas en medios visco-elásticos y realizar estudios de la dinámica de las burbujas en función de la frecuencia, dichos estudios tiene aplicaciones tanto en procesos químicos como en la medicina.

El sistema se aplico para producir sonoluminiscencia utilizando como líquido 1,2 Propanodiol contenido en un resonador cónico de un litro, y se encontró que las burbujas generadas forman cúmulos que se desplazan en diferentes trayectorias y geometrías en función de la frecuencia. Además, se observo emisión de luz en el centro de los cúmulos a una frecuencia de 19.778 kHz y se detecto una disminución en la viscosidad del 1.125% después de aplicar ultrasonido durante 2 horas al líquido.

Introducción

En años recientes, las aplicaciones de la energía ultrasónica (frecuencias por encima del espectro audible 20 Hz-20 kHz) han sido más utilizadas debido al desarrollo de dispositivos de conmutación de alta potencia y la tecnología de microprocesadores [1]. Como sabemos, la energía ultrasónica es energía mecánica. Su transmisión depende de las propiedades elásticas y la densidad del medio en el cual se propaga. Los esfuerzos asociados con la propagación de las ondas ultrasónicas es la causa de numerosos efectos mecánicos atribuidos a la aplicación de este tipo de energía.

Los esfuerzos pueden operar directamente o ser convertidos en energía térmica por absorción o en energía química por sus efectos en las condiciones moleculares de los materiales. Ejemplos del efecto directo de los esfuerzos ultrasónicos es el rompimiento de partículas, emulsificación, desgasificación de líquidos, secado y deshidratación de materiales, maquinado ultrasónico, atomización de líquidos y conformación de metales. Ejemplos de efectos térmicos de radiación ultrasónica son soldadura por ultrasonido de polímeros y metales. Factores químicos incluyen limpieza por ultrasonido, aceleración de reacciones químicas, mezcla y curado de materiales epóxicos, y la producción de nuevos químicos [2].

Los generadores ultrasónicos de potencia ($P > 1 \text{ W/cm}^2$) juegan un papel importante en muchas áreas de la economía; estos dispositivos son utilizados como limpiadores de objetos pequeños (usualmente) mientras esta tecnología es inofensiva desde el punto de vista higiénico. Otros generadores también son usados como maquinas soldadoras de materiales plásticos, algunos de baja potencia se utilizan en servicios de salud como respiradores nasales en aerosol y en otras aplicaciones en medicina [3].

Debido a sus capacidades únicas, los generadores ultrasónicos son empleados para llevar a cabo el fenómeno conocido como *Cavitación*. En un medio no-elástico como el agua, existe una transmisión continua siempre y cuando la amplitud o intensidad del sonido sea relativamente baja. Sin embargo, como la amplitud se incrementa, la magnitud de la presión negativa en

las áreas de rarefacción se vuelve eventualmente suficiente que causa que el líquido se fracture, causando el fenómeno de la cavitación. Las burbujas cavitantes son generadas en sitios de rarefacción donde el líquido se fractura debido a la presión negativa de la onda de sonido en el líquido. Mientras pasa el frente de onda, las burbujas oscilan bajo la influencia de la presión positiva, las cuales expanden durante la fase de baja presión, e implotan violentamente durante la fase de alta presión (Figura 1.1) [4]. Durante el colapso de las cavidades, se generan millones de ondas de choque, microcorrientes, presiones y se alcanzan temperaturas extremas en los sitios de implosión. Aunque éste fenómeno, conocido como cavitación, dura solo pocos microsegundos y la cantidad de energía liberada individualmente por cada burbuja es mínima, la cantidad concentrada de energía generada es extremadamente alta. Éste proceso es regenerativo ya que la implosión de las cavidades generan nuevos núcleos para la formación de burbujas [5].

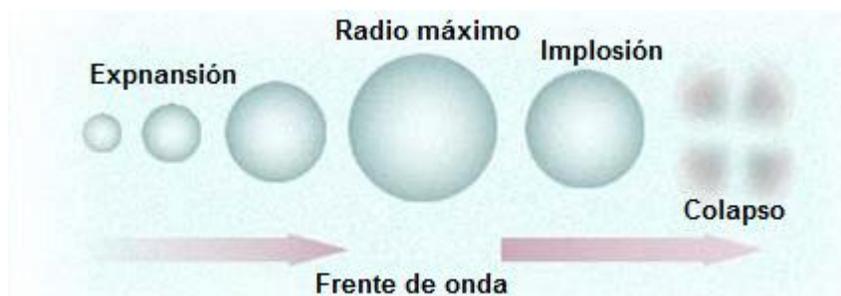


Figura 1: Fenómeno de Cavitación, expansión, implosión y colapso de la burbuja.

Cuando un líquido se hace cavitarse bajo ciertas condiciones se llega a alcanzar la *Luminiscencia*, en donde hay emisión de luz durante el colapso de las cavidades. Cuando éste fenómeno se produce por energía ultrasónica se conoce como *Sonoluminiscencia* (SL). La SL ocurre en una gran variedad de líquidos, su intensidad y espectro dependen de la naturaleza del solvente y el soluto (incluyendo gas disuelto). La intensidad también depende de la frecuencia del sonido y de la temperatura y presión hidrostática del líquido [6]. La SL tiene sus orígenes en la sonoquímica, cuando R. Loomis descubrió en 1927 que el agua bajo una onda ultrasónica intensa formaba H_2O_2 . Posteriormente, experimentos realizados por Olson en 1929 demostraron que la formación de este compuesto está correlacionado con la formación de cavitación transitoria [7].

El fenómeno de la luminiscencia y sonoluminiscencia se ha observado, hasta ahora, en procesos como los siguientes:

- Cavitación en agua inducida por campos acústicos intensos.
- En el impacto de un jet de agua sobre una placa estacionaria.
- En la cavitación de agua producida en la salida de un tubo de Venturi.
- En las burbujas generadas con pulsos láser enfocados en el interior de líquidos criogénicos.
- En la cavitación de agua provocada por pulsos modulados ultrasónicos, (Ceschia, 1973),
- Por descargas eléctricas en líquidos

- En sólidos.
- En una sola burbuja de aire dentro de agua desgasificada atrapada en un campo acústico estacionario.
- En el colapso de burbujas de vapor súper saturado.
- Colapso de burbuja cónica (CBL) [13].

Dentro de la SL existen dos fenómenos: la Sonoluminiscencia de una sola burbuja (SBSL) y la Sonoluminiscencia de Múltiples Burbuja (MBSL). Se han construido distintos tipos de aparatos con características similares, tanto para producir SBSL como MBSL; en todos ellos se producen cavidades llenas de algún gas y generalmente se usa un transductor o un sonotrodo para generar la onda acústica.

En los generadores ultrasónicos como los procesadores para producir cavitación, los enfocados a la limpieza ultrasónica así como en inyectores ultrasónicos aparece el fenómeno MBSL.

En general existen dos métodos experimentales para producir MBSL: uno de tipo de onda estacionaria y el tipo de onda enfocada (Sonotrodo).

En el primer caso, el líquido es irradiado por una onda ultrasónica desde la superficie del contenedor, a través de un transductor ultrasónico unido a él, Figura 2. En el líquido se forma una onda estacionaria por la superposición de la onda incidente y la onda reflejada.

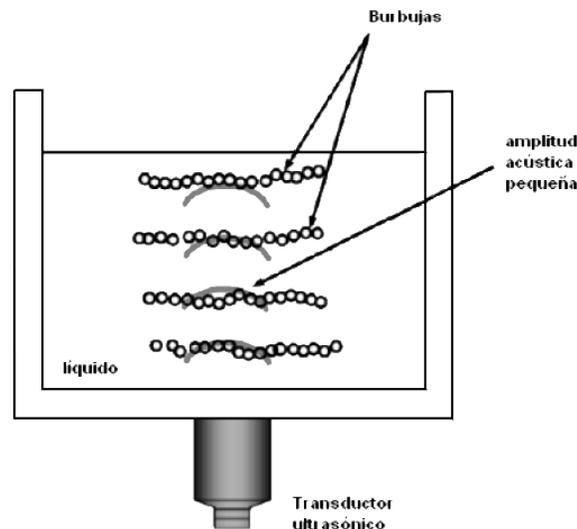


Figura 2: Producción de MBSL de tipo estacionario.

El segundo método experimental consiste en un sonotrodo (*o Horn en ingles*) que es sumergido en un líquido e irradia ultrasonido desde la punta del sonotrodo, Figura 3 [7].

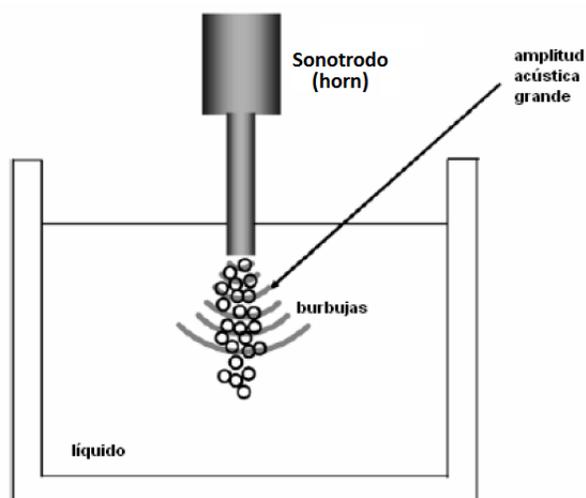


Figura 3: Producción de MBSL de tipo Sonotrodo.

Existen en el mercado sistemas ultrasónicos de tipo sonotrodo con variedad de diseños, distintas capacidades de potencia que reproducen el fenómeno de MBSL. La compañía *Sonics*® ofrece procesadores ultrasónicos como el VC505 (500 watts) y VC750 (750 watts) a frecuencias fijas de operación de 20 kHz y 40 kHz para aplicaciones tales como: preparación de muestras, dispersión, lisis celular, segregación, homogenización, reducción de tamaño de partículas, transesterificación (incluyendo la producción de biodiesel), la nanotecnología (incluyendo las nanopartículas y la dispersión de grafeno), aceleración de reacciones químicas, la desgasificación y la atomización, Figura 4(a). El VCX 130 ATFT (130 watts) es un atomizador ultrasónico (20 y 40 kHz) que utiliza la energía vibratoria para generar una niebla de baja velocidad. Los volúmenes pueden variar de microlitros a litros, y atomizan continuamente o intermitentemente, Figura 4(b).

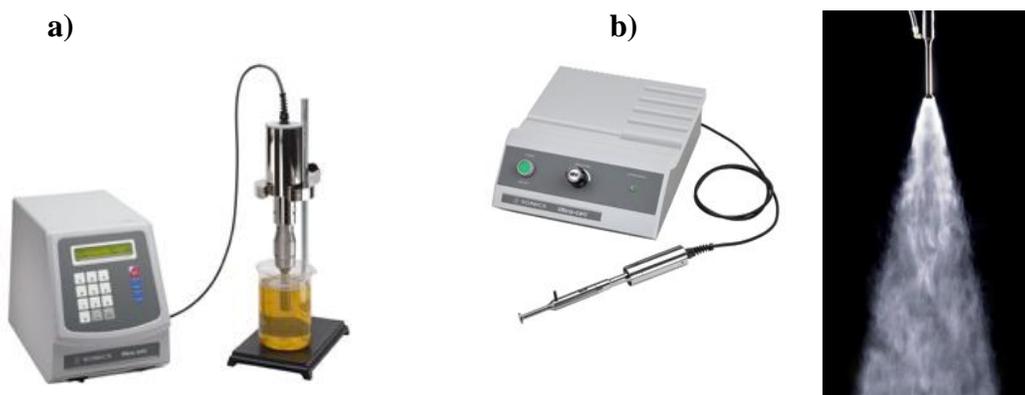


Figura 4: Sistemas ultrasónicos, a) Procesador VC 505, b) Inyector VCX 130 ATFT.

A su vez, en todo el mundo se realizan investigaciones para desarrollar y mejorar nuevos métodos y dispositivos de generación de energía ultrasónica para distintas aplicaciones.

En la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Tecnología de la Información de la Universidad Tecnológica de Eslovaquia, diseñó un generador ultrasónico de potencia incluyendo un sistema automático de regulación de potencia disipada por el transductor ultrasónico [2]. Vladimir N. Khmelev del Instituto Tecnológico Biysk, Rusia, realizó una investigación acerca de la problemática existente en el ajuste y calibración de Generadores Ultrasónicos así como ofrece la técnica y las singularidades en el ajuste de estos [8]. En el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación de la Universidad de Alberta, Canadá, se diseñó e implementó un generador ultrasónico pulsado de baja intensidad (100 mW), LIPUS, por sus siglas en ingles, para la regeneración de tejido dental [9]. En el Colegio de Automatización de la Universidad Harbin de Ciencia y Tecnología, China, se desarrolló un Removedor Ultrasónico de Incrustación basado en un microcontrolador el cual remueve y previene incrustaciones debido a las sales y otros minerales dentro de las tuberías de agua [10]. En el Colegio de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Cd. Changsha en China, se desarrollo un nuevo tipo de generador ultrasónico basado en la tecnología DDS y PLL con ajuste dinámico de frecuencia y modulación de amplitud [11]. En la Universidad de Kocaeli, Departamento de Electrónica y Comunicaciones de Turquía, se diseño e implemento, utilizando la tecnología FPGA, un generador de pulsos multi-ouput a 48 kHz con control PWM independiente a cada salida, para maquinas limpiadoras por ultrasonido [12].

En el Instituto de Ingeniería de la UNAM (IIGEN), donde realicé mi Servicio Social por un año y he colaborado junto a la Dra. Margarita Navarrete Montesinos, se llevan a cabo investigaciones referentes al fenómeno de la Cavitación y sus efectos, como son la SBSL, MBSL y CBL [13-15]. En el laboratorio de Pruebas no Destructivas (Edificio 18 IINGEN), se cuenta con un procesador ultrasónico *Sonics*® del tipo sonotrodo modelo VC505 de 500 watts a frecuencia de operación de 20 kHz el cual es utilizado para producir sonoluminiscencia de múltiples burbujas (MBSL). Dados los efectos directos de los esfuerzos ultrasónicos en la cavitación (MBSL), se pretende realizar la ruptura de moléculas de alto peso molecular en moléculas de bajo peso molecular (nanopartículas) así como la atomización de líquidos. Además, se estudiará el efecto de la variación en frecuencia de operación del sonotrodo por arriba de los 20 kHz en los dos fenómenos citados: producción de nanopartículas y atomización de líquidos. Para lograrlo, es necesario contar con un dispositivo ultrasónico capaz de variar la frecuencia de la señal de excitación hasta 2 MHz, por lo que el VC505 es inadecuado al no contar con esta característica.

Los sistemas ultrasónicos constan de tres partes principales: Generador de señal, atapa de potencia, y transductor piezoeléctrico, de los cuales en el laboratorio se cuenta con dos de ellos: el generador de señal y el transductor piezoeléctrico.

Por lo anterior, se propone el diseño e implementación de la etapa de potencia del sistema ultrasónico utilizando el generador de funciones *Agilent*® modelo 33120A 15 MHz para producir la señal senoidal y como transductor piezoeléctrico el sonotrodo del VC505 como fuente

ultrasónica para que, en conjunto, sea un generador ultrasónico de frecuencia variable que cumpla con las características y demanda de la carga a la cual será sometido.

Objetivo

Diseñar e implementar la etapa de potencia de 50 Watts de un generador ultrasónico, basado en un amplificador operacional de potencia (POA) en un rango en frecuencia de hasta 2 MHz. Éste dispositivo tiene como finalidad llevar a cabo la reproducción de la Sonoluminiscencia de múltiples burbujas en medios visco-elásticos y realizar estudios de la dinámica de las burbujas en función de la frecuencia.

Objetivos particulares

Como objetivos particulares el proyecto abarca:

- Caracterización del sonotrodo.
- Selección de dispositivos para el diseño de la fuente y el amplificador.
- Diseño, construcción y pruebas de un amplificador operacional de potencia en configuración inversora (PA107DP de APEX®) que permita el control de ganancia de una señal proveniente del generador de funciones y que suministre la potencia necesaria al sonotrodo.
- Diseño, construcción y pruebas de una fuente de alimentación de ± 80 y ± 15 V de DC (por sus siglas en inglés *Direct Current*) para el amplificador de potencia.
- Diseño de la etapa de instrumentación para medir el voltaje aplicado al sonotrodo.
- Acoplamiento de los distintos dispositivos que conforman el generador ultrasónico: generador de señales, amplificador de potencia y sonotrodo.
- Ajuste y pruebas de laboratorio al sistema ultrasónico.

CAPITULO 1

El generador ultrasónico

Las tecnologías ultrasónicas modernas se integran en dos etapas: un *Sistema de Vibración Ultrasónica* (sonotrodos, booster, puntas ultrasónicas), en donde las oscilaciones se generan mediante elementos piezoeléctricos que están incluidos en su estructura, y un *Generador Electrónico*, el cual trabaja a frecuencia ultrasónica que provee la amplitud de voltaje necesaria para alimentar al sistema de vibración [8].

Por lo general, los generadores ultrasónicos constan de las mismas etapas de interconexión como se muestra en el diagrama a bloques de la Figura 1.1.

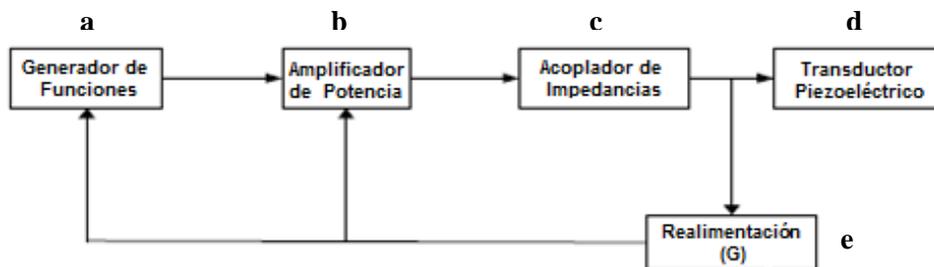


Figura 1.1: Esquema general de un sistema ultrasónico.

En el diagrama observamos que el generador ultrasónico está dividido en cinco etapas: a) Generador de Señal, b) Amplificador de Potencia, c) Acoplador de impedancias, d) Transductor piezoeléctrico o Actuador y la e) realimentación [1]. A continuación se da una breve descripción de cada una de ellas, con el objetivo de conocer la función específica de éstos bloques y entender cómo trabaja un sistema ultrasónico.

1.1 Generador de señal

Parte inicial de un sistema ultrasónico, ya que provee el tipo de señal y la frecuencia a la cual va a operar el dispositivo y su amplitud de salida es de unos cuantos volts. Es en la etapa de potencia donde la señal obtiene la ganancia en voltaje y corriente necesarios para excitar el transductor piezoeléctrico. El generador de señal es de frecuencia variable o simplemente configurado para trabajar a frecuencia fija.

En general, los sistemas ultrasónicos dependiendo de su aplicación utilizan señales de tipo senoidal, cuadradas, tren de pulsos, impulsos, o señales tipo ráfaga (*burst*). Entre los dispositivos utilizados para generar la señal están los osciladores, moduladores por ancho de pulso o PWM por sus siglas en inglés (*Pulse- Width Modulation*), encapsulados que contienen el generador de señal y una primera etapa de potencia, generadores burst, inversores y circuitos VCO [1, 8-12, 16].

1.2 Amplificador de potencia

Los generadores ultrasónicos son equipos de conversión de alta potencia. Las topologías de potencia utilizadas usualmente para la etapa de amplificación son: clase A (*Single-Ended forward type*), clase AB (*Push-Pull*) y clase D (*Half-bridge, Full Bridge*).

El diseño de esta etapa requiere que tanto la potencia como el voltaje de salida sean altos, así la topología *Full Bridge* es la indicada, en la cual se reduce, de manera importante la carga de los dispositivos de conmutación y de los filtros rectificadores. En diversos dispositivos de conmutación, la tecnología IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) es la mejor, debido a que manejan corrientes altas; las pérdidas de potencia son bajas y pueden ser controlados mediante circuitos integrados. Lo más importante es que su frecuencia máxima de conmutación esta alrededor de 40 kHz la cual apropiada para éste tipo de generadores.

La Figura 1.2(a) muestra una etapa de potencia basada en la tecnología IGBT en configuración *Full-Bridge* controlada mediante cuatro señales PWM [1].

En la Figura 1.2(b), se muestra la etapa de potencia integrada en un “pulse-modulated signal generator” (generador de señales modulado por pulsos) el cual utiliza la tecnología CMOS /DMOS para generar altos voltajes [9].

Otra configuración se despliega en la Figura 1.2(c) muestra otra configuración empleando tríodos y tecnología IGBT [10].

Finalmente, en el diagrama de la Figura 1.2(d) el amplificador operacional LM1875 es el encargado de proporcionar la potencia al piezoeléctrico [11].

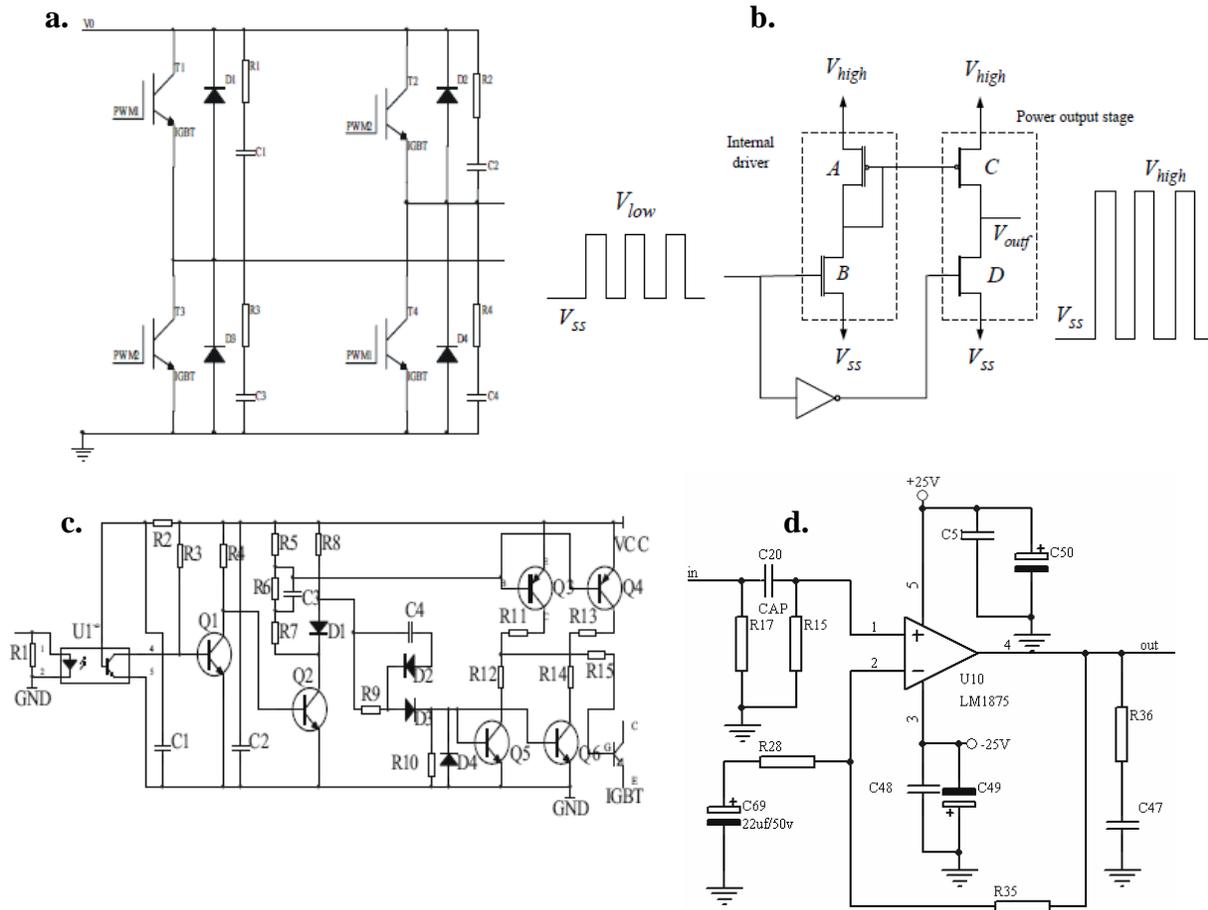


Figura 1.2: Distintas configuraciones para la etapa de potencia. a) Configuración *Full-Bridge*, b) pulse-modulated signal generator, c) configuración con triodos e IGBT, y d) amplificador operacional LM1875.

1.3 Acoplador de impedancias

La selección apropiada de los parámetros del circuito de acoplamiento se torna un rubro muy importante en el diseño de un sistema ultrasónico.

Como se sabe, el comportamiento de un transductor piezoeléctrico es no lineal. Cuando la frecuencia de operación es igual a la frecuencia de resonancia interna (mecánica) del transductor, éste tiene las pérdidas más bajas de potencia y la mayor amplitud de oscilación, de modo contrario, trabajando fuera de la frecuencia de resonancia, la impedancia característica interna cambia debido a que se magnifican los parámetros mecánicos que modelan a un material piezoeléctrico.

El acoplamiento de la carga incluye dos aspectos: a) asegurar que la potencia de salida del generador sea entregada al transductor a través del acoplador, debido a que el generador necesita entregar potencia a la carga (impedancia de carga) con las menores pérdidas posibles, y b)

procurar la mayor eficiencia de salida. Aunque, hasta cierto punto, el transductor tiene una reactancia que provoca diferencia de fase entre la tensión y corriente de salida, como resultado la potencia esperada a la salida no es la máxima [1].

Usualmente, el sistema piezoeléctrico es una carga eléctrica compleja para el generador electrónico, y su conexión directa no provee la máxima eficiencia en la transferencia de energía [18]. De acuerdo con la teoría de acoplamiento de impedancias, la máxima potencia entregada por la fuente se presenta cuando la impedancia de carga es el complejo conjugado de la impedancia de la fuente. Al ser compensadas, las reactancias inductiva y capacitiva de la carga, se presentan las pérdidas de potencia mínimas; al comportarse como una carga puramente resistiva, ver Figura 1.3 [17].



Figura 1.3: Acoplamiento de impedancias.

Considerando:

$$Z_{in} = Z_s^* = Z_{RS} \pm jZ_{CS} \quad , \quad Z_o = Z_L^* = Z_{RL} \pm jZ_{CL}$$

En donde:

- Z_s = Impedancia interna de la fuente,
- Z_{RS} = Parte activa de la impedancia interna de la fuente,
- Z_{CS} = Parte reactiva de la impedancia interna de la fuente,
- Z_L = Impedancia de carga,
- Z_{RL} = Parte activa de la impedancia de carga,
- Z_{CL} = Parte reactiva de la impedancia de carga,
- Z_{in} = Impedancia de entrada al acoplador de impedancias,
- Z_o = Impedancia de salida del acoplador de impedancias,

De éste modo, el acoplamiento entre la impedancia del generador y la impedancia de carga es mediante un arreglo de dos puertos, en donde la impedancia del Puerto 1 (Z_{in}) es Z_s^* y la impedancia del Puerto 2 (Z_o) es Z_L^* , así cada uno de los puertos acopla independientemente a Z_s y Z_L respectivamente, logrando la mayor eficiencia del transductor y la máxima transferencia de potencia entre el generador y la impedancia de carga.

Para lograr el acoplamiento de impedancias se trabaja a la frecuencia de resonancia del sistema de vibración ultrasónico, ya que a ésta frecuencia el transductor piezoeléctrico se modela mediante su capacitancia eléctrica característica en paralelo con la resistencia que emula las pérdidas dieléctricas del piezoeléctrico. A esta frecuencia, el sistema mecánico se encuentra en su punto óptimo de operación, porque la amplitud de oscilación del transductor alcanza su máximo valor [18, 19].

Una de las soluciones más utilizadas para el acoplamiento de las partes activas de la impedancia del generador y la impedancia de carga (Z_{Rs} , Z_{RL} respectivamente), es colocar a la salida del amplificador un transformador de impedancias con la relación de transformación adecuada [1, 17, 18]. Lo anterior, toma en cuenta que “en una carga resistiva” la máxima potencia se presenta cuando la resistencia de la carga es igual a la resistencia interna del generador.

La forma más sencilla para compensar la reactancia capacitiva del transductor, es colocar una reactancia inductiva en serie o paralelo a la carga, eliminando así la componente reactiva de la impedancia (Figura 1.4). Teniendo una carga puramente resistiva no habrá diferencia de fase entre la tensión y la corriente del piezoeléctrico [1, 9, 18, 20]. Del mismo modo la reactancia del generador es compensada colocando elementos capacitivos o inductivos del signo contrario.

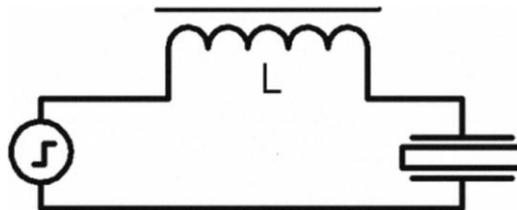


Figura 1.4: Compensación de la reactancia capacitiva por medio de una reactancia inductancia.

1.4 Actuador

Es el elemento activo encargado de realizar el trabajo convirtiendo la energía eléctrica en energía mecánica, en nuestro caso, es conocido como Sonotrodo (identificado como *Horn* en inglés), es un amplificador mecánico el cual incrementa la intensidad de la vibración generada por el material piezoeléctrico que confina en su interior.

Para conocer a fondo este elemento hablaremos un poco sobre él, definición, propiedades y algunos aspectos a considerar en su diseño.

Definición: Un sonotrodo (*Horn*) o punta ultrasónica es un elemento que opera en modo longitudinal usado para la transmisión eficiente de la energía ultrasónica proveniente de una fuente (un transductor piezoeléctrico u otro sonotrodo) a una segunda punta ultrasónica u otro

tipo de carga. En pocas palabras, es una línea de transmisión que provee un cambio en la intensidad de vibración, Figura 1.5.



Figura 1.5: Actuador (*Horn*) del VC 505 de 500 watts, Sonics®.

Los sonotrodos caen en dos grandes categorías: (a) *S. Esbeltos*, donde el efecto del coeficiente de Poisson es despreciable, (b) *S. de Área amplia*, en donde el efecto del coeficiente de Poisson no puede ser despreciable.

Dependiendo el medio en el que opera, sólido o gaseoso, el sonotrodo actúa como:

- Transformador de velocidades de la partícula
- Transformador de impedancias
- Un filtro
- Guía para focalizar ondas acústicas dentro de más patrones direccionales de radiación.

Estos efectos son producidos al guiar las ondas acústicas a través de estructuras cónicas que cumplen con ciertas condiciones.

Debido a lo complicado que resulta el análisis del movimiento de las ondas en estos elementos, se han considerado algunas suposiciones aplicadas a su diseño, ya sea en medios sólidos o fluidos.

1. La amplitud de la presión acústica cae dentro de un intervalo lineal en la curva de compresibilidad o elasticidad para fluidos o sólidos.
2. Las ondas acústicas se propagan a través del sonotrodo en forma de ondas planas moviéndose paralelamente al eje; la energía se distribuye uniformemente a través de cada plano normal al eje a una distancia x de la fuente. La presión, velocidad de partícula, amplitud, o intensidad son funciones únicamente del tiempo (t) y la distancia (x) medida a lo largo del eje (ver Figura 1.6). En medios sólidos ésta suposición está limitada por el coeficiente de Poisson.

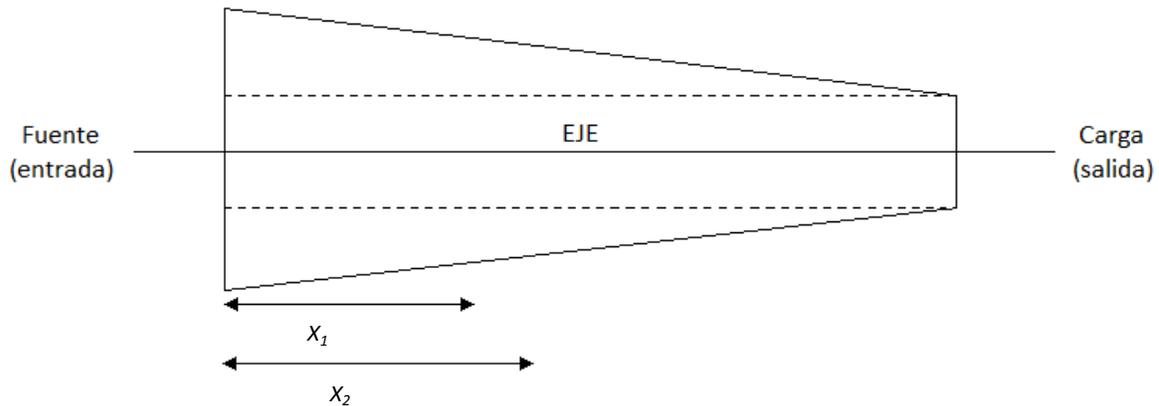


Figura 1.6: Esquema general de un sonotrodo.

3. Las paredes del sonotrodo son rígidas para prevenir la salida de radiación ultrasónica en la dirección normal a la superficie. La energía radiada por estas paredes reduciría su efectividad. La exactitud de ésta suposición dependerá si el sonotrodo es sumergido dentro de un líquido, en donde su geometría así como las diferencias entre la impedancia sólido-líquido son tomadas en cuenta.

1.4.1 Diseño de sonotrodos y factores de desempeño

Son muchos los factores que intervienen en la selección de materiales y diseño de sonotrodos. Las consideraciones principales caen dentro de los dos siguientes aspectos:

- Requerimientos y objetivos de la aplicación
- Capacidad y flexibilidad de la fuente de poder.

Los requerimientos y objetivos de la aplicación determinan las especificaciones para el sistema ultrasónico así como el ambiente de operación. La capacidad y flexibilidad de la fuente de poder determinan que tiene a su disposición el diseñador para operar de manera adecuada el sonotrodo apegado siempre a los requerimientos del proyecto.

Los factores principales que afectan de manera directa el diseño y desempeño de los sonotrodos incluyen efectos relacionados con:

1. Coeficiente de Poisson
2. Pérdidas internas y conductividad térmica.
3. Variaciones en la carga.
4. Anomalías en el diseño.

1. Efectos del coeficiente de Poisson en el desempeño

Una presión aplicada a lo largo de un sonotrodo produce una tensión paralela al eje y una correspondiente tensión de signo contrario en dirección normal al eje.

El coeficiente de Poisson es definido como la proporción de la tensión normal a la tensión axial y es una característica de todos los materiales sólidos. Su efecto es dividir la energía cinética total del sistema en vibración entre el modo longitudinal y la componente lateral de movimiento. Sus efectos van desde: (a) contribuye a la inercia de la masa asociada con las dimensiones del sonotrodo, y (b) falsas resonancias estructurales que podrían coincidir, o estar muy cerca, con la frecuencia de resonancia del modo deseado de vibración alterando el desempeño del sonotrodo.

Una razón suficiente para ignorar el efecto del coeficiente de Poisson es lo esbelto del sonotrodo, lo anterior, si las dimensiones laterales de los sonotrodos son pequeñas comparadas con la longitud de onda.

2. Efectos de pérdidas en el desempeño

Las pérdidas que afectan el desempeño de los sonotrodos caen en dos categorías generales:

1. Aquellas que están asociadas a la carga con la que el sonotrodo trabaja.
2. Amortiguamiento interno.

2.1 Pérdidas asociadas en la carga con la cual trabaja el sonotrodo

La condición asociada a las pérdidas en la categoría 1 se ilustra en la Figura 1.7:

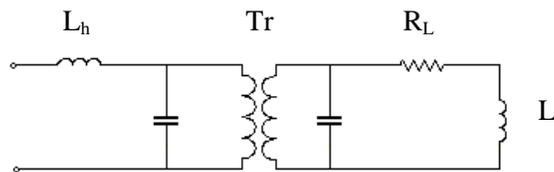


Figura 1.7: Circuito equivalente de carga con pérdidas.

En el circuito equivalente el transformador, Tr , representa los grados de acoplamiento entre el sonotrodo y la variedad de cargas a las cuales estará sometido.

En general, la impedancia reflejada por la carga en el sonotrodo es ignorada en su diseño de uso comercial. La impedancia de carga podría variar debido a que (a) otro elemento resonante opere a la frecuencia de resonancia del sonotrodo, (b) que otro elemento no-resonante al acoplarse al sonotrodo resuene como un solo elemento (media-onda), y (c) una carga altamente viscosa (sonotrodo herméticamente acoplado con la punta inmersa en un líquido extremadamente

viscoso). Las condiciones descritas en el caso (c) causan efectos en el desempeño del sonotrodo, como calentamiento excesivo en aplicaciones ultrasónicas de alta potencia.

2.2. Factores de amortiguamiento interno

El diseño de sonotrodos para aplicaciones de energía ultrasónica de potencia está basado en propiedades clasificadas de selectos metales (constantes eléctricas, densidades, velocidad del sonido, límites de fatiga). La compatibilidad química con los materiales a tratar y las propiedades elásticas como funciones de la temperatura son frecuentemente consideraciones críticas a la hora de la selección de materiales. La conductividad térmica y el factor de calidad Q afectan el desempeño del sonotrodo. La alta conductividad térmica es de suma importancia en el desempeño del sonotrodo con grandes secciones transversales.

3. Efectos de la temperatura en el desempeño del sonotrodo

Los sonotrodos tienden a calentarse operando en modo continuo a alta intensidad debido a las pérdidas internas y de carga. La temperatura usualmente alcanza un punto de equilibrio que depende del ambiente en el que se encuentra el sonotrodo, la intensidad a la cual está operando, y las propiedades materiales de su estructura. En correlación con el decremento en el módulo elástico, densidad, y posibles cambios en los factores de pérdida de energía, la frecuencia de resonancia del sonotrodo decrece cuando incrementa la temperatura. El grado en el cual los cambios ocurren depende del metal con el que está manufacturado [1].

El actuador, “horn”, es la parte fundamental de cualquier sistema ultrasónico, ya que por una parte realiza el trabajo final para la aplicación, y por otro porque, a partir de éste elemento se lleva a cabo el diseño de la fuente de alimentación que suministrara la energía suficiente para su funcionamiento.

Si el lector está interesado en conocer más acerca del diseño, geometrías, y aplicaciones de los sonotrodos (horns) consultar directamente la referencia [2].

Por último, regresando al diagrama de bloques del sistema ultrasónico (Figura 1.1), el bloque de realimentación, con una cierta ganancia G , junto con los demás bloques conforman un sistema en lazo cerrado con realimentación negativa para garantizar la estabilidad a la salida del generador y para el control de los parámetros del sistema [6].

Como hemos visto en éste capítulo, en cualquier tipo de diseño electrónico, especialmente en el que se involucran amplificadores, hay que tomar en cuenta distintos aspectos como parte del

procedimiento de diseño, entre los cuales están: conocer la aplicación para la cual es diseñado el dispositivo, la carga con la cual se trabajara, los requerimientos, alcances, condiciones de frontera y limitantes del sistema. Lo anterior, con el fin de realizar una buena selección de materiales y dispositivos que estarán involucrados y formaran parte del diseño e implementación final.

CAPITULO 2

Diseño de la etapa de potencia del Generador ultrasónico

En capítulos anteriores se ha descrito el propósito del proyecto; “conformar un Generador Ultrasónico de frecuencia variable (20 kHz-2 MHz)” el cual será aplicado para la reproducción de la Sonoluminiscencia de múltiples burbujas en medios visco-elásticos y realizar estudios de la dinámica de las burbujas en función de la frecuencia. En éste capítulo se desarrolla la parte más importante de la tesis “el diseño de la etapa de potencia”.

El componente a cargo de transmitir la energía ultrasónica al medio viscoelástico es el Sonotrodo (Horn) del VC505 (centrado a 20 kHz) encapsulado en carcasa de aleación de titanio Ti-6Al-4V, con alta resistencia tanto a la tracción como a la corrosión, buenas propiedades acústicas a frecuencias ultrasónicas, baja toxicidad y resistente a la erosión debida a la cavitación [20].

El primer paso en el diseño de la etapa de potencia es conocer las condiciones de carga con la cual va a trabajar. Previamente, se hablo del sonotrodo como un elemento mecánico que realiza trabajo (definición, características, propiedades, aplicaciones, diseño, etc), ahora nuestro interés se basa en su parte eléctrica, es decir, el transductor piezoeléctrico confinado en su estructura, encargado de convertir la energía eléctrica en ondas mecánicas que se propagan y amplifican a través del sonotrodo hasta irradiarlas al liquido donde esté sumergido.

2.1 Transductor piezoeléctrico

Cuando un transductor piezoeléctrico (TCP, por sus siglas Transductor de Cerámica Piezoeléctrica) se energiza a la frecuencia de resonancia mecánica (f_r), este vibra y produce ondas mecánicas que se propaga a través del líquido donde esté sumergido originando el fenómeno de la cavitación [21].

Dado un medio de propagación, es práctico modelar un transductor piezoeléctrico (TCP) considerando que trabaja fuera de frecuencia de resonancia mediante un circuito eléctrico equivalente como el mostrado en la Figura 2.1, en donde la impedancia en serie modela las propiedades de movimiento del transductor y cada elemento representa:

- C = capacitancia estática del TCP, depende de la forma, tamaño, geometría y permitividad de las cerámicas piezoeléctricas utilizadas,
- R_d = pérdidas dieléctricas relativas a la capacitancia,
- L_m = masa en movimiento del material,
- C_m = capacitancia dinámica, que es inversamente proporcional al modulo de Young del piezoeléctrico,
- R_p = pérdidas mecánicas debidas a la fricción interna de las partículas del material, así como la viscosidad del material piezoeléctrico, y
- R_s = pérdidas de energía mecánica radiada por el material que es directamente proporcional a la resistencia de onda del medio.

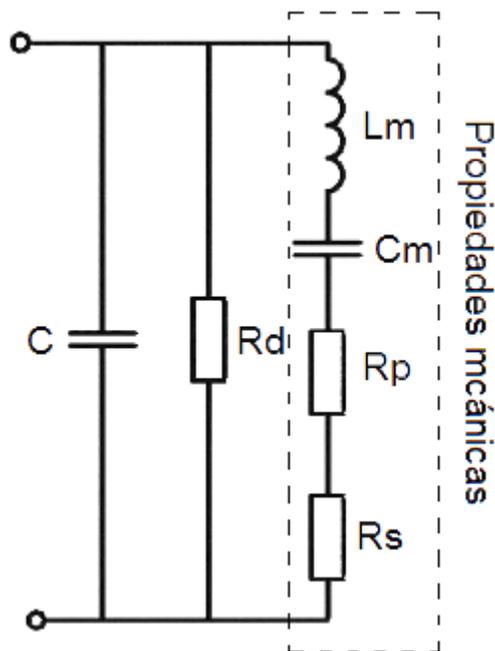


Figura 2.1: Modelo de una cerámica piezoeléctrica fuera de resonancia.

Cuándo un TCP trabaja a su frecuencia de resonancia, la impedancia eléctrica del transductor es la mínima [22], se comporta como una carga compleja determinada por la capacitancia estática (C), las perdidas dieléctricas (Rd) y por el equivalente de las resistencias de perdidas mecánicas (Rm), Figura 2.2(a). Cuando Rd es mucho mayor que Rm se omite las pérdidas dieléctricas quedando el circuito equivalente de la Figura 2.2(b) [1, 16, 18, 19 y 21].

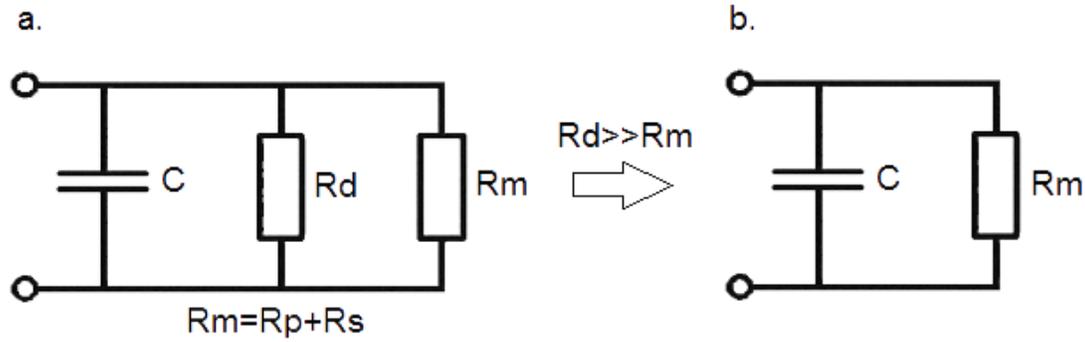


Figura 2.2: Circuito Equivalente de un TCP a frecuencia de resonancia,
a) PTZ trabajando a f_r y b) Circuito equivalente del PTZ a f_r .

Finalmente, se observa que el modelo simplificado de la Figura 2.2b únicamente se compone de dos elementos en donde la capacitancia estática C, es la más importante para el manejo de transductores piezoeléctricos, es el elemento que absorbe la energía de la fuente [18].

Medición de la capacitancia estática del sonotrodo

Mediante un medidor LCR marca *Quadtech*® modelo 1715 (Coordinación de Instrumentación del IIGEN, UNAM) se midió la capacitancia estática correspondiente a la cerámica piezoeléctrica del sonotrodo, la cual tiene un valor de $C=7\pm 0.3$ [nF] para una frecuencia de 10 kHz.

Como es claro, un TCP es una carga capacitiva para el generador con el cual es energizado. Para comenzar con el diseño de la etapa de potencia es importante observar el comportamiento de la reactancia X_c para distintas frecuencias de operación, considerando que, trabajar fuera de resonancia implica una menor eficiencia en el desempeño del TCP.

La reactancia X_c está dada por la expresión:

$$X_c = -j \frac{1}{\omega * C};$$

donde $\omega = 2\pi * f$

Evidentemente X_c depende inversamente de la frecuencia, y además al tratarse de una carga reactiva existe desfaseamiento entre la corriente respecto al voltaje a través del TCP, a frecuencia de resonancia éste desfaseamiento es cercano a cero [19 y 22].

El perfil del comportamiento de la reactancia capacitiva se despliega en la Figura 2.3, en donde se observa una caída exponencial al aumentar la frecuencia. Con referencia a lo dicho en párrafos anteriores, esta es una aproximación ya que fuera de resonancia, el modelo del TCP considera los factores mecánicos que modelan la vibración, que afectan directamente la magnitud de la impedancia eléctrica del transductor.

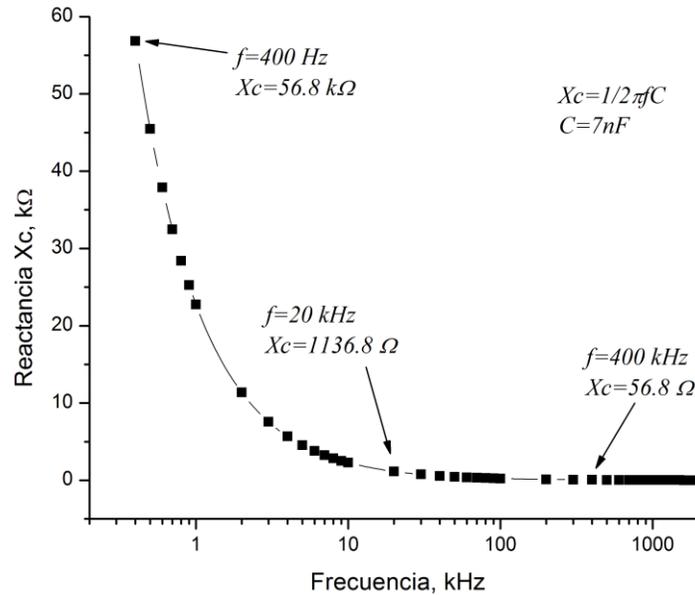


Figura 2.3: Variación en la reactancia X_c al incrementa la f .

Una mejor aproximación del comportamiento de X_c respecto a f se hace en base a la medición de los parámetros involucrados en el modelo del TCP (R_d , L_m , C_m , R_p y R_s). Los analizadores de impedancias como el HP 4194 (*Impedance/Gain-Phase Analyzer*) son utilizados para la medición de éstos parámetros. En el IINGEN UNAM, no se cuenta con este tipo de equipo, por lo que se limita únicamente a valuar la variación de X_c con su capacitancia estática para estimar condiciones de frontera en el diseño de la etapa de potencia del generador ultrasónico.

De lo anterior, es necesario que la etapa de potencia del generador ultrasónico sea capaz de suministrar la máxima potencia a frecuencias altas, tomando en cuenta que el incremento de frecuencia provoca un decremento de X_c , y a su vez, implica un incremento en la corriente que pasa a través del TCP.

Una forma práctica, sencilla y también utilizada por otros autores para la etapa de potencia es utilizar un Amplificador Operacional de Potencia (AOP) debido a que se tiene control sobre la amplitud del voltaje aplicado, maneja cualquier tipo de señal en especial señales senoidales, tienen ancho de banda y una ganancia en corriente apropiadas para ser aplicado en distintas áreas de la ingeniería [11].

2.2 Selección del Amplificador Operacional de Potencia

La compañía *Cirrus Logic*® es proveedor de componentes de procesamiento de señales digitales y analógicas de alta precisión para mercados de audio y energía. Dentro de su extensa gama de productos se encuentran los Amplificadores Operacionales de Potencia (AOP) capaces de manejar transductores piezoeléctricos.

En el Anexo 1 se despliega una matriz con la gama de amplificadores lineales clasificados mediante su voltaje de polarización y corriente de salida de *Cirrus Logic*®. Los voltajes de polarización (+Vs a -Vs) se encuentran en el intervalo de 38 a 1200 V, mientras que la corriente de salida (I_o) abarca de los 10 mA a 50 A.

De acuerdo al comportamiento de la reactancia capacitiva, la cual disminuye al incrementar la frecuencia, la corriente a través del TCP presenta un comportamiento inverso incrementando su intensidad, la siguiente ecuación muestra lo anterior:

$$i_c = \frac{V_o}{|Xc|} = \frac{V_o}{\omega * C}$$
$$i_c = V_o * \omega * C$$
$$\omega = 2 * \pi * f$$

Donde i_c y V_o son la corriente y voltajes RMS del TCP respectivamente.

Los perfiles de la Figura 2.4 representan el comportamiento de f vs. i_c para cuatro voltajes máximos RMS (salida del AOP), ubicados dentro del intervalo de polarización en la matriz de amplificadores lineales, Anexo 1. En las graficas observamos que, cuando se aumenta el voltaje de salida del amplificador operacional (V_o) la corriente i_c incrementa su magnitud de forma exponencial alcanzando valores hasta de 37 [A] para $V_o= 424$ [V], a 1 MHz; 7, 3 y 1.5 [A] para los casos: 159, 70 y 35 [V] respectivamente para el mismo valor en frecuencia.

Es importante recordar que el incremento de i_c se debe a que la amplitud de vibración es directamente proporcional a la potencia absorbida por el TCP [12 y 23], por lo que es necesario un dispositivo capaz de suministrar la potencia que demanda cada valor en la frecuencia sin exceder la máxima corriente de salida (I_o) del AOP.

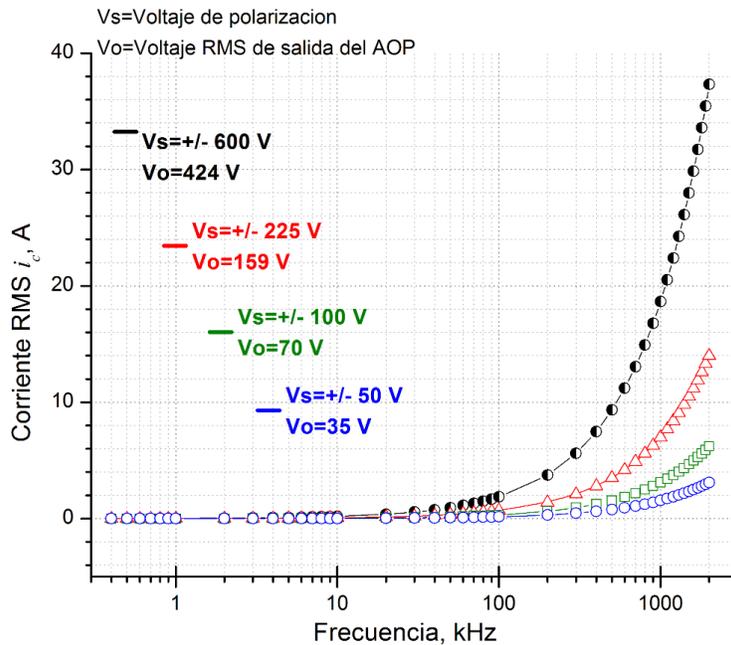


Figura 2.4: Grafica f vs i_c , para cuatro voltajes de salida de AOP, cada voltaje se indica con color.

La amplitud del voltaje de salida del AOP no debe tener un valor muy elevado por dos razones principales:

- a) para evitar un incremento excesivo en la corriente que pase a través del TCP, y
- b) lograr la máxima variación de frecuencia antes de llegar al límite de corriente del dispositivo.

Considerando lo anterior, se pierde potencia que se entrega al TCP, pero se incrementa el intervalo de variación de frecuencia, que es uno de los parámetros de nuestro interés.

La Tabla 2.1 muestra cinco modelos de AOP (*Cirrus Logic*®) los cuales, dentro de sus múltiples aplicaciones, esta trabajar con piezoeléctricos.

Como se observa, los AOP's MP108 y MP111 son amplificadores que proveen corrientes de salida altas, lo cual es conveniente para el manejo del TCP, sin embargo no poseen un ancho de banda de potencia PW (*Power Bandwidth*) adecuado para nuestra aplicación; PA09 y PA119 son de la misma clase, tienen un PW próximo a 1 MHz sin embargo, la amplitud de su voltaje es pequeña en comparación con los demás AOP's; finalmente el PA107DP posee flexibilidad en PW de hasta 2 MHz, una amplitud de voltaje moderada y una corriente de salida hasta de ± 1.5 [A] trabajando en modo continuo, lo cual es adecuado para nuestra aplicación.

Tabla 1: Tabla comparativa de AOP's, Cirrus Logic®.

AOP	Voltaje de salida (Vo)	Corriente de salida (Io)	Ancho de Banda (PW)	Alimentación	Velocidad de respuesta (Slew rate) V/μS
MP108	200 V _{pp}	10 A	300 KHz	±100V	150-170
MP111	100 V _{pp}	Pulso 50 A, 15 A continuos	500 KHz	±50 V	100-130
PA09	80 V _{pp}	5 A	750 KHz	±40 V	220
PA107DP	180 V _{pp}	Pico de corriente ±5 A, ±1.5 A continuos	2 MHz	±100 V	2500
PA119	80 V _{pp}	5 A	3.5 MHz	±40 V	900

De esta manera, el AOP PA107DP es el dispositivo indicado con el cual cumplimos con los requerimientos del TCP y del diseño propio de la etapa de potencia del generador ultrasónico. Las hojas de datos del PA107DP se encuentran en el Anexo 2.

2.3 Diseño de la etapa de potencia

Una vez analizado el comportamiento mecánico y eléctrico de nuestra carga, y haber seleccionado el amplificador operacional que cumple con los requerimientos, el siguiente paso es el diseño de la etapa del generador ultrasónico que suministra la energía al Sonotrodo.

En la Figura 2.5 se despliega un diagrama a bloques de las partes que integran al generador ultrasónico basado en un Amplificador Operacional de Potencia en, donde:

- un generador de funciones suministra la forma de onda, frecuencia y amplitud del voltaje inicial,
- el AOP PA107DP proporciona la ganancia en voltaje (G_v) y corriente (G_i) para el actuador,

- las fuentes de polarización positiva (+V) y negativa (-V) otorgan la energía que necesita el AOP para su funcionamiento, y finalmente,
- el Sonotrodo suministra la energía ultrasónica al fluido donde este inmerso.

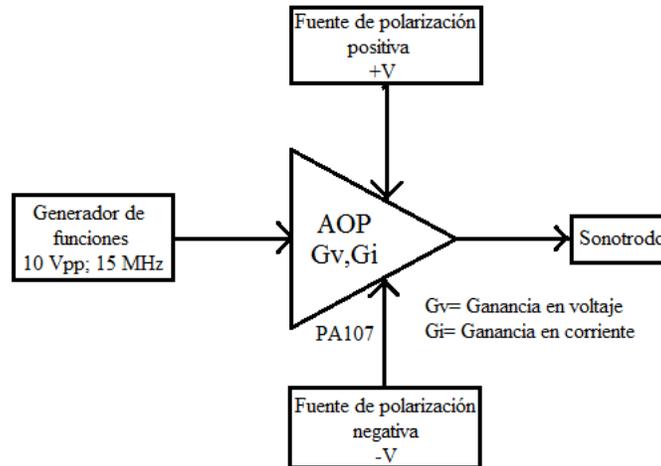


Figura 2.5: Esquema general del Generador Ultrasónico basado en un AOP.

El PA107DP (Figura 2.6(a)) es un amplificador operacional que a la salida posee una etapa de potencia clase A/B para conseguir una linealidad óptima, es decir, obtener una señal sin distorsión a la salida del amplificador respecto a la señal de entrada. Este AOP está diseñado para trabajar con cargas resistivas, inductivas y capacitivas como son los transductores piezoeléctricos.

Como todos los amplificadores, para obtener tanto ganancia en voltaje como en corriente, la energía se suministra por la fuente de alimentación (DC) con el cual es polarizado.

La polarización y conexión externa del AOP se muestra en la Figura 2.6(b). En este esquema al PA107DP se le colocan externamente capacitores de tipo *Bypass* entre las terminales de polarización y tierra para evitar oscilaciones de baja y alta frecuencia en la fuente de alimentación. Para bajas frecuencias, el fabricante recomienda la conexión de capacitores electrolíticos o de tantalio (C1-C2) a una razón de $10\mu\text{F}/A_{\text{out}}$ (diez microfaradios por pica de Amper de salida del AOP). Para oscilaciones de alta frecuencia, es recomendable añadir capacitores cerámicos X7R de $1\mu\text{F}$ a 25 V para las terminales 2 y 3 (C3-C4); y a 200 V para las terminales 8 y 9 (C5-C6), en ambos casos, se colocan lo más cerca de las terminales de polarización.

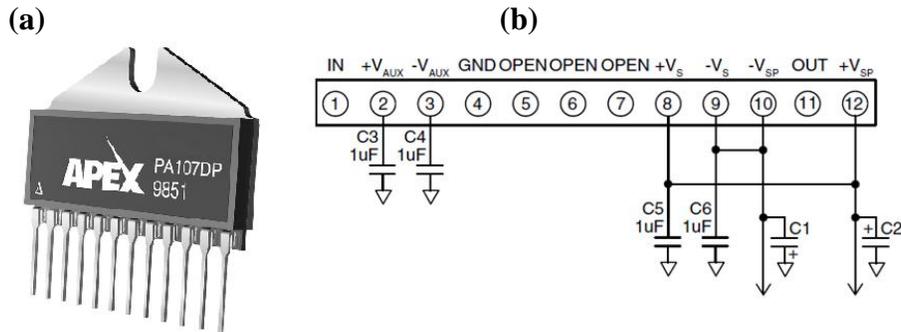


Figura 2.6: Apariencia y conexión del AOP PA107DP. a) Tipo de encapsulado (DP) y b) conexión externa. Donde: IN= Entrada inversora del AOP; $\pm V_{aux}$ = polarización positiva y negativa de los circuitos de entrada; GND = Tierra; $\pm V_s$ = polarización positiva y negativa para ganancia y circuitos de *Gate* (compuerta); $\pm V_{sp}$ = polarización positiva y negativa para la fuente seguidora de salida; OUT= Salida de potencia del AOP.

La configuración típica del PA107DP se ilustra en la Figura 2.7, donde observamos los múltiples voltajes de polarización necesarios para cada etapa de la estructura interna del AOP. El amplificador esta en configuración inversora con una ganancia en voltaje G_V establecida por R_F y R_{IN} de acuerdo a la relación:

$$G_V = \frac{R_F}{R_{IN}}$$

De donde R_F es la resistencia de realimentación y R_{IN} es la resistencia de entrada.

La señal a la salida del PA107DP con su respectivo voltaje V_{OUT} , es la señal de entrada amplificada G_V veces el valor del voltaje V_{IN} , es decir $V_{OUT} = G_V * V_{IN}$.

El hecho de trabajar con amplificadores operacionales de potencia, es de suma importancia tomar en cuenta consideraciones pertinentes que nos garanticen el buen funcionamiento y protección del PA107DP ya que ahora se trabaja con potencias relativamente altas, en comparación a las aplicadas con AO de propósito general (de mW a unos cuantos de W); dentro de las consideraciones están el uso de disipador de calor, ganancia, estabilidad, protecciones de entrada, protecciones de salida, características de la fuente de alimentación, selección de componentes externos, etc, por lo cual para su selección nos basaremos en las hojas de especificaciones del PA107DP, la Nota de aplicación AN01: “*General Operating Consideration*”, la nota de aplicación AN25: “*Driving Capacitives Loads*”, y la AN44: “*Driving Piezoelectric Actuators*”, todas de *Cirrus Logic*®.

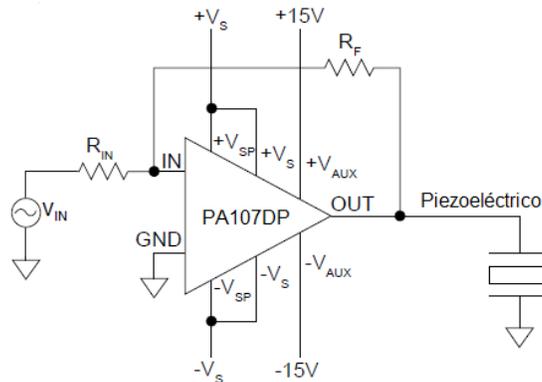


Figura 2.7: Conexión típica del AOP PA107DP para el manejo de un piezoeléctrico.

2.3.1 Cálculo y selección del disipador de calor (Heatsink)

Previo a la selección de los componentes electrónicos a añadir al circuito de la Figura 2.7, hay que elegir los voltajes de polarización con lo que será energizado el AOP. Dicho voltajes están directamente ligados con la disipación de potencia interna PD del PA107DP.

De acuerdo al modelo termoelectrico que representa el flujo de calor del interior del AOP hacia el aire, mostrado en la Figura 2.8, la potencia interna disipada PD es como una fuente de corriente que alimenta al circuito, las resistencias térmicas entre un medio y otro (R_{jc} - R_{sa}) son las propias resistencias eléctricas, mientras que las temperaturas T_j - T_s son las caídas de tensión en dichas resistencias. La temperatura ambiente se representa como una fuente constante de voltaje T_j .

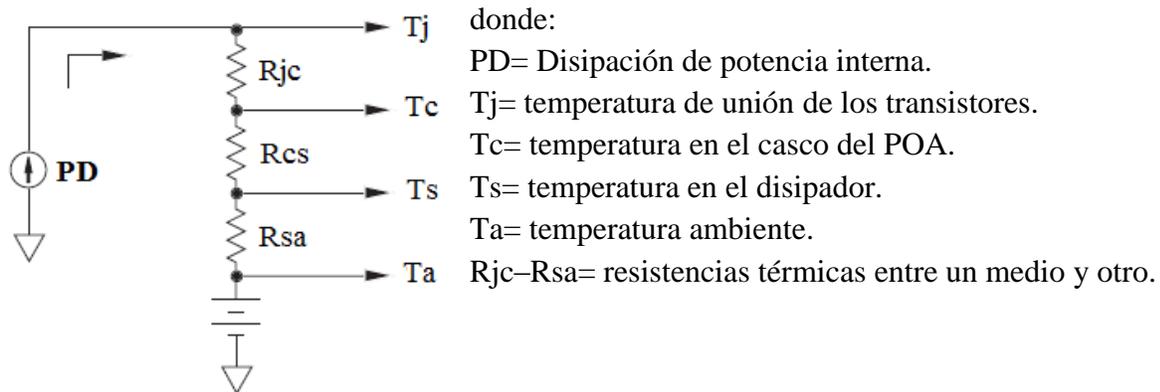


Figura 2.8: Modelo termoelectrico del AOP.

Para la selección del disipador, el fabricante recomienda el cálculo de la resistencia térmica R_{sa} para dos casos:

- a) que la temperatura del casco T_c permanezca igual o menor a 85°C y,
- b) que la temperatura de unión T_j no sobrepase los 150°C , seleccionando el valor menor de éstos dos o en dado caso el disipador de mayor tamaño.

Para el primer caso, del modelo termoelectrico calculamos Rsa a partir de Tc como:

$$T_c = PD * (R_{cs} + R_{sa}) + T_a$$

$$R_{sa} = \frac{T_c - T_a}{PD} - R_{cs}$$

Para mantener la temperatura del casco por debajo de 150°C Rsa se calcula a partir de Tj,

$$T_j = PD * (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) + T_a$$

$$R_{sa} = \frac{T_j - T_a}{PD} - R_{cs} - R_{jc}$$

Para el último caso, por características del PA107DP, el fabricante recomienda utilizar un modelo más exacto para el cálculo de Rsa (AN01), el nuevo cálculo de Rsa es:

$$R_{sa} = \frac{T_j - T_a - (P_D + P_{DQout}) * R_{jc}}{PD} - R_{cs}$$

La Tabla 2.2, muestra el valor y la ecuación aplicada para el cálculo de los parámetros involucrados obtenidos de las hojas de especificaciones.

Tabla 2: Parámetros para el cálculo del disipador

Parámetro	Valor	Fórmula	Unidad
Rcs	0.1	-	°C/W
Rjc	1.5	-	°C/W
Tj	150	-	°C
Tc	85	-	°C
Ta	25	-	°C
Vss	Voltaje de polarización total	$V_{ss} = +V_s + -V_s $	V
VAA	Voltaje auxiliar total	$V_{AA} = +V_{aux} + -V_{aux} $	V
I_Q	Corriente de polarización ±Vs: 35	-	mA
I_q	Corriente de polarización ±Vaux: 21	-	mA

Z_L	Impedancia de carga	$Z_L = \frac{1}{\omega * C}$ $\omega = 2\pi * f$	Ω
PD	Disipación de potencia interna	$PD = P_D + P_{DQ}$	W
P_D	Potencia de la etapa de salida	$P_D = \frac{4V_{SS}^2}{2\pi * Z_L}$	W
P_{DQ}	Potencia de polarización	$P_{DQ} = I_Q * V_{SS} + I_q * V_{AA}$	W
P_{DQout}	Potencia de salida por corriente de polarización	$P_{DQout} = 0.001 * V_{SS}$	W

Una vez definidos los parámetros involucrados pasamos al cálculo de Rsa. Para seleccionar la frecuencia a la cual tendremos la máxima potencia sin dañar el amplificador se realizaron graficas de corriente de salida para distintas amplitudes de voltaje del PA107DP (Apéndice A), de las cuales se determino que con una amplitud de salida de 140 V_{pp} a una frecuencia de 400.5 kHz se tiene una corriente de 1.23 pico, que está dentro del intervalo permitido para el trabajo en modo continuo. De esta manera el valor de la resistencia térmica del disipador Rsa es calculado para una frecuencia de 400.4 kHz, y distintos voltajes de polarización como se observa en la Tabla 2.3.

Al energizar el AOP con el máximo voltaje de polarización, ±100 V, e inclusive con ±90 V obtenemos un valor de resistencia térmica negativa para T_j ≤ 150 °C. Esto quiere decir que a esa frecuencia y con esos voltajes es probable que exista un calentamiento interno del AOP que sobrepase los 150 °C dañando el dispositivo.

Tabla 3: Cálculo de Rsa para distintos voltajes de polarización V_s.

Casos para Rsa	Voltajes de polarización V _s			Unidades
	±100 V	±90 V	±80 V	
T _c ≤ 85 °C Rsa	0.4011	0.5139	0.6692	°C/W
T _j ≤ 150 °C Rsa	-0.5561	-0.3211	0.0026	
T _j ≤ 150 °C Modelo más exacto Rsa	-0.4630	-0.2175	0.1193	

Por tal motivo, se ha seleccionado el voltaje de polarización de ± 80 V y una resistencia térmica del disipador $R_{sa}=0.1197$ °C/W que mantendrá la temperatura de junta menor a 150° C. A manera de comprobación calcularemos T_c (Temperatura del casco de AOP) para garantizar que la R_{sa} seleccionada mantendrá también T_c menor a 85° C.

$$T_c = PD * (R_{cs} + R_{sa}) + T_a$$

$$T_c = 77.98W * (0.1^\circ C/W + 0.1197^\circ C/W) + 25^\circ C$$

$$T_c = 42.13^\circ C$$

Con $V_s = \pm 80$ V se tiene un voltaje máximo de salida del PA107DP de 140 V_{pp} y una corriente máxima de ± 1.5 A, por lo que la potencia entregada por el AOP es 52.5 W.

La Compañía *Wakefield Solutions*® manufactura disipadores de calor para todo tipo de aplicaciones y de distintas características. Dentro de su línea *Extruded Heat Sinks for Semiconductors* se encuentra el modelo 476k con una $R_{sa} = 0.19$ °C/W en convección forzada a 500 LFM, y por convección natural capaz de mantener una temperatura hasta de 25 °C por encima de la temperatura ambiente cuando disipa 50 W. Las especificaciones del disipador seleccionado están en el Anexo 3.

2.3.2 Selección de la ganancia del AOP

En la sección anterior hemos visto que la selección de los voltajes de polarización es importante para la disipación interna de potencia del PA107DP en especial cuando se manejan cargas reactivas, donde la impedancia depende totalmente de la frecuencia; y además el cálculo de la resistencia térmica R_{sa} para que el disipador mantenga la temperatura del casco y de unión de los transistores por debajo de sus valores máximos permitidos.

De acuerdo a las hojas de especificación del amplificador, hay que tomar en cuenta dos aspectos importantes antes de seleccionar la ganancia G_v del PA107DP,

- el PA107DP es estable para ganancias mayores o iguales 20 cuando trabajan con cargas inductivas o capacitivas, y
- de acuerdo al Producto Ganancia-Ancho de banda (*GBWP* por sus siglas en inglés) igual a 180 MHz, la ganancia en lazo abierto para $BW = 1$ MHz es:

$$BW = \frac{GBWP}{G_v}$$

$$G_v = \frac{180MHz}{1MHz} = 180$$

No obstante, de la hoja de datos del AOP, menciona que la ganancia en lazo abierto para una frecuencia de 1 MHz es de 40 dB que equivalen a tener $G_V=100$. Por lo anterior, la ganancia está limitada a un intervalo de $20 \leq G_V \leq 100$, donde la señal de salida del AOP no presenta distorsión. Si consideramos que la polarización del AOP es ± 80 VDC para $\pm V_s$ y $\pm V_{sp}$, y ± 15 VDC para $\pm V_{aux}$, el máximo voltaje entregado por el amplificador es $+V_o = +V_s - 10$ y $-V_o = -V_s + 10$ V, que para nuestro caso V_o alcanza un valor de 140 Vpp.

Para una G_V fija de 50, el control de la amplitud V_o se realiza mediante un generador de funciones, que proporciona una amplitud de 50 mVpp a 10 Vpp. Así, si a la salida del AOP necesitamos un voltaje de 140 Vpp, a la entrada aplicamos 2.8 Vpp.

Lo anteriormente descrito es para evitar una saturación de V_o ; es necesario atenuar la salida del generador de funciones de tal forma que a 10 Vpp, se apliquen 2.8 Vpp a la entrada del amplificador. Lo anterior se realiza mediante un divisor de voltaje como lo muestra la Figura 2.9, donde, el seguidor (AD817, Analog Devices®) evita una caída de voltaje entre el divisor y R_{IN} del AOP.

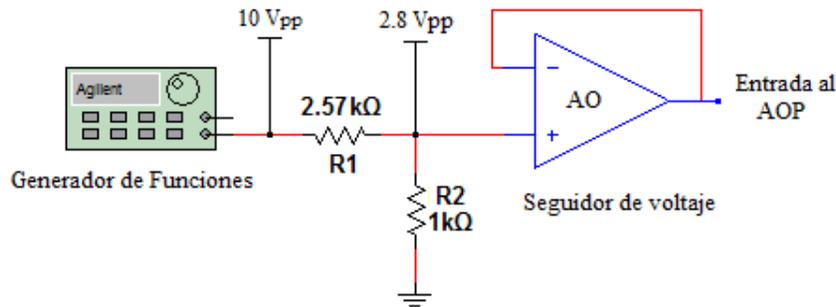


Figura 2.9: Atenuador de voltaje con seguidor para la entrada del AOP.

Hasta el momento se han seleccionado el disipador y los parámetros adecuados para el funcionamiento del PA107DP. Con ésta configuración el amplificador es capaz de suministrar 50 V_{RMS} y una corriente de 1.05 A_{RMS} suministrando una potencia total de 50 W. En los párrafos siguientes se describe la selección de los valores de R_{IN} y R_F así como la conexión de elementos externos para la protección, estabilidad del PA107DP.

2.3.3 Consideraciones para la Realimentación

El voltaje de salida del PA107DP sin carga alcanza hasta 95 V cuando es polarizado a su máximo valor. Todo el voltaje se aplica a través de la resistencia R_F , por lo que el valor mínimo de una resistencia de $\frac{1}{2}$ W en la realimentación es 18.05 kΩ. Prácticamente, 20 kΩ es el valor mínimo de R_F a $\frac{1}{2}$ W (Anexo 2).

Para una ganancia de 50, el valor de R_{IN} y R_F es de 1 kΩ a 500mW y 50 kΩ a 1W respectivamente, ambas con una tolerancia de $\pm 1\%$ y de montaje superficial. Con estos valores se

garantizar el valor de ganancia y aseguramos que no circule una corriente alta a través de la resistencia de realimentación.

2.3.4 Protección de entrada al AOP

En general, es común que se produzcan sobre-voltajes de entrada diferencial en AOP's. Éste exceso en el voltaje diferencial de entrada (V_{DI}) causa un daño permanente en la etapa de entrada del AOP y puede ocurrir durante el ciclo de alimentación.

La función principal de la protección de entrada es limitar V_{ID} a un valor menor que el voltaje de ruptura inversa de las uniones NP ó PN de los transistores de la etapa de entrada; por ejemplo para el caso de un transistor bipolar de juntura TBJ, el voltaje de ruptura inversa de la unión base-emisor es típicamente de ~ 6 V.

Los diodos D1-D4 mostrados en la Figura 2.10 fijan el voltaje diferencial de entrada a ± 1.4 V para el ciclo positivo y negativo de la señal de entrada. Deben ser de alta velocidad y baja capacitancia como el 1N4148 con tiempo de recuperación en inversa de 8 ns y una capacitancia de 4 pF, configurados en serie paralelo.

2.3.5 Protección de salida del AOP

Un transductor piezoeléctrico convierte energía eléctrica en energía mecánica y viceversa. En una situación donde el piezoeléctrico es deformado mecánicamente (por ejemplo un golpe), es generado un voltaje desde el piezoeléctrico al amplificador causando daños en la etapa de salida del mismo. Para protección contra corrientes y voltajes provenientes de cargas capacitivas o inductivas, muchos amplificadores MOSFET de alto voltaje tienen diodos internos intrínsecos conectados desde la salida del amplificador a cada uno de los voltajes de polarización, en cambio, amplificadores bipolares de alto voltaje no tienen estos diodos por lo que se agregan externamente.

Para garantizar la protección del PA107DP contra voltajes generados por el piezoeléctrico, es necesaria la conexión de diodos de recuperación rápida D_{FR} entre la salida del PA107DP y cada una de las fuentes de polarización (Figura 2.10). Los diodos D5 y D6 deben tener un t_{rr} (tiempo de recuperación en inversa) menor a 100 ns y para señales de alta frecuencia deben estar por debajo de 20 ns.

En la selección de los diodos, se toma en cuenta que el valor de V_R (máximo voltaje pico en inversa) sea al menos el total del voltaje de polarización ($\pm V_s$), es decir, para nuestro caso V_R debe ser mínimo de 160 V para $\pm V_s = 80$ V. El diodo MURB820 tiene un $V_R = 200$ V y un $t_{rr} = 25$ ns.

2.3.6 Supresores de transitorios

Un amplificador no debe energizarse más allá de su máximo voltaje de polarización permitido. Es posible proteger el PA107DP contra picos de voltaje indeseados en las terminales de alimentación añadiendo diodos supresores de transitorios D_{TS} (Figura 2.10). En nuestro caso, éstos posibles transitorios provienen en primer lugar por un sobre-voltaje durante el proceso de alimentación. En segundo lugar cuando la energía se descarga hacia las fuentes de polarización a través de los diodos D_{FR} a la salida del amplificador.

Para prevenir daños al AOP es suficiente colocar diodos D_{TS} con un V_{WM} (Reverse Stand-Off Voltage) mayor que el máximo voltaje de polarización aplicado al PA107DP pero menor que el voltaje de ruptura del amplificador. Se seleccionan estos diodos con un V_{WM} ligeramente mayor que el máximo valor de DC o el máximo voltaje pico de operación. El diodo SMBJ85 (D7 y D8) cumple con nuestras características con un $V_{WM}=85$ V.

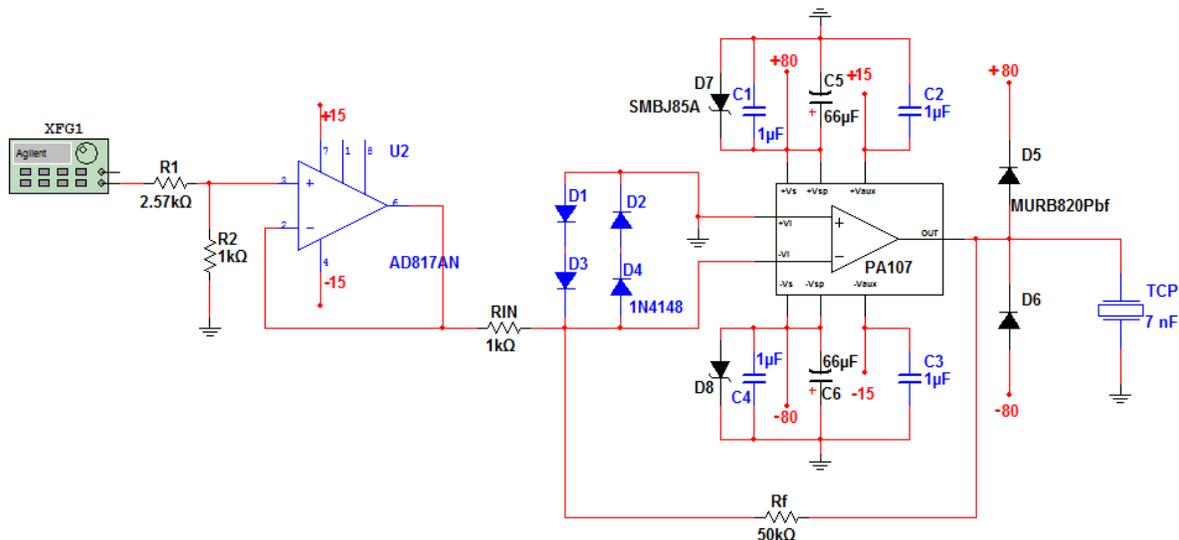


Figura 2.10: PA107DP y conexión de elementos externos.

El esquema anterior muestra la configuración del amplificador operacional de potencia PA107DP y la conexión de los dispositivos externos anteriormente descritos. Es importante mencionar que la selección de estos elementos se realizó de tal manera que fueran no-inductivos para evitar comportamientos indeseados cuando la frecuencia de operación aumente. Por lo anterior, las resistencias así como algunos diodos y capacitores son de montaje superficial debido a la baja inductancia que presentan.

2.4 Instrumentación

Como en toda aplicación que realiza un trabajo a partir de energía eléctrica, es necesario monitorear la energía aplicada al actuador proveniente de la fuente de AC (por sus siglas en inglés *Alternating Current*). El parámetro importante a monitorear para las aplicaciones de ultrasonido es el voltaje aplicado a los piezoeléctricos, por lo tanto, la parte de Instrumentación se encargara de desplegar en una pantalla digital el voltaje proveniente del PA107DP.

Considerando que a la salida del amplificador se tiene una señal senoidal de amplitud y frecuencia variable, es necesario que la etapa de instrumentación no presente sensibilidad alguna al cambio de frecuencia que pueda afectar la medición del voltaje de salida. El diagrama de bloques de la Figura 2.11 muestra la solución práctica para monitorear la salida del amplificador.

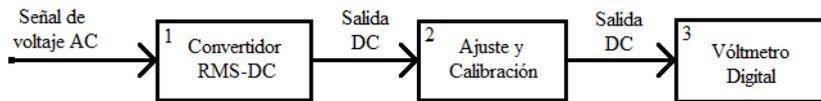


Figura 2.11: Diagrama a bloques de la parte de instrumentación para el monitoreo del voltaje de salida del PA107DP.

Primero se toma una muestra de la señal de voltaje en AC a la salida del PA107DP. El bloque 1 calcula el valor eficaz de la señal de AC y a la salida otorga ese valor RMS como una componente de corriente directa. Posteriormente, el bloque 2 amplifica la señal en DC y la ajusta para ser desplegada finalmente en el bloque 3 por el vóltmetro digital. De esta manera, sin importar a que frecuencia esté operando el amplificador, el valor medido por el vóltmetro digital siempre será una señal de corriente directa y los errores de medición debido al cambio de frecuencia serán mínimos siempre y cuando la señal de AC se encuentre dentro del ancho de banda del convertidor RMS-DC.

La Figura 2.12 muestra el diagrama electrónico que convierte la señal de AC en DC y despliega el voltaje pico a pico de salida en un vóltmetro digital de DC.

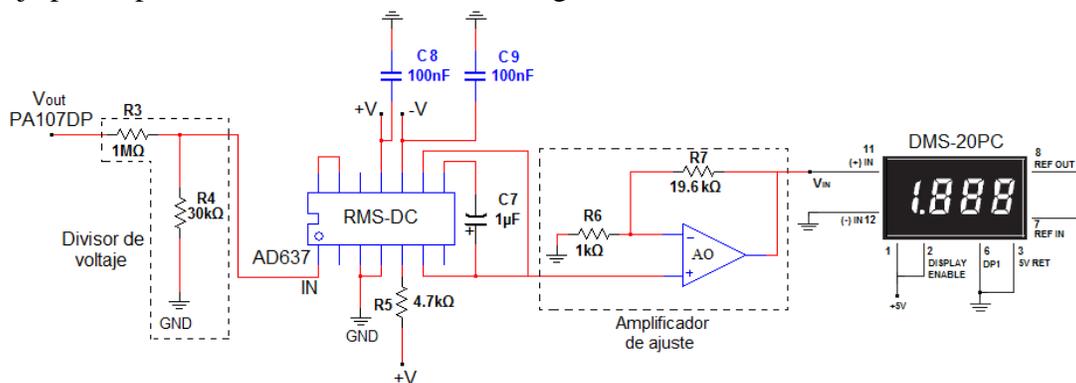


Figura 2.12: Diagrama electrónico de la etapa de instrumentación.

El convertidor RMS-DC empleado es el AD637 de *Analog Devices*® el cual tiene un ancho de banda de 8 MHz para una entrada de $2 V_{RMS}$. La señal de voltaje a la salida del PA107DP es atenuada mediante el divisor de voltaje a un factor de 34:1 para obtener un valor adecuado de operación en la entrada del AD637. Una vez calculado el valor eficaz, la componente en DC es enviada a un amplificador operacional (AD817, *Analog Devices*®) en configuración no inversora con ganancia variable que ajusta la señal a una magnitud de interés, para esta ocasión 14 VDC que equivalen a tener 140 Vpp a la salida del amplificador. El voltmetro digital empleado para desplegar el resultado de la medición es el DMS-20PC de *Murata Power Solutions*®, de 3½ dígitos con rango de medición de -20 a 20 VDC. El punto decimal es configurable para colocarlo en la posición más conveniente de acuerdo a la aplicación.

Hasta este momento en el diseño del amplificador han sido descritos la configuración del PA107DP así como los elementos externos añadidos para asegurar una buena protección y desempeño, así como también la etapa de instrumentación para llevar a cabo el monitoreo del mismo. A continuación será descrito el diseño de la fuente de alimentación de DC capaz de proveer los voltajes de polarización necesarios para el funcionamiento del PA107DP y a los demás dispositivos que lo requieran.

2.5 Diseño de la fuente de alimentación

En las páginas previas se ha descrito el diseño de la etapa de potencia del generador ultrasónico basado en un AOP PA107DP. Como se ha visto, el amplificador necesita dos voltajes de alimentación para su operación: uno de alto voltaje para la etapa de potencia y otro de bajo voltaje para la etapa de entrada; a su vez, la etapa de instrumentación es alimentada con la misma fuente de bajo voltaje para polarizar el convertidor RMS-DC y los 2 amplificadores operacionales empleados; finalmente otro valor de DC para polarizar el voltmetro digital.

Por lo tanto, la fuente de alimentación debe proveer tres magnitudes de voltaje de DC: una fuente dual de ± 80 V a 5 A mínimo, debido a que el PA107DP entrega hasta 5 A por un periodo de tiempo de 100 ms; a pesar que no trabajaremos el PA107DP a su máxima capacidad por cuestiones de seguridad, la fuente debe ser capaz en todo momento de suministrar la potencia que el amplificador con carga demande. También es necesaria una fuente dual de ± 15 V para polarizar el AOP, los AO's AD817 y el convertidor RMS-DC AD637. Finalmente el voltmetro digital trabaja con un voltaje de alimentación de +5 V.

A pesar que en la mayoría de aplicaciones electrónicas la carga no es puramente resistiva, sino es una carga compleja (circuitos electrónicos ó dispositivos) el diseño de la fuente de alimentación se basa en el mismo principio de fuentes lineales reguladas para valores de ± 15 y +5 V y una fuente no regulada para ± 80 V [24 y 28]. Es decir, se partió de la tensión nominal de línea a 127

V_{RMS} a 60 Hz, mediante un transformador reductor de 3 devanados que además de proporcionar aislamiento eléctrico entre la red de alterna y la salida, baja la tensión a valores adecuados para cada una de las fuentes. Las señales de alterna son convertidas en continuas pulsantes con frecuencia 120 Hz mediante tres distintos puentes rectificadores, utilizando filtros capacitivos se obtiene una componente de DC con su respectivo voltaje de rizo para cada señal [26]. Finalmente, cada componente de DC paso por un regulador de ± 15 V y +5 V para alimentar los circuitos integrados (CI's) y el voltmetro digital respectivamente. En el caso de la fuente de ± 80 V, la etapa de regulación no se presenta debido a que no existen CI's para éste tipo de voltajes, por lo que es suficiente un filtrado con una capacitancia grande para disminuir el voltaje de rizo.

En el diagrama electrónico de la Figura 2.13 se observa el circuito que conforma la fuente de alimentación de ± 80 V, donde, además del transformador reductor (T1), el puente rectificador (D1) y los capacitores de filtrado (C1-C4), se agregaron más elementos necesarios para el diseño como: resistencias de carga (R1-R4), resistencias de descarga (R5-R8), relevadores (RL1 y RL2) y un interruptor automático (*Breaker*).

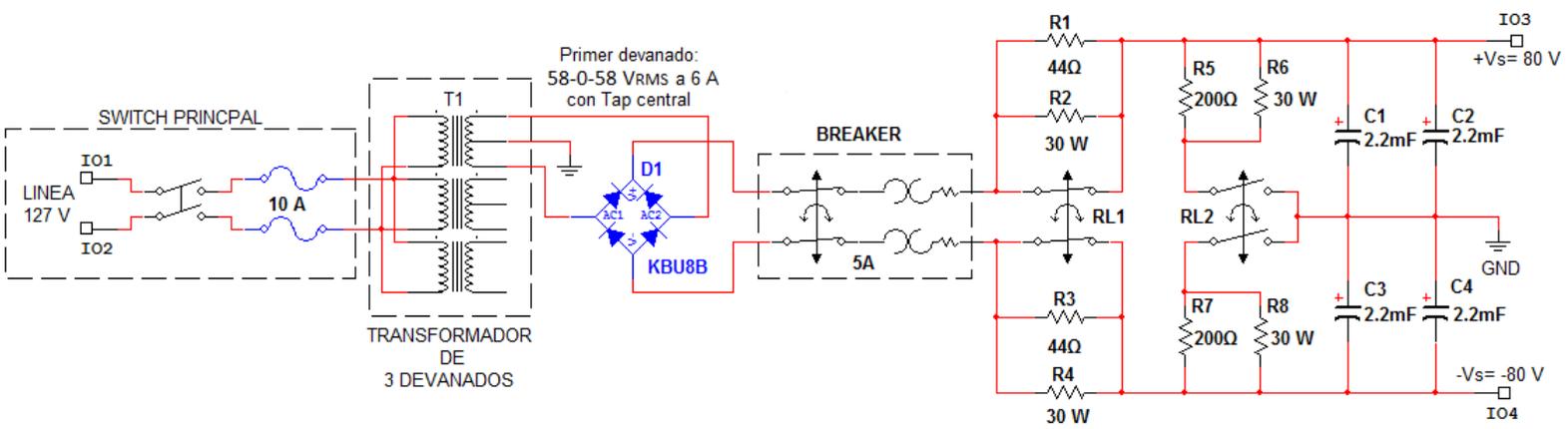


Figura 2.13: Diagrama electrónico, fuente de ± 80 VDC.

2.5.1 Cálculos para la selección de elementos de la fuente dual ± 80 V.

Idealmente, en el secundario del primer devanado del transformador tenemos $160 V_{pp}$ y utilizando la derivación central como referencia, obtenemos un voltaje de $80 V_p$ para cada valor de $+80$ y -80 V. De lo anterior, para obtener un continuo pulsante positivo y negativo a partir de $160 V_{pp}$ utilizamos un puente rectificador. El puente rectificador D1 (Figura 2.13) tiene que soportar un voltaje en inversa de al menos 80 V y un valor de corriente que la carga demande. En párrafos anteriores, se hablo que el PA107DP suministra hasta 5 A a la carga en un periodo de tiempo muy corto. Por ésta razón el puente rectificador debe soportar mínimo éste valor de corriente pero por cuestiones de seguridad y tomando en cuenta posibles picos transitorios la selección de D1 debe ser en un valor más elevado a 5 A. El D1 KBU8D soporta un voltaje en inversa de 100 V y un pico de corriente hasta de 8 A.

En la selección de la capacitancia para el filtrado, la constante de tiempo juega un papel importante en la minimización del voltaje de rizo que se origina en la carga y descarga del capacitor cada 120 Hz. Considerando un rizo permisible del 1% para diversas aplicaciones:

El porcentaje de rizo esta dado por la expresión [25]:

$$r = \frac{V_r (rms)}{V_{dc}} * 100\% = \frac{2.4I_{dc}}{CV_{dc}} * 100\% = \frac{2.4}{R_L C} * 100\%$$

Donde,

$V_r (rms)$ es el voltaje de rizo en volts,

V_{dc} es la componente de voltaje de DC en volts,

I_{dc} es la corriente de carga en miliampers,

C es la capacitancia del filtro en microfaradios, y

R_L es la resistencia de carga en kilohms.

Dado que tenemos una carga que no es puramente resistiva y además su impedancia cambia respecto a la frecuencia, R_L no es constante. Sin embargo, el PA107DP es capaz de suministrar a la carga (Sonotrodo) 1.5 A en modo continuo, por lo tanto la capacitancia que permite un voltaje de rizo del 1% a un valor de DC de 80 V es:

$$C = \frac{2.4I_{dc}}{rV_{dc}} * 100\% = \frac{(2.4)(1500[mA])}{(1\%)(80[V])} * 100\% = 4500 \mu F$$

El valor comercial utilizado en el diseño es de $4400 \mu F$, resultado de la configuración en paralelo de dos capacitores de $2200 \mu F$ (Figura 2.13), lo anterior para reducir la resistencia interna de los capacitores que podrían causar una caída de voltaje indeseable a la salida del filtro.

En base a éste nuevo valor de capacitancia, el porcentaje de rizo es:

$$\%r = \frac{2.4I_{dc}}{CV_{dc}} * 100 = \frac{(2.4)(1500[mA])}{(4400[\mu F])(80[V])} * 100\% = 1.022\%$$

El voltaje de rizo $V_r(rms)$ está dado por la expresión [25]:

$$V_r(rms) = \frac{2.4I_{dc}}{C} = \frac{(2.4)(1500[mA])}{4400[\mu F]} = 0.8181[V]$$

Y el voltaje de rizo pico-pico $V_r(p-p)$ se calcula:

$$V_r(p-p) = 2\sqrt{3} * V_r(rms) = 2\sqrt{3}(0.8181) = 2.83[V]$$

Por otra parte, al tratarse relativamente de una fuente de alto voltaje, la corriente a través del capacitor justo en el instante que comienza a cargarse esta dada por la expresión $I_D = V_p/R_L$ (V_p es el voltaje pico de la señal rectificadora y R_L la resistencia de carga) la cual, adquiere un valor considerable cuando la fuente trabaja sin carga, es decir cuando $R_L=0$ en un tiempo $t=0$. Éste pico transitorio de corriente es elevado y causaría daños a los demás elementos involucrados en la misma línea de transferencia de energía como el puente rectificador y el propio transformador reductor. Para limitar ésta corriente a un determinado valor, se adicionan resistencias de carga R1-R4 entre el puente rectificador D1 y los capacitores C1-C2 y C3-C4 para 80 y -80 V respectivamente, como se muestra en la Figura 2.13 [26, 27].

De la misma forma, cuando el sistema se desenergiza apagando el interruptor principal, por seguridad, es necesario descargar los capacitores para prevenir accidentes o corto circuitos. Por tal motivo fueron añadidas también resistencias de descarga R5-R8 en paralelo con los capacitores de filtrado (Figura 2.13).

El cálculo de los valores de resistencia y potencia disipada necesarios para las resistencias de carga y descarga se muestran a continuación:

Para la resistencia de carga R_C :

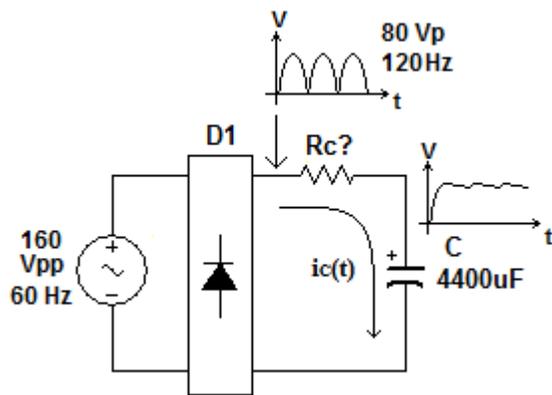


Figura 2.14: Corriente a través de puente rectificador.

De la Figura 2.14, D1 representa el puente rectificador KBU8B, R_C es la resistencia de carga y finalmente C la capacitancia de filtro.

La R_C que limita la corriente de carga I_C por debajo del valor nominal de D1 en $t = 0$ es:

$$I_C = \frac{V_p}{R_C} \therefore R_C = \frac{V_p}{I_C}$$

Para $I_C = 4$ A,

$$R_C = \frac{80[V]}{4[A]} = 20[\Omega]$$

El valor estándar de R_C utilizado en el diseño es de 22 $[\Omega]$ con 1% de tolerancia. Por otra parte, hay que determinar la potencia disipada por R_C en el intervalo de carga. El voltaje del capacitor $v_c(t)$ inicialmente sin carga esta dado por la expresión:

$$v_c(t) = V_p (1 - e^{-t/\tau}) [V] \quad ; \quad \tau = R_C * C$$

Donde τ es la constancia de tiempo y tiene un valor de $\tau = 96.8$ [ms]

Para una carga del capacitor al 90%, el tiempo (t) es:

$$\begin{aligned} 0.9V_p &= V_p (1 - e^{-t/\tau}) \\ t &= -\ln(0.1) * \tau \\ t &= -\ln(0.1) * 0.0968 \\ t &= 0.2228 = 222.8 [ms] \end{aligned}$$

Por otro lado, la corriente de carga $i_c(t)$ es:

$$i_c(t) = \frac{V_p}{R_C} * e^{-t/\tau} [A]$$

Y la potencia instantánea $p(t)$ disipada por la resistencia R_C es:

$$p(t) = R_C * i_c^2 = \frac{V_p^2}{R_C} * e^{-2t/\tau} [W]$$

La Figura 2.15 muestra las graficas de $v_c(t)$, $i_c(t)$ y $p(t)$ para $t = 222.8$ [ms].

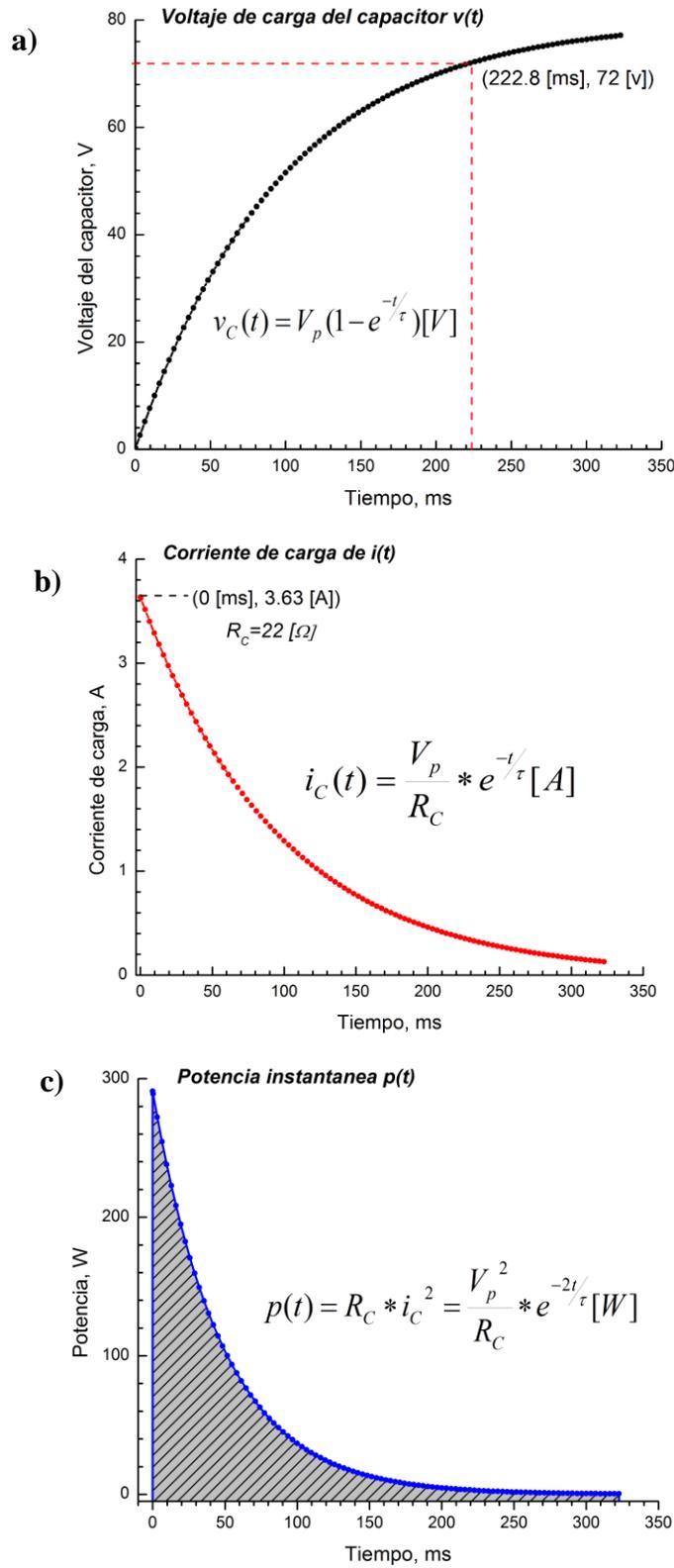


Figura 2.15: Graficas de a) voltaje $v_C(t)$ en el capacitor, b) corriente $i_C(t)$ en R_C y c) potencia disipada en R_C para $t > 222.8$ [ms].

En las Figuras 2.15 (a) y (b) observamos tanto el voltaje como la corriente de carga instantáneos del capacitor para un tiempo menor a 350 [ms], tiempo un poco mayor al que le toma para alcanzar un 90% de V_p (222.8 [ms]). Por otra parte, la Figura 2.15(c) muestra la potencia instantánea disipada por la resistencia de carga R_C para el mismo intervalo de tiempo, para $t=0$ alcanza un valor instantáneo de hasta 291 [W].

El valor de potencia que R_C disipa a lo largo del tiempo de carga se determina mediante la potencia promedio, es decir, el área bajo la curva de potencia de R_C (área gris, Figura 2.15(c)) dividida entre el intervalo de tiempo, $\text{Potencia}=\text{Energía}/\text{tiempo}$.

De ésta manera P se define como:

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt$$

Sustituyendo $p(t)$,

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_p^2}{R_C} * e^{-2t/\tau} d(t)$$

$$P = \frac{V_p^2}{R_C(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} e^{-2t/\tau} d(t)$$

Resolviendo la integral para $t_1=0$, $t_2=0.2228$ [s] y $\tau= 0.0968$ [s] la potencia promedio es:

$$P = \frac{-\tau V_p^2}{2R_C(t_2 - t_1)} * \left. e^{-2t/\tau} \right|_{t_1}^{t_2}$$

$$P = 62.56[W]$$

Por lo tanto las resistencias de carga R_1 - R_2 y R_3 - R_4 se seleccionan de 44Ω a $30 W$ de tal manera que, configuradas en paralelo, R_C sea igual a 22Ω disipando cada una de ellas la mitad de la potencia promedio calculada. Lo anterior se aprecia en la Figura 2.13.

Para las resistencias de descarga R_d se sigue el procedimiento para el cálculo del valor y potencia promedio para R_C , sin embargo, ahora se propone inicialmente el tiempo en el que se desea que el capacitor C se descargue.

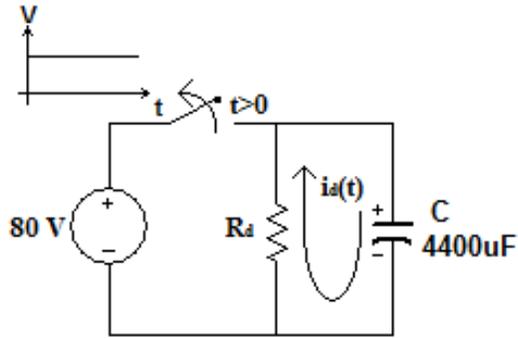


Figura 2.16: Descarga del capacitor C.

De la Figura 2.16, una vez que C se ha cargado completamente y el interruptor principal se abre para un tiempo $t > 0$, el voltaje almacenado en C será descargado a través de la resistencia R_d por la cual fluye la corriente variante en el tiempo $i_d(t)$.

Partiendo del voltaje de descarga del capacitor dado por la expresión:

$$v_C(t) = V_p (e^{-t/\tau})[V] \quad ; \quad \tau = R_d * C$$

Y proponiendo un tiempo de descarga de $t=1$ [s], en el cual el voltaje del capacitor caerá a un 10% de su valor máximo, la resistencia R_d que cumple con esta condición es:

$$v_C(t) = V_p (e^{-t/R_d C})$$

$$0.1V_p = V_p (e^{-t/R_d C})$$

$$\ln(0.1) = \frac{-t}{R_d C} \therefore R_d = -\frac{t}{\ln(0.1)C}$$

$$R_d = 98.7[\Omega]$$

El valor estándar seleccionado es $R_d=100$ [Ω] con 1% de tolerancia.

La corriente $i_d(t)$ y la potencia $p(t)$ en la resistencia de descarga son:

$$i_d(t) = -\frac{V_p}{R_d} * e^{-t/\tau} [A] \quad p(t) = R_d * i_d^2 = \frac{V_p^2}{R_d} * e^{-2t/\tau} [W]$$

Finalmente la potencia promedio a través de R_d para $t_1=0$, $t_2=1$ [s] y $\tau=R_d C=0.44$ [s] se calcula de la misma forma que R_C :

$$P = \frac{V_p^2}{R_C(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} e^{-2t/\tau} dt$$

$$P = \frac{-\tau V_p^2}{2R_C(t_2 - t_1)} * \left. e^{-2t/\tau} \right|_{t_1}^{t_2}$$

$$P = 13.93[W]$$

De la misma forma, fueron seleccionadas resistencias R_d de 200Ω a 15 W configuradas en paralelo para obtener el valor de 100Ω y disipando cada una de estas la mitad de la potencia promedio como se observa en la Figura 2.13.

Una vez seleccionados los valores de R_C y R_d es importante mencionar que por cuestiones prácticas y de desempeño, es conveniente que las resistencias de carga y descarga no estén conectadas de forma permanente en el circuito de la fuente, ya que afectaría la constante de tiempo τ así como el voltaje de rizo calculado cuando trabaje a plena carga. Es por ello que fueron agregados dos relevadores, el primero RL_1 de DC para cortocircuitar R_C justo antes que se carguen por completo los capacitores y permitir la máxima transferencia de energía; el segundo RL_2 de AC para activar las resistencias de descarga cuando se apague el sistema mediante el interruptor principal.

El sistema de relevadores se muestra en la Figura 2.17

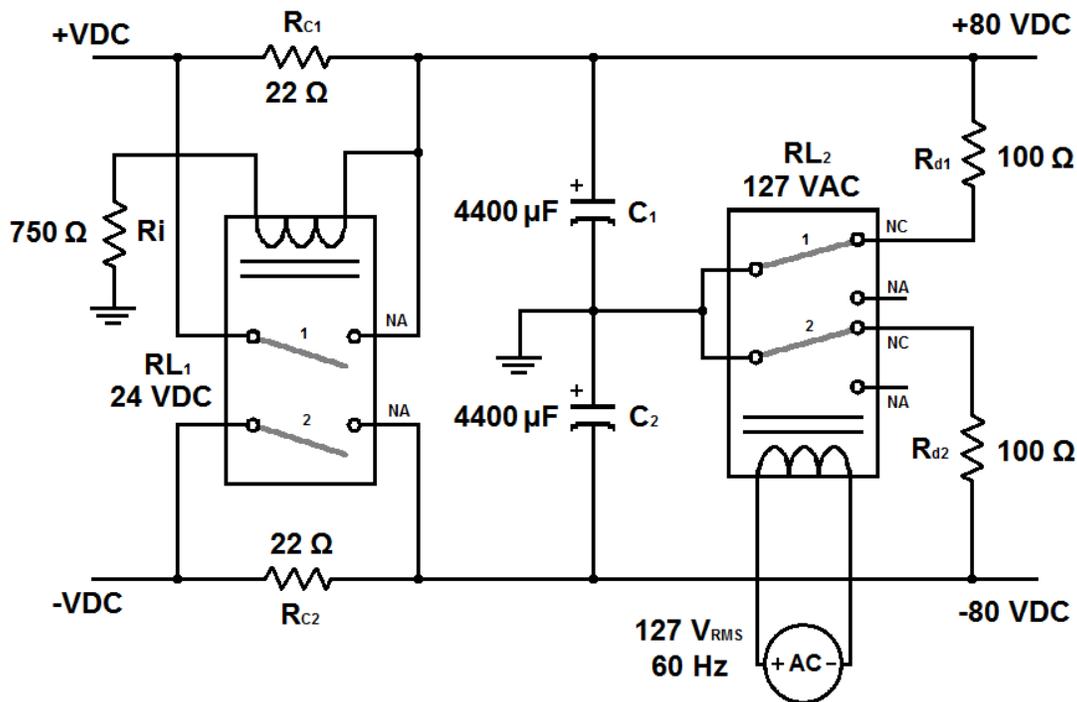


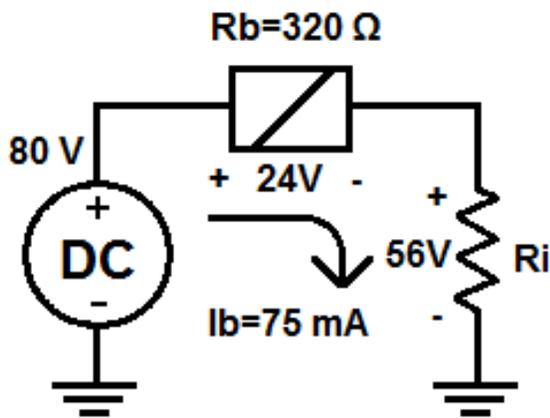
Figura 2.17: Relevadores para activar y desactivar R_C y R_d .

Cundo el sistema es energizado mediante el interruptor principal, RL_1 se encuentra normalmente abierto NA (desactivado) permitiendo que actúen las resistencias de carga R_{C1} y R_{C2} ; a su vez RL_2 se activa mediante la tensión de línea pasando de normalmente cerrado NC a normalmente abierto NA desactivando las resistencias de descarga R_{d1} y R_{d2} . Mientras el capacitor C_1 comienza a cargarse, la bobina del relevador RL_1 junto con la resistencia atenuadora R_i sienten el voltaje de carga en C_1 de tal manera que, cuando el voltaje en la bobina de RL_1 alcanza 24 V , se activa cortocircuitando las resistencias de carga R_{C1} y R_{C2} las cuales permanecerán así mientras

esté energizado el sistema. Finalmente cuando el interruptor principal se apaga, el relevador RL2 pasa de NA a NC activando las resistencias R_{d1} y R_{d2} descargando a C_1 y C_2 , y por consiguiente, desactivando a RL1.

El relevador RL2 modelo KUEP-11A15-120 tiene una configuración DPDT (dos polos-dos tiros) y trabaja a un voltaje de línea nominal de 127 V de AC a 10 A. RL1 es el modelo KUEP-7D15-24 en configuración DPUT-NA (dos polos-un tiro, normalmente abierto) con un voltaje nominal de operación de 24 Vdc a 10 A, ambos relevadores son de la marca *TE Connectivity*® serie KUEP.

Como ya se mencionó con anterioridad, RL1 necesita una resistencia atenuadora R_i para ajustar el voltaje de la bobina a 24 V a partir de 80 V de DC que es el voltaje máximo para el cual se carga C_1 como se observa en la Figura 2.18 donde se representa la bobina del relevador con su resistencia característica R_b y la resistencia atenuadora R_i .



La hoja de especificaciones muestra la resistencia de la bobina para RL1 que es de 320Ω , por lo tanto aplicando la Ley de Ohm la corriente I_b es:

$$V_b = R_b * I_b \therefore I_b = \frac{V_b}{R_b}$$

$$I_b = \frac{24[V]}{320[\Omega]} = 0.075[A]$$

de la misma forma la resistencia necesaria por la cual circulen 75 mA con un caída de 56 V es:

$$R_i = \frac{V_i}{I_b} = \frac{56[V]}{75[mA]} = 746.6[\Omega]$$

Figura 2.18: Resistencia de atenuación para RL1.

750Ω es el valor comercial seleccionado para R_i que tendrá una caída de 56.07 V y hará circular por el circuito una corriente de 74.7 mA. La potencia disipada en R_i es:

$$P_{R_i} = R_i * I_b^2$$

$$P_{R_i} = (750)(0.0747)^2 = 4.19[W]$$

La temperatura generada por efecto Joule al ser disipados 4.19 watts a través de la resistencia atenuadora se vuelve un factor considerable en la elección de la potencia de R_i . Por tal motivo R_i es el equivalente en paralelo de dos resistencias de 1500Ω a 10 W que disipan cada una la mitad de la potencia, es decir 2.095 W. Es importante mencionar que se eligió prácticamente el doble de

la potencia calculada para incrementar la vida útil de la resistencia y prolongar el buen funcionamiento de la fuente.

Finalmente, en las hojas de especificaciones del PA107DP, recomiendan que el amplificador no debe estar polarizado con una sola fuente de alto voltaje, +VDC o -VDC ya que podría dañarse la etapa de potencia del mismo. Por tal motivo y a manera de protección del amplificador, se colocó un interruptor automático (*breaker*) de 60 V de DC a 5 A (*SCHURTER*® modelo TA45-ABDWF050C0) con protección térmica, está conectado entre el puente rectificador y las resistencias de carga para que en condiciones de corto circuito, ambas líneas de voltaje positiva y negativa se abran quedando el PA107DP sin ambos voltajes de polarización, + 80 y - 80 V (Figura 2.13). Con esto finaliza el diseño de la fuente de alto voltaje para polarizar el amplificador operacional de potencia.

2.5.2 Fuentes de ± 15 y +5 V

El procedimiento descrito en párrafos anteriores detalla el diseño de una fuente dual no regulada que entrega un voltaje de directa para alimentar los circuitos de potencia del PA107DP. Ahora en unas breves líneas se explican los elementos involucrados en el diseño de ambas fuentes de bajo voltaje, la dual de ± 15 V y la simple de +5 V.

El diagrama de la Figura 2.19 muestra la segunda parte del esquema general para la fuente de alimentación donde únicamente aparecen las fuentes de bajo voltaje. Aquí, se parte de la misma forma que el circuito de ± 80 V; cuando el interruptor se cierra, el transformador T1 baja la tensión de línea a valores de $24 V_{RMS}$ y $6 V_{RMS}$ en el segundo y tercer devanado respectivamente. A continuación mediante los elementos KBP2005 y 2W005G se rectifica cada una de las señales senoidales provenientes de T1 y son inicialmente filtradas por los capacitores C5-C6 y C8-C9 para ± 15 V y C11 para + 5 V. Finalmente, los reguladores de voltaje LM7815, LM7915 y LM7805 fijan la salida de cada una de las fuentes a +15 V, -15 V y + 5 V respectivamente. Los capacitores C7, C10 y C12 funcionan como filtros para reducir aún más el voltaje de rizo existente a la salida de cada regulador. A su vez, cada una de las líneas, cuenta con su respectivo fusible tipo resistencia para proteger los puentes rectificadores y los circuitos integrados LM7815, LM7915 y LM7805.

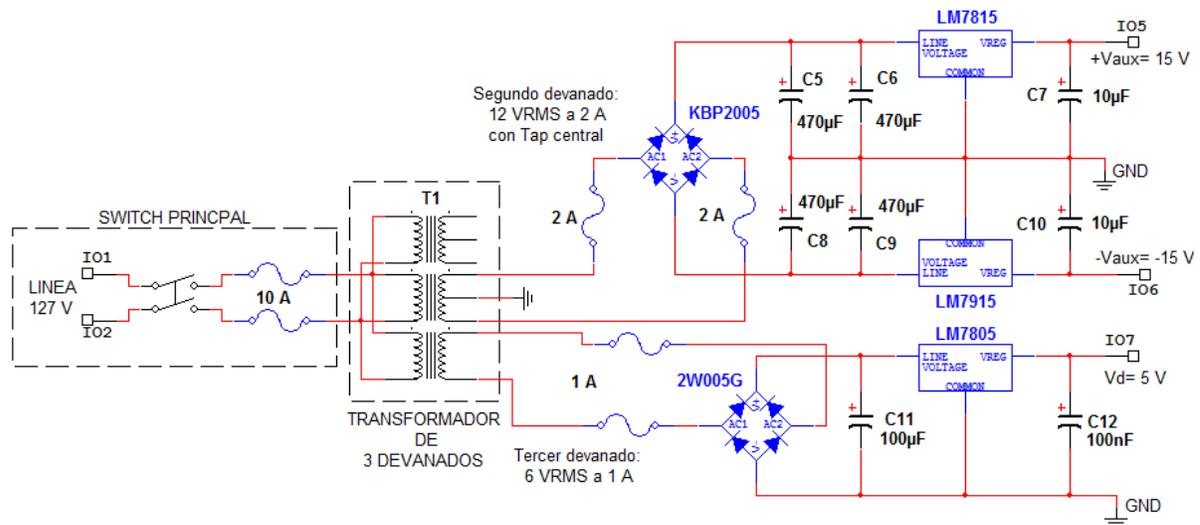


Figura 2.19: Fuentes de alimentación de ± 15 V y +5 V.

La última parte en el diseño de la fuente es la elección de los valores para los tres devanados en el secundario del transformador T1. Para la fuente de ± 80 V, recordando que es no-regulada, el voltaje en el secundario del primer devanado debe ser igual a 160 V_{pp}, una vez rectificad y utilizando como referencia la derivación central, se tiene una señal de 80 V_p para la polarización positiva y -80 V_p para la polarización negativa. Tomando en cuenta la caída de tensión en dos diodos del puente rectificador (1.4 V aproximadamente), el voltaje en el primer devanado debe ser 82 V_p o 164 V_{pp}, que expresado en su valor RMS son 58 V_{RMS} a 6 A, y con respecto a la derivación central, 58 V-0-58 V como se observa en la Figura 2.20(a).

Para las fuentes de ± 15 V y +5 V al ser reguladas mediante circuitos integrados, basta con tener una amplitud pico en el secundario del transformador un poco mayor en dos o tres volts para obtener el voltaje de salida adecuado. El segundo y tercer devanado son de 12 V_{RMS} a 2 A y 6 V_{RMS} a 1 A para las fuentes de ± 15 V y +5 V respectivamente. La Figura 2.20 muestra el diagrama eléctrico y el transformador de tres devanados en el secundario con una potencia total de 378 VA de capacidad, manufacturado por la empresa TRANSFORMADORES ELIZALDE.

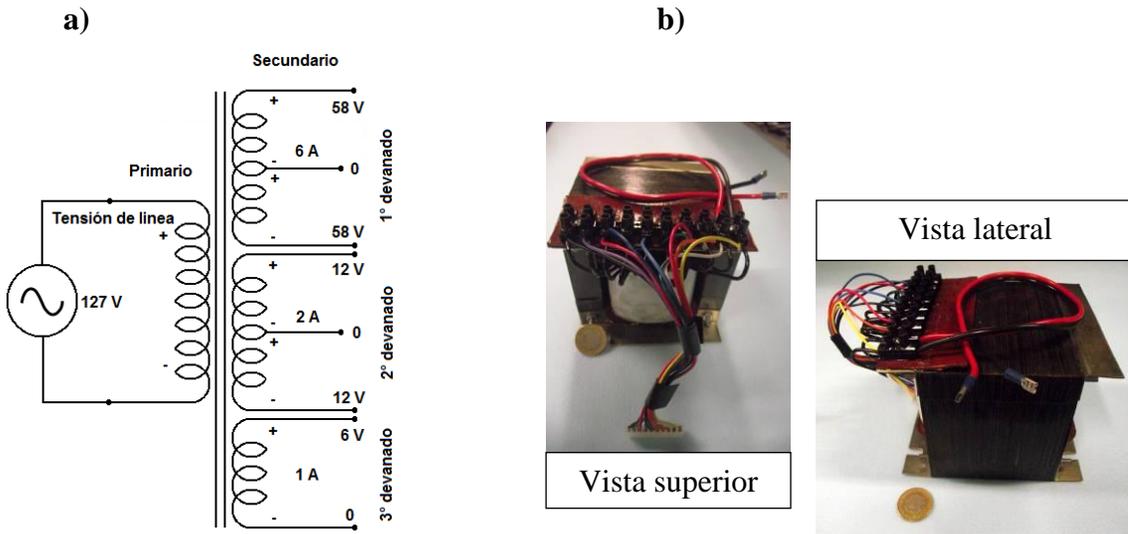


Figura 2.20: Transformador reductor de 3 devanados en el secundario, a) diagrama eléctrico y b) vista superior y lateral del transformador manufacturado.

2.6 Montaje: fuente y amplificador

Las tarjetas para el amplificador y la fuente de alimentación fueron impresas mediante PCB's fotosensibles a la luz ultravioleta, reveladas y finalmente atacadas con cloruro férrico. Posteriormente se perforaron y se soldaron cada uno de los elementos electrónicos y los conectores adecuados como se muestra en la serie de imágenes de las Figuras 2.21 a 2.23.

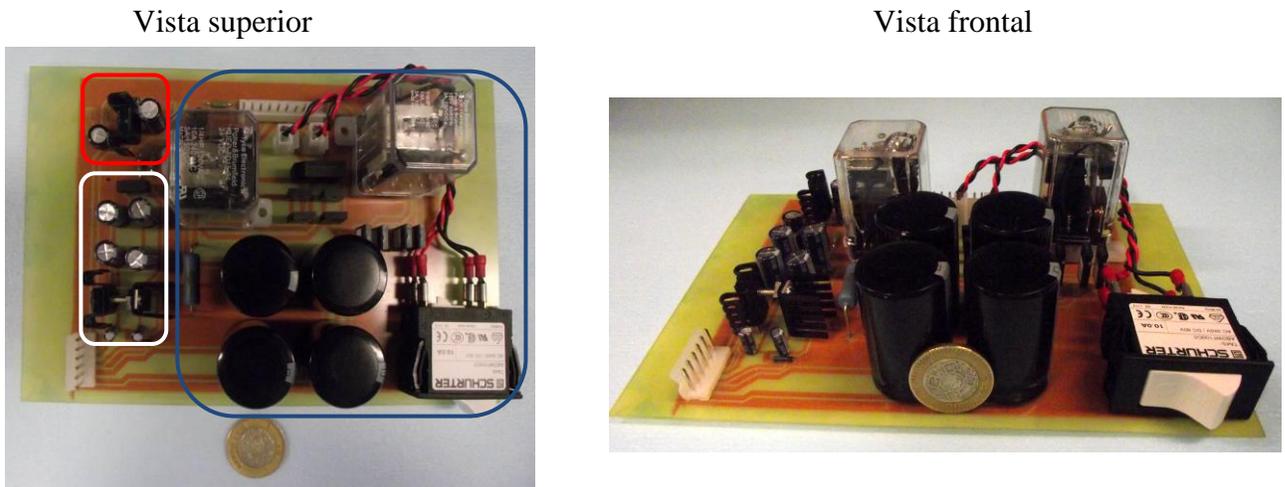


Figura 2.21: Fuente de alimentación de 3 voltajes de salida, $\pm 80\text{ V}$ ■, $\pm 15\text{ V}$ □ y $+5\text{ V}$ ■.

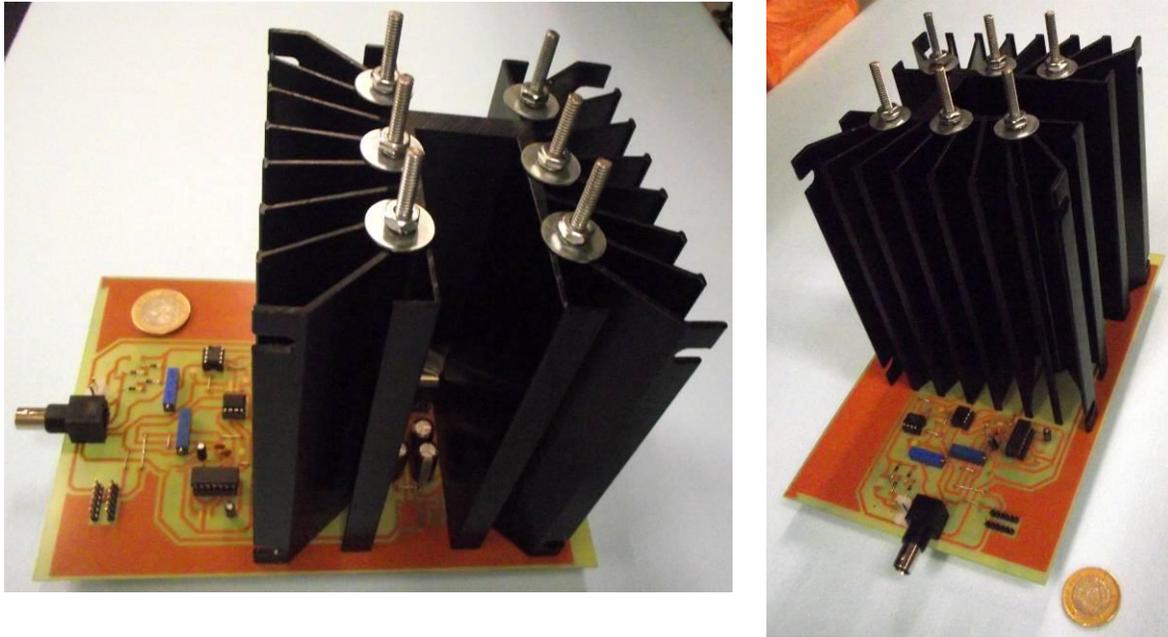


Figura 2.22: Tarjeta del Amplificador de 50 W con disipador de calor.

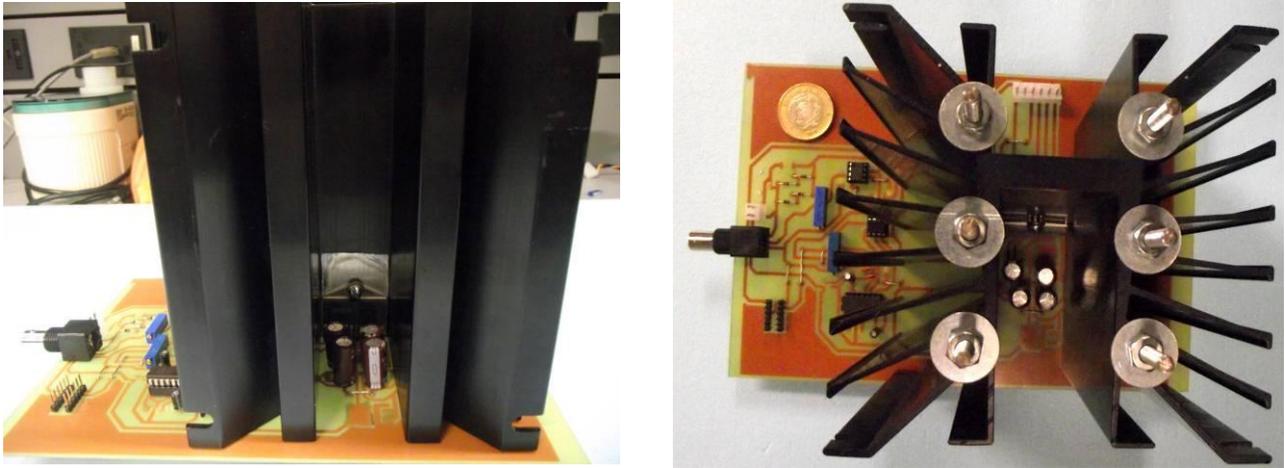


Figura 2.23: Montaje del PA107DP en el disipador de calor.

Finalmente en la Figura 2.24 se muestran todos los elementos interconectados que forman la etapa de potencia: el transformador reductor, la fuente de alimentación y la tarjeta del amplificador operacional PA107DP con su etapa de instrumentación.

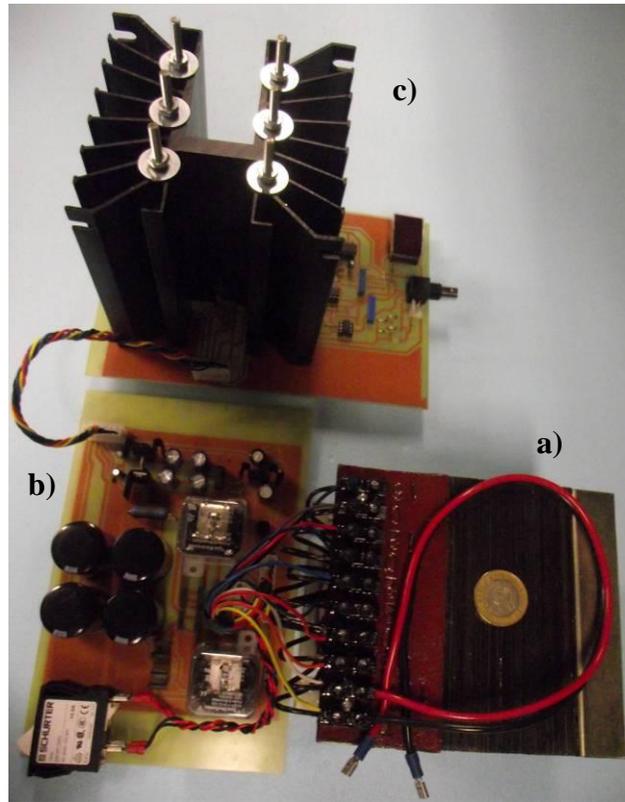


Figura 2.24: Etapa de potencia de 50 W, a) Transformador, b) Fuente y c) Amplificador.

Aquí finaliza el diseño e implementación de las tarjetas del amplificador y la fuente de alimentación, el cual abarco desde el diseño teórico del la fuente y el amplificador, hasta la elección de los valores adecuados para los devanados del transformador reductor. Dentro de éste proceso, también se realizaron cálculos para la elección de elementos pasivos utilizados en ambas tarjetas, se seleccionaron elementos activos y algunos encapsulados involucrados en la adecuación de la señal de entrada al PA107DP y en el diseño de la etapa de instrumentación, así como se simularon los circuitos y se elaboraron las tarjetas en paqueterías de computo enfocadas a diseño y elaboración de sistemas electrónicos.

En el Apéndice B se muestra brevemente el proceso y el método utilizado en la elaboración de las tarjetas electrónicas del amplificador y la fuente de alimentación.

CAPITULO 3

Pruebas a la Fuente y el Amplificador

Una vez terminado el diseño y construcción de las tarjetas electrónicas de la fuente y el amplificador, en éste apartado se realizan pruebas con carga y sin carga al sistema de potencia conformado por estos dos elementos principales. El término “con carga”, se refiere al sistema conformado por la fuente de alimentación, el amplificador y el sonotrodo sumergido en un litro de fluido de bajo peso molecular; mientras que el término “sin carga” únicamente involucra la conexión de los dos primeros elementos mencionados.

3.1 Fuente de alimentación: Voltaje de Rizo y Regulación de voltaje

La fuente de alimentación provee tres voltajes de corriente directa para polarizar los circuitos electrónicos del amplificador y la etapa de instrumentación, dichos voltajes son ± 80 V, ± 15 V y +5 V. Para evaluar que el funcionamiento de cada línea sea adecuado y permanezca dentro de las condiciones de diseño, existen dos parámetros importantes que caracterizan las fuentes de alimentación: el porcentaje de rizo ($\% r$) y el porcentaje de regulación de voltaje ($\% RV$) [25]. Para determinar éstos parámetros, primero se miden los voltajes en los devanados del transformador para corroborar que esté suministrando los valores de diseño. La Figura 3.1 muestra los valores reales y teóricos del transformador en colores rojo y negro respectivamente. Como se aprecia en la figura, debido a que el voltaje de línea está por debajo de 127 V la magnitud en cada uno de los devanados también es menor al de diseño, consecuentemente cada una de las fuentes, en especial la no regulada, presentaran una ligera disminución en sus voltajes de salida.

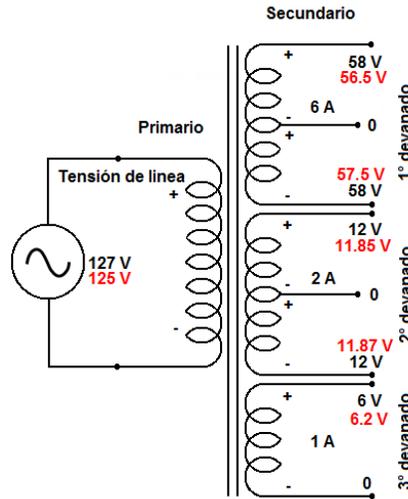


Figura 3.1: Voltajes reales y de diseño en el Transformador, rojo y negro respectivamente.

A pesar que la fuente de ± 80 V no tiene etapa de regulación, se determina el porcentaje de rizo y el porcentaje de regulación existente cuando el amplificador trabaja con carga. En la Figura 4.2 se muestra la adquisición de los voltajes de polarización en función del tiempo para la fuente de ± 80 V mediante un osciloscopio digital *Lecroy*®. Cuando la fuente trabaja sin carga se presenta un voltaje de rizo prácticamente despreciable, los capacitores se encuentran cargados al máximo voltaje pico de la señal rectificada, -81.61 V y $+80.23$ V para la fuente negativa y positiva respectivamente. Ésta diferencia entre $+V$ y $-V$, se debe a: la no simetría del primer devanado respecto a la derivación central en el transformador; a la caída de voltaje en cada uno de los diodos en el puente rectificador; y a las pérdidas por efecto Joule en la resistencia atenuadora R_i y el relevador RL_1 (Figura 2.17).

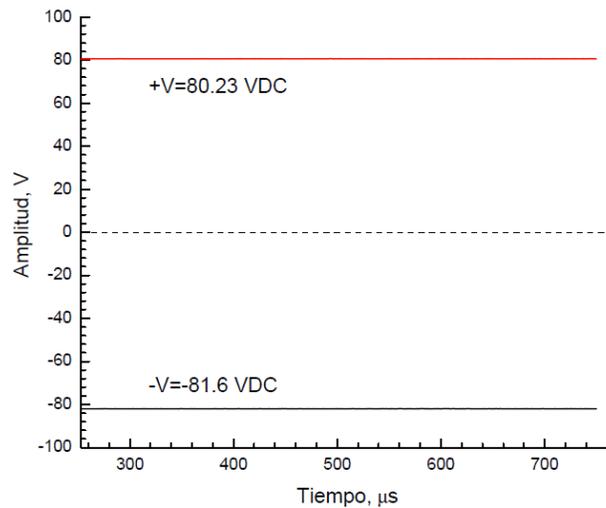


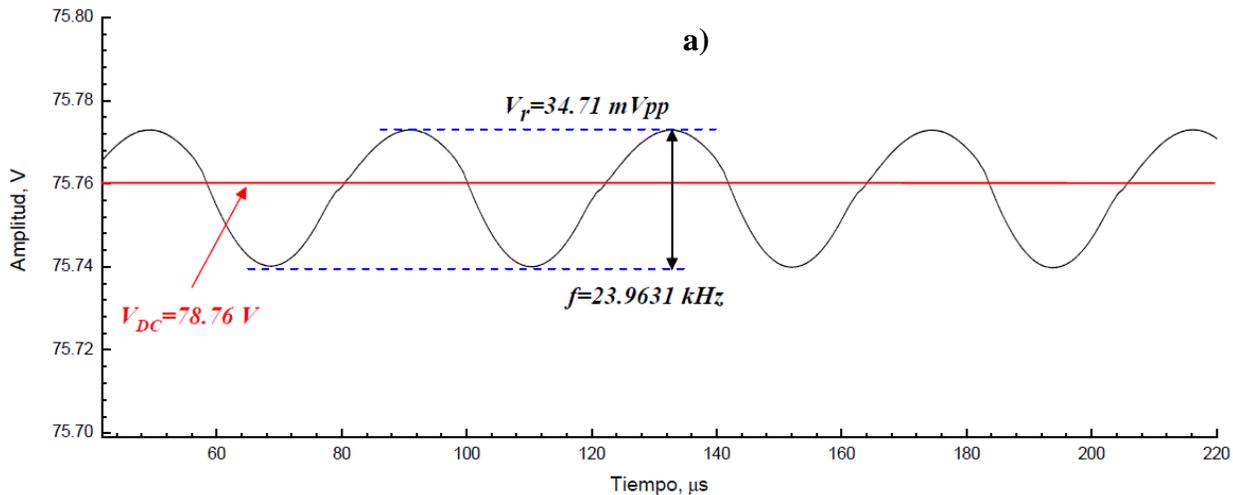
Figura 3.2: Valores adquiridos para la fuente dual de ± 80 V.

De forma similar, fueron adquiridos los voltajes de rizo para la línea positiva (+80) y negativa (-80) bajo distintas condiciones de carga. Los parámetros de control para cada caso fueron el voltaje de salida del amplificador y la frecuencia eléctrica de operación (Tabla 3.1).

Tabla 4: Medición del voltaje V_r y V_{DC} para tres distintas condiciones de carga.

	Voltaje de rizo $+V_r$ mV _{PP}	Voltaje de DC $+V_{DC}$ V	Voltaje de rizo $-V_r$ mV _{PP}	Voltaje de DC $-V_{DC}$ V	Corriente de carga $I_C(rms)$
Caso 1: $f=19.7\text{ kHz}$ $V_{salida}=23.7\text{ V}_{PP}$	9.8	+78.7	23	-80.1	101.9 mA
Caso 2: $f=23.931\text{ kHz}$ $V_{salida}=140\text{ V}_{PP}$	12.81	+78.5	24.19	-79.5	104 mA
Caso 3: $f=23.931\text{ kHz}$ $V_{salida}=23.7\text{ V}_{PP}$	34.71	+75.76	42.78	-76.9	1 A

Puesto que el voltaje filtrado por los capacitores en la fuente de alimentación tiene una componente en DC, mas una pequeña componente en AC (rizo) [25], de la Tabla 3.1, $+V_r$ y $-V_r$ representan los voltajes de rizo pico-pico para +80 y -80 respectivamente; $+V_{DC}$ y $-V_{DC}$ son las respectivas componentes en DC; finalmente $I_C(rms)$ representa la corriente demandada por el sonotrodo cuando la frecuencia eléctrica y/o la amplitud de voltaje a la salida del amplificador cambian. En la Figura 3.3, se aprecia la adquisición de los voltajes de rizo positivo y negativo para el caso en que el amplificador suministra a la carga 1 A a una frecuencia de 23.96 kHz.



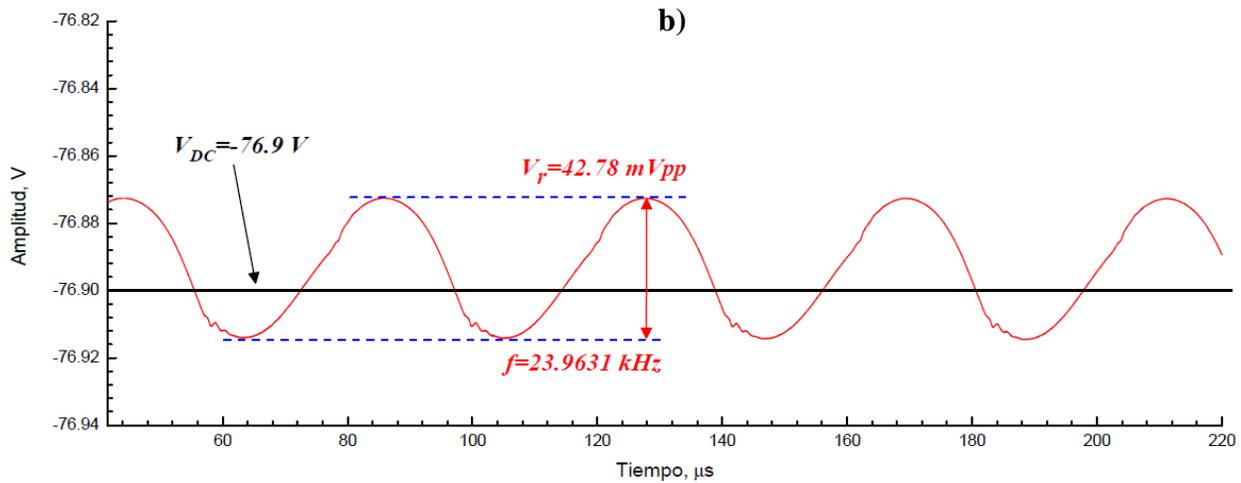


Figura 3.3: voltaje de rizo para ambas líneas de voltaje,
a) Fuente de +80V y b) fuente de -80 V

En (a) y (b) se aprecian las señales de rizo correspondientes a las líneas de +80 y -80 V, además de observar la forma de onda característica durante la carga y descarga de los capacitores, se traza con una línea continua roja y negra las componentes promedio en DC equivalentes a cada señal, que al igual como la amplitud de rizado, su valor dependen de la corriente de carga.

Para determinar el porcentaje de rizo $\% r$ es necesario conocer el voltaje rms de rizo $V_r(rms)$ de cada señal. Del capítulo anterior, el voltaje de rizo pico-pico esta dado por la expresión:

$$V_r(p-p) = 2\sqrt{3} * V_r(rms)$$

De donde,

$$V_r(rms) = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{3}}$$

Una vez conocido $V_r(rms)$ en términos del voltaje pico a pico, el $\% r$ se calcula:

$$\% r = \frac{V_r(rms)}{V_{DC}} * 100 = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{3} * V_{DC}} * 100$$

Donde V_{DC} es la componente de DC trazada en las graficas de la Figura 3.3.

Por lo tanto, para el caso en que la corriente de carga es 1 A, el porcentaje de rizo en cada una de las fuentes, +80 y -80 V es:

Para la línea positiva

Para la línea negativa

$$\%r = \frac{0.03471[V]}{2\sqrt{3} * 75.76[V]} * 100 = 0.0132\% \quad \%r = \frac{0.04278[V]}{2\sqrt{3} * 76.9[V]} * 100 = 0.016\%$$

A pesar que la energía total suministrada a la carga es mediante una fuente dual (± 80 V), la corriente que circula por cada una de las líneas alcanza valores instantáneos de hasta 1A en cada semiciclo de la onda senoidal, y por lo tanto, el $\%r$ calculado con anterioridad corresponde a éste valor. Por cuestiones de seguridad, no se realizan mediciones del voltaje de rizo con una mayor corriente de carga para evitar daños al amplificador de potencia; sin embargo los porcentajes de rizo calculados aun para 500 mA están por debajo de los valores de diseño, los cuales fueron del 1% de rizo cuando circula por cada fuente 1 A.

Al tratarse de una fuente no regulada, las variaciones en la tensión de la línea de suministro y en la corriente de carga causan una disminución en el voltaje de +80 y -80 V, siendo el segundo caso la principal causa de éste decremento. En la Tabla 3.1 se aprecia ésta disminución en la salida de la fuente, con voltajes de +75.76 y -76.9 V para 1 A de corriente. Por medio del porcentaje de regulación de voltaje $\%RV$ se evalúa el desempeño de la fuente al trabajar bajo condiciones de carga, donde lo ideal es un $\%RV=0$.

El porcentaje de regulación de voltaje esta dado por la expresión:

$$\%RV = \frac{V_{SC} - V_{DC}}{V_{DC}} \times 100$$

Donde V_{SC} es el voltaje de la fuente sin carga y V_{DC} la componente de DC bajo condiciones de carga.

Al igual que $\%r$, el $\%RV$ para el voltaje positivo y negativo a una corriente de 1 A es:

Para + 80 V

$$\%RV = \frac{(80.23 - 75.76)[V]}{75.76[V]} \times 100 = 5.9\%$$

Para -80 V

$$\%RV = \frac{(81.61 - 76.9)[V]}{76.9[V]} \times 100 = 6.12\%$$

Entre más se aproxime a cero este valor habrá una mejor operación en el circuito de la fuente de alimentación. Es por ello que los reguladores de voltaje son comúnmente utilizados para evitar variaciones a la salida de las fuentes de alimentación y en la disminución del voltaje de rizo.

De la misma forma que en la fuente de ± 80 V, se determina el voltaje de rizo y la regulación para los dos fuentes restantes: ± 15 y $+5$ V reguladas mediante circuitos integrados. Por practicidad, con ayuda del multímetro se realizan mediciones en AC y DC para obtener el voltaje de rizo rms y la componente en DC respectivamente para cada una de las fuentes, lo anterior se resume en la Tabla 3.2.

Tabla 5: Medición de voltajes $V_r(rms)$, V_{DC} y V_{SC} para ± 15 y $+5$ V.

Fuente	Voltaje de rizo $V_r(rms)$ mV	Voltaje de DC V_{DC} V	Voltaje sin carga V_{SC} en V
+15 V	83.8	+14.25	+14.725
-15 V	3.73	-14.84	-14.916
+5 V	7.98	+5.038	+5.045

Una vez tomadas las mediciones pertinentes se calculan el porcentaje de rizo $\% r$ y el porcentaje de regulación de voltaje $\% RV$ para cada fuente.

Para +15 V:

Porcentaje de rizo

$$\% r = \frac{V_r(rms)}{V_{DC}} \times 100$$

$$\% r = \frac{0.0838[V]}{14.25[V]} \times 100 = 0.588\%$$

Porcentaje de regulación

$$\% RV = \frac{V_{SC} - V_{DC}}{V_{DC}} \times 100$$

$$\% RV = \frac{(14.725 - 14.25)[V]}{14.25[V]} \times 100 = 3.33\%$$

Para -15 V:

Porcentaje de rizo

$$\% r = \frac{V_r(rms)}{V_{DC}} \times 100$$

$$\% r = \frac{0.00373[V]}{14.84[V]} \times 100 = 0.02513\%$$

Porcentaje de regulación

$$\% RV = \frac{V_{SC} - V_{DC}}{V_{DC}} \times 100$$

$$\% RV = \frac{(14.916 - 14.84)[V]}{14.84[V]} \times 100 = 0.512\%$$

Y finalmente para +5 V:

$$\begin{aligned} \text{Porcentaje de rizo} \\ \%r &= \frac{V_r (rms)}{V_{PC}} \times 100 \\ \%r &= \frac{0.00798[V]}{5.038[V]} \times 100 = 0.158\% \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Porcentaje de regulación} \\ \%RV &= \frac{V_{SC} - V_{PC}}{V_{PC}} \times 100 \\ \%RV &= \frac{(5.045 - 5.038)[V]}{5.038[V]} \times 100 = 0.138\% \end{aligned}$$

Los resultados en base a los cálculos del porcentaje de regulación confirman que la fuente ± 80 V al no poseer etapa de regulación presenta un mayor $\%RV$ en comparación con las fuentes de menor magnitud reguladas mediante circuitos integrados, en particular +5 V. Asimismo, es importante mencionar que este parámetro da una idea de que tan independiente es el voltaje de salida de la fuente de la corriente que fluye a través de ella (comportamiento de una fuente ideal). Se observa también un incremento notable en el voltaje de rizo en +15V en comparación con -15 V, debido principalmente a que el convertidor RMS-DC consume más corriente de la fuente positiva.

3.2 Amplificador e Instrumentación

En las hojas de especificaciones los fabricantes de dispositivos electrónicos proporcionan las propiedades, parámetros y características de sus diseños. En el caso de los amplificadores como el PA107DP estos parámetros son por ejemplo el ancho de banda, la amplitud máxima de oscilación para un voltaje de polarización, máxima corriente de salida, impedancias de entrada y salida, temperaturas de operación, entre otras propiedades eléctricas del dispositivo. En ésta sección se describe el ajuste y caracterización del sistema formado por el amplificador operacional de potencia (PA107DP), su circuito externo de acondicionamiento de entrada y la etapa de instrumentación para monitorear el voltaje de salida; lo anterior bajo condiciones sin carga.

Como se menciona en el Capítulo 2, el generador de funciones *Agilent*® proporciona la señal de entrada al AOP y el control de frecuencia y amplitud. Por cuestiones de seguridad (no saturar la salida del amplificador) y asegurar una ganancia mayor a 20 ($G > 20$ el amplificador es estable) se inserta un atenuador que se acopla con un seguidor de voltaje entre el generador de funciones y la entrada del AOP (Figura 2.9); de tal manera que a la máxima amplitud de GF se tenga 2.8 Vpp y 140 Vpp a la entrada y salida del amplificador respectivamente. Para realizar el ajuste del divisor de voltaje (atenuador) a 2.8 Vpp a partir de 10 Vpp del GF, el potenciómetro de precisión R1 se fija a un valor de 2.57 kΩ, Figura 3.4(b).

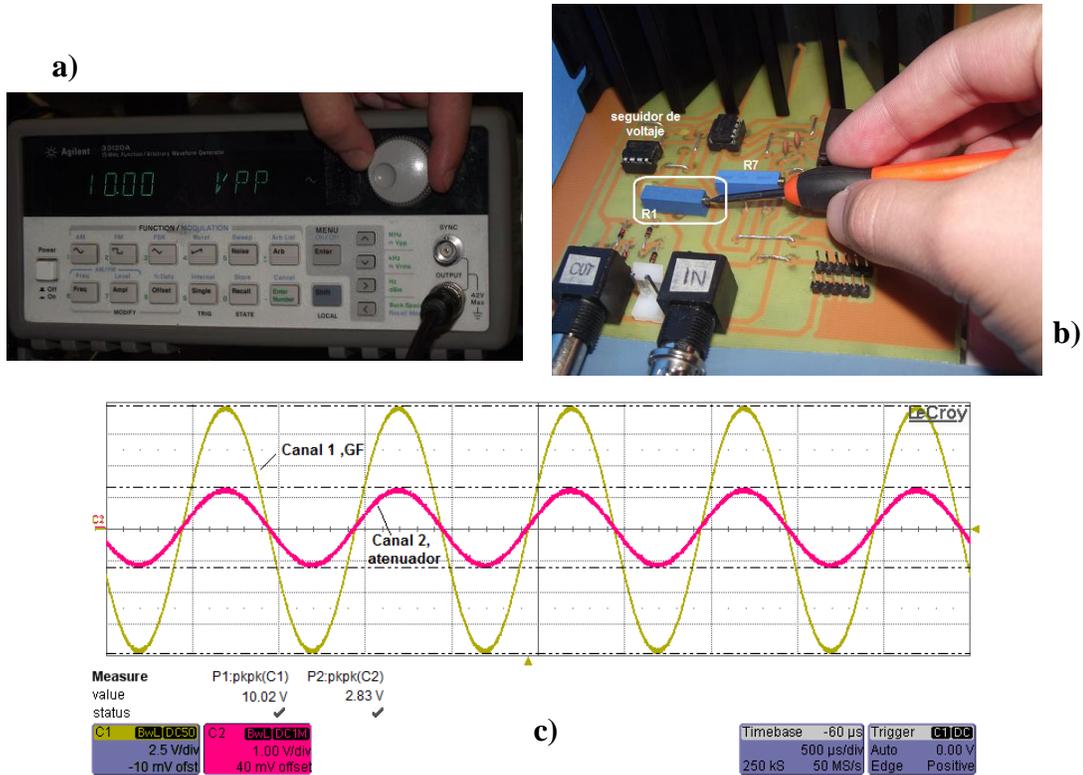


Figura 3.4: Ajuste del divisor de voltaje. a) GF a 10 Vpp de amplitud, b) ajuste del potenciómetro R1, c) Señales adquiridas con el osciloscopio.

En la Figura 3.4(a) se observa la máxima amplitud suministrada por el generador de funciones a una frecuencia de 1 kHz mientras que en la Figura 3.4(c) las despliegan las señales la entrada del divisor (Canal 1) y a la salida del seguidor de voltaje (Canal 2) con un valor de 2.83 Vpp.

El amplificador otorga a la salida 140 Vpp a una entrada máxima de 2.8 Vpp, es decir tiene una ganancia de 50. La etapa de instrumentación tiene la finalidad de medir el voltaje pico-pico aplicado a la carga y su ajuste se realiza fijando el potenciómetro R7 a un valor de 19.6 k Ω (Figura 3.4(b)) que corresponde a la resistencia de realimentación en el amplificador no inversor, ver Figura 2.12. La salida del convertidor RMS-DC es una componente de directa equivalente al valor eficaz de la señal de entrada, por lo que el ajuste de R7 permite desplegar en el voltímetro digital DMS-20PC un valor de 14 V de DC equivalente a 140 Vpp en la salida del PA107DP. La Figura 3.5(a) muestra el ajuste de la etapa de instrumentación mediante el potenciómetro R7, mientras que en (b) se despliega en el voltímetro DMS-20PC el voltaje pico-pico equivalente a una entrada de 1.4 Vpp. Como observación, el DMS-20PC y el multímetro FLUKE despliegan el mismo valor de DC, pero “mover” el punto decimal permite desplegar en el voltímetro digital el valor de interés.

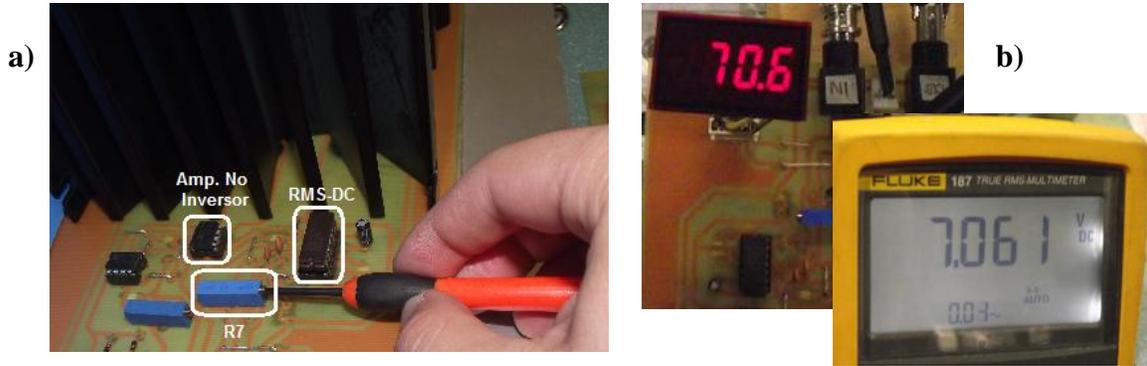


Figura 3.5: Calibración de la etapa de instrumentación, a) Ajuste de R7 y b) voltaje de DC equivalente al voltaje pico-pico del amplificador para una entrada de 1.4 Vpp.

Una vez ajustado el sistema, es momento de conocer las condiciones de frontera propias del dispositivo. De acuerdo a las hojas de especificaciones del PA107DP, la máxima excursión (*voltage swing*) a la salida del amplificador para un voltaje de polarización de ± 80 V es 140 Vpp. Sin embargo, experimentalmente la máxima amplitud de voltaje antes de observar una saturación en la salida es de 146 Vpp. Por otra parte, mediante la medición de los voltajes de entrada y salida para frecuencias de 10 kHz a 10M Hz se determina el ancho de banda del sistema, donde la ganancia en lazo cerrado G en decibeles (dB) está dada por la expresión:

$$G_{dB} = 20 * \log(G_v) \text{ donde, } G_v = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}}$$

La grafica de la Figura 3.6 muestra la curva de ganancia contra frecuencia del sistema (generador de funciones y etapa de potencia) para una ganancia de 50 (34 dB), en donde se observa una frecuencia de corte próxima a -3 dB en 3.5 MHz para 1.4 y 70 Vpp a la entrada y salida del amplificador respectivamente.

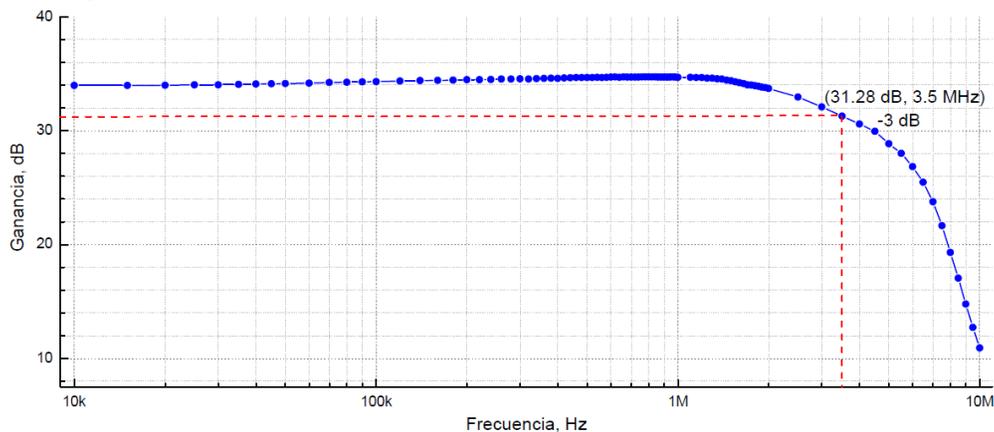


Figura 3.6: Ganancia del amplificador en dB respecto al incremento de frecuencia.

En comparación a las especificaciones técnicas proporcionadas por el fabricante, donde se tiene un ancho de banda de 2 MHz para una salida de 170 Vpp, la respuesta en frecuencia de G en lazo

cerrado tiene un incremento de 1.5 MHz en la frecuencia de corte, que es normal al haber disminuido la ganancia; sin embargo, las condiciones de prueba no son las mismas al operar el amplificador al 50% de su capacidad. En el diseño están involucrados también 2 amplificadores operacionales de instrumentación con su respectivo ancho de banda de 50 MHz a una ganancia unitaria. Finalmente, de la Figura 3.6 se observa un ligero incremento en G al variar la frecuencia en el intervalo de 10 kHz a 1 MHz, seguido de esto comienza la caída de G , comportamiento natural en las curvas de ganancia de amplificadores.

CAPÍTULO 4

Reproducción de la sonoluminiscencia De múltiples burbujas (MBSL)

En la cavitación acústica por irradiación de energía ultrasónica en líquidos se presenta el fenómeno de la sonoluminiscencia (SL) donde existe emisión de luz instantes antes del colapso de cavidades bajo ciertas condiciones especiales; temperatura, frecuencia e intensidad de presión acústica y presión hidrostática del líquido. En la sonoluminiscencia de una sola burbuja (SBSL) el fenómeno es controlado por un campo acústico senoidal, en cambio en la MBSL se presenta en forma errática e imprevisible y su duración es aproximadamente de dos a tres ciclos (expansión, compresión, emisión de luz y rebotes) [14, 30].

Durante la cavitación ultrasónica, la energía irradiada por millones de burbujas alcanzan densidades de energía altas, por lo que se emplean en aplicaciones industriales, como por ejemplo: reactores ultrasónicos que aceleran los procesos implicados en reacciones químicas y ha logrado la degradación del Yodo, de desperdicios orgánicos, ruptura celular de organismos biológicos y la desinfección de agua. También se ha demostrado el rompimiento de partículas, emulsificación, desgasificación de líquidos, secado y deshidratación de materiales, maquinado ultrasónico, atomización de líquidos, conformación de metales y soldadura por ultrasonido de polímeros y metales [5, 13-15, 31].

En el Laboratorio de pruebas no destructivas del IINGEN UNAM se realizan estudios de Sonoluminiscencia, especialmente SBSL [7,14].

En ésta ocasión, para reproducir el fenómeno de MBSL en medios visco-elásticos (propiedades viscosas y elásticas) se integra un sistema ultrasónico conformado por un generador de ondas y un sonotrodo comerciales con el diseño electrónico e implementación de una etapa de potencia basada en un amplificador operacional, descrito en el capítulo tres. Lo anterior para realizar estudios de la dinámica de las burbujas en función de la frecuencia así como para determinar el cambio de la viscosidad en líquidos de bajo peso molecular al ser sometidos a cavitación ultrasónica.

4.1 Caracterización del líquido, 1,2 Propanodiol

El 1,2 Propanodiol conocido comercialmente como Propilenglicol, es un compuesto orgánico derivado del propano, incoloro, inodoro e insípido. Se utiliza para la MBSL porque además de poseer prácticamente la misma densidad que el agua, se requiere menor energía para reproducir sonoluminiscencia y la emisión de luz es más intensa. Sus propiedades se describen en la Tabla 4.1 y sus características espectrales se encuentran en la referencia [15].

Tabla 6: Propiedades del 1,2 Propanodiol (Propilenglicol).

Fórmula química	$C_3H_8O_2$
Masa molecular	76,09 g/mol
Densidad	1,036 g/cm ³
Punto de fusión	-59 °C
Punto de ebullición	188,2 °C
Presión de Vapor	0.07 a 0.20 mmHg a 20°C
Conductividad térmica	0,34 W/m-K (50% H ₂ O @ 90 °C)

La viscosidad es una de las propiedades más importantes de los líquidos visco-elásticos, la cual se determina en función de la temperatura a continuación.

Viscosidad del 1,2 Propanodiol en función de la temperatura

Para las mediciones se utiliza un viscosímetro rotacional con sensor de temperatura marca *Brookfield®* disponible en el Laboratorio de pruebas no destructivas del IINGEN UNAM. El viscosímetro LVDV-II+ PRO tiene un intervalo de medición de 15-6 McP, velocidad angular de 0.1-200 rpm en 54 incrementos y 4 diferentes usillos, Figura 4.1(a).

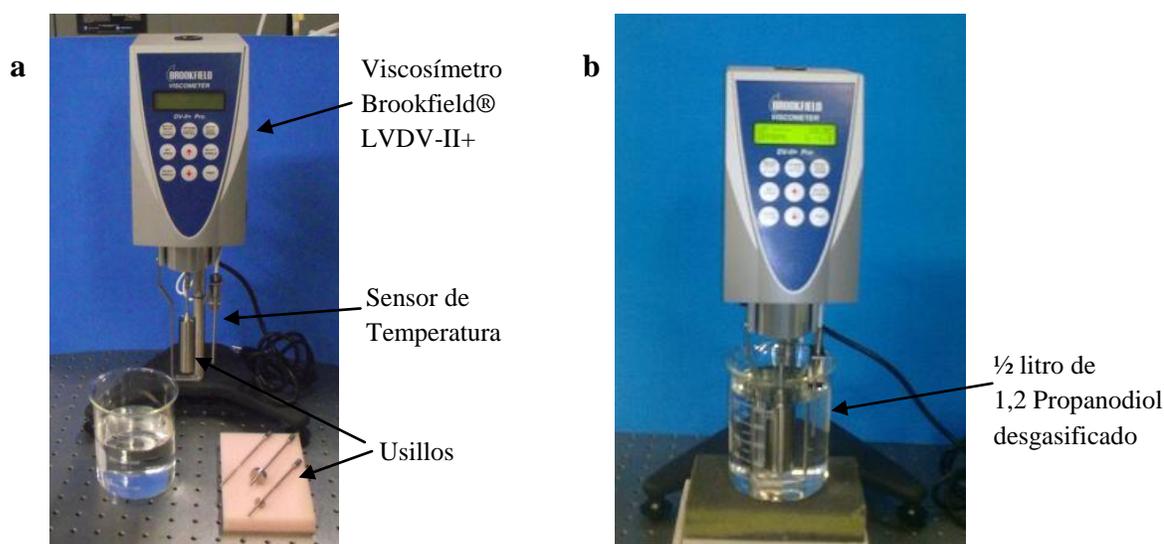


Figura 4.1: Viscosímetro con sensor de temperatura, a) elementos: viscosímetro, sensor de temperatura y usillos, b) medición de la viscosidad en ½ de litro de 1,2 Propanodiol.

Se utiliza ½ litro de líquido previamente desgasificado (25 minutos con una bomba de vacío de ¾ de HP) y posteriormente se calienta hasta alcanzar una temperatura de 40°C. Las mediciones se realizan con el usillo No. 62 a una velocidad de 50 rpm según indicaciones del manual, el sistema implementado se observa en la Figura 4.1(b).

La viscosidad se registra comenzando en 312.7 K (39.6 °C) hasta temperatura ambiente buscando siempre el equilibrio térmico en cada medición (en un intervalo de 39.6 a 19.1°C).

El perfil del comportamiento de la viscosidad se muestra en la Figura 4.2 y los datos completos se despliegan en el Apéndice C. Como se observa en la grafica, a mayor temperatura menor es la viscosidad y viceversa. Por tal motivo el ajuste de los datos se realiza mediante la ecuación empírica de Arrhenius que modela la dependencia de la viscosidad con la variación de la temperatura [29].

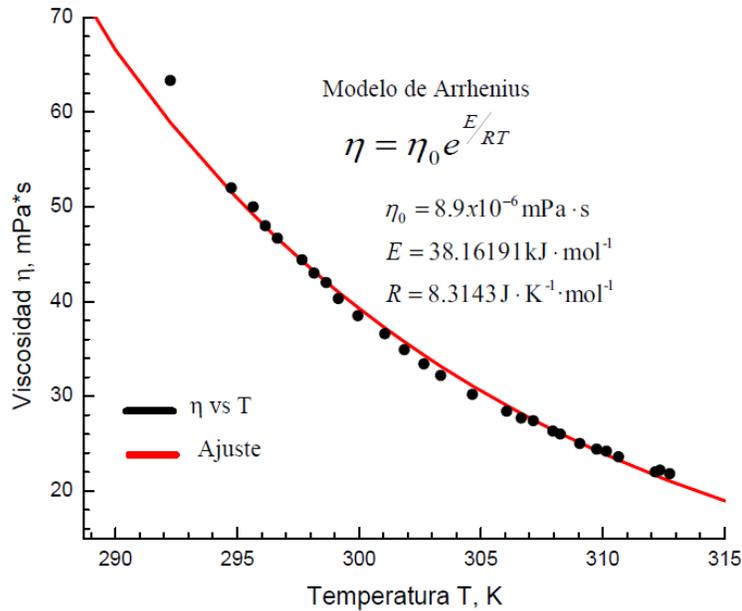


Figura 4.2: Viscosidad vs Temperatura del 1,2 Propanodiol a presión ambiente.

La ecuación de Arrhenius es,

$$\eta = \eta_0 e^{E/RT}$$

donde η es la viscosidad; η_0 es la constante pre-exponencial; E es la energía de activación; R es la constante de los gases ideales con un valor de $8.3143 \text{ J} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{mol}^{-1}$, y T es la temperatura absoluta en K. Por otro lado, la representación logarítmica de la ecuación de Arrhenius permite obtener un modelo de regresión lineal entre η y T para estimar el parámetro pre-exponencial y la energía de activación.

La representación logarítmica es:

$$\ln(\eta) = \frac{E}{R} \left(\frac{1}{T} \right) + \ln(\eta_0)$$

La grafica de la Figura 4.3 muestra la curva de viscosidad vs temperatura en términos de la representación logarítmica de Arrhenius $\ln(\eta)$ vs $1/T$ así como su ajuste lineal y la ecuación de recta correspondiente. La regresión lineal tiene un coeficiente de determinación de $R^2=0.9943$ lo que indica un ajuste confiable del modelo.

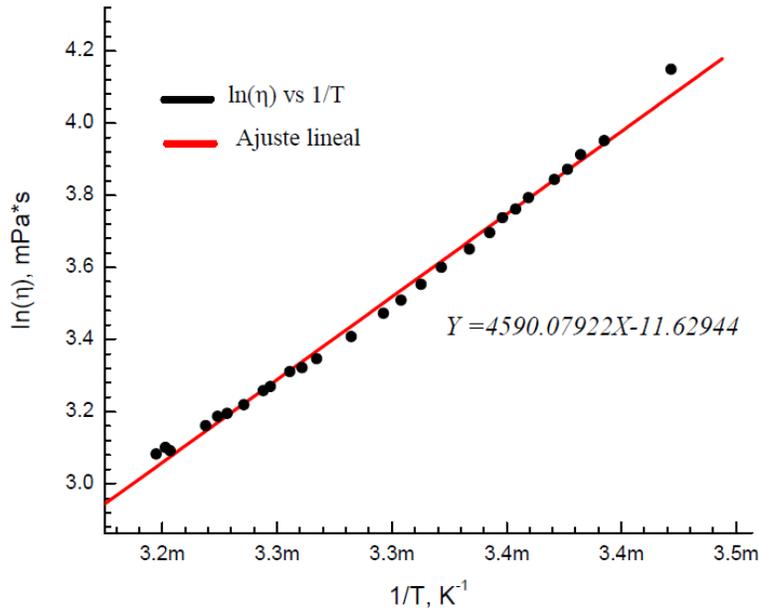


Figura 4.3: Ajuste lineal de la representación logarítmica de la ecuación de Arrhenius para la viscosidad del 1,2 Propanodiol.

Al igualar los términos de la ecuación de recta y la ecuación logarítmica de Arrhenius se obtiene la constante η_0 y la E correspondiente del 1,2 Propanodiol, así como sus respectivos errores de aproximación obtenidos de la regresión lineal.

$$\frac{E}{R} \left(\frac{1}{T} \right) + \ln(\eta_0) = 4590.07922X - 11.62944$$

$$\frac{E}{R} = 4590.07922 \quad \text{Error : } 69.5 \quad \ln(\eta_0) = -11.62944 \quad \text{Error : } 0.229$$

Finalmente, η_0 y E son:

$$\eta_0 = 8.9 \times 10^{-6} \text{ mPa} \cdot \text{s}$$

$$E = 38.16191 \text{ kJ} \cdot \text{mol}^{-1}$$

La curva de ajuste trazada en la Figura 4.2 (color rojo) muestra el comportamiento estimado de η en función de T y los parámetros del modelo de Arrhenius para el 1,2 Propanodiol. Ésta curva es tomada como curva de referencia para determinar el cambio en la viscosidad en función de la temperatura después de aplicar ultrasonido.

4.2 Sistema para la reproducción de MBSL

Para la producción de burbujas (cavidades) por ultrasonido dentro de un líquido, se utiliza un sonotrodo, el cual transmite y amplifica la energía mecánica proveniente del transductor piezoeléctrico confinado en su estructura. Este sonotrodo es de un procesador ultrasónico comercial marca *Sonics*® con potencia de 500 W centrado en 20 kHz; la punta se sumerge dentro 1 litro de 1,2 Propanodiol previamente desgasificado y refrigerado a una temperatura de 9 °C contenido dentro de un resonador cónico como se muestra en la Figura 4.4.

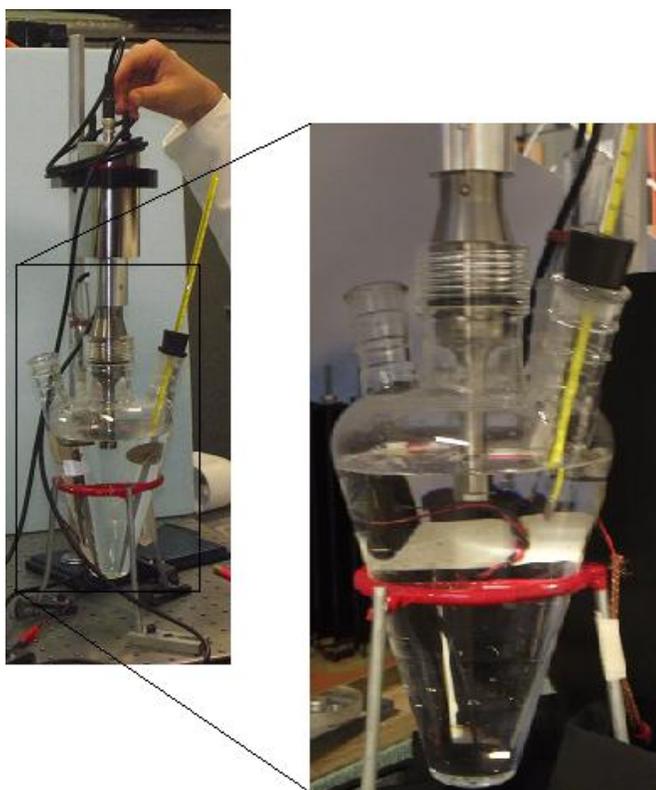


Figura 4.4: Punta ultrasónica sumergida en 1 litro de 1,2 Propanodiol. Para una cierta amplitud y frecuencia de operación, el sonotrodo aplica una tensión mecánica al fluido favoreciendo la formación de burbujas en las zonas de rarefacción. Estas burbujas se generan, expanden, comprimen y colapsan a la misma frecuencia de oscilación del piezoeléctrico y en algunos casos particulares emiten luz.

El sonotrodo se energiza a través del generador electrónico de potencia que proporciona la amplitud, forma de onda y frecuencia de la señal de voltaje, comúnmente una señal senoidal. En éste caso, el sistema empleado para la reproducción de MBSL se muestra en la Figura 4.5; se observa el generador ultrasónico conformado por el generador de funciones a , la etapa de

potencia $d-f$ y el sonotrodo g inmerso en el fluido dentro de un resonador h . El osciloscopio digital y el multímetro, b) y c) respectivamente, son empleados para la adquisición de señales y para monitoreo de la corriente de salida del amplificador.

Para sensar los efectos de la cavitación y la propagación de las ondas ultrasónicas en el medio, se emplean tres dispositivos piezoeléctricos de distintas formas y características: en primer lugar es sumergido un transductor centrado a 1 MHz y un ancho de banda de 2 MHz. A su vez se colocan 2 sensores piezoeléctricos para altas y bajas frecuencias; el de altas frecuencias es un sensor de película, rectangular con ancho de banda de 1 GHz situado en la superficie exterior-baja del resonador cónico; el ultimo, en el orden de los kHz, de forma circular y ubicado en la parte exterior-media del resonador. Además se colocó un termómetro de mercurio para medir constantemente la temperatura durante las pruebas experimentales y en base a la curva de referencia estimar la viscosidad. La Figura 4.6 muestra el transductor y los sensores piezoeléctricos así como su posición en el resonador.

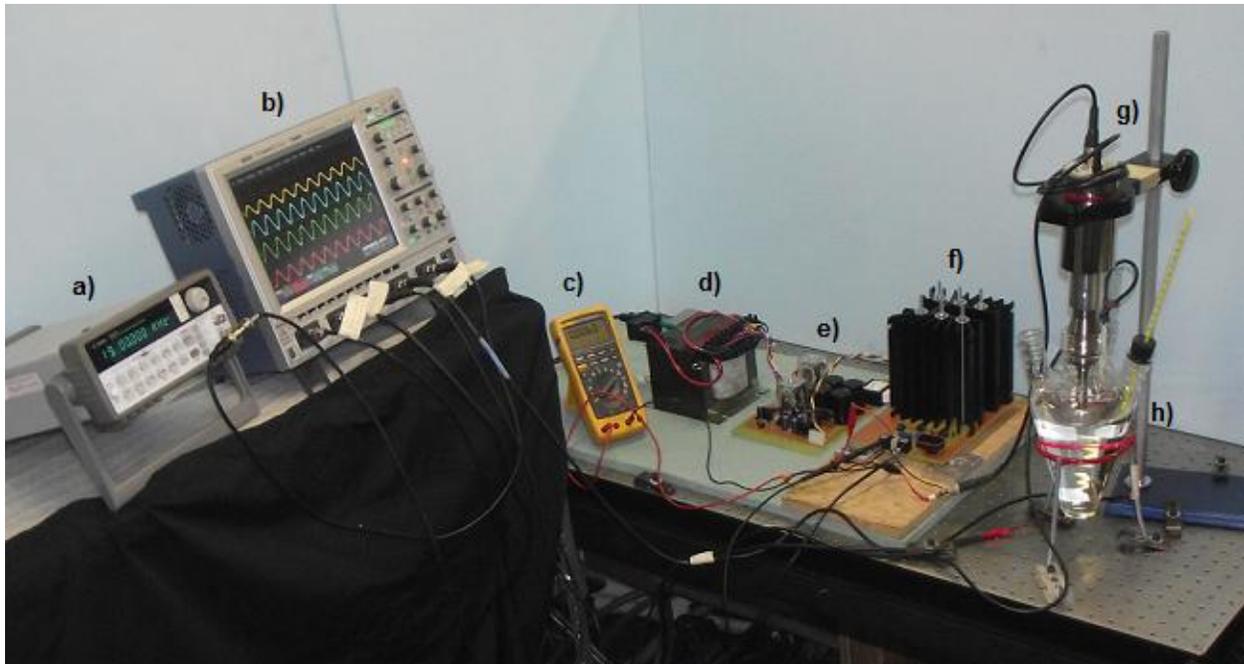


Figura 4.5: Sistema para la reproducción de MBSL donde, a) Generador de Funciones, b) osciloscopio Digital/1GHz, 4 canales, c) multímetro d)-f) etapa de potencia: transformador, fuente y amplificador, g) Sonotrodo/ 20 kHz h) resonador cónico con un litro de 1,2 Propanodiol (Propilenglicol).

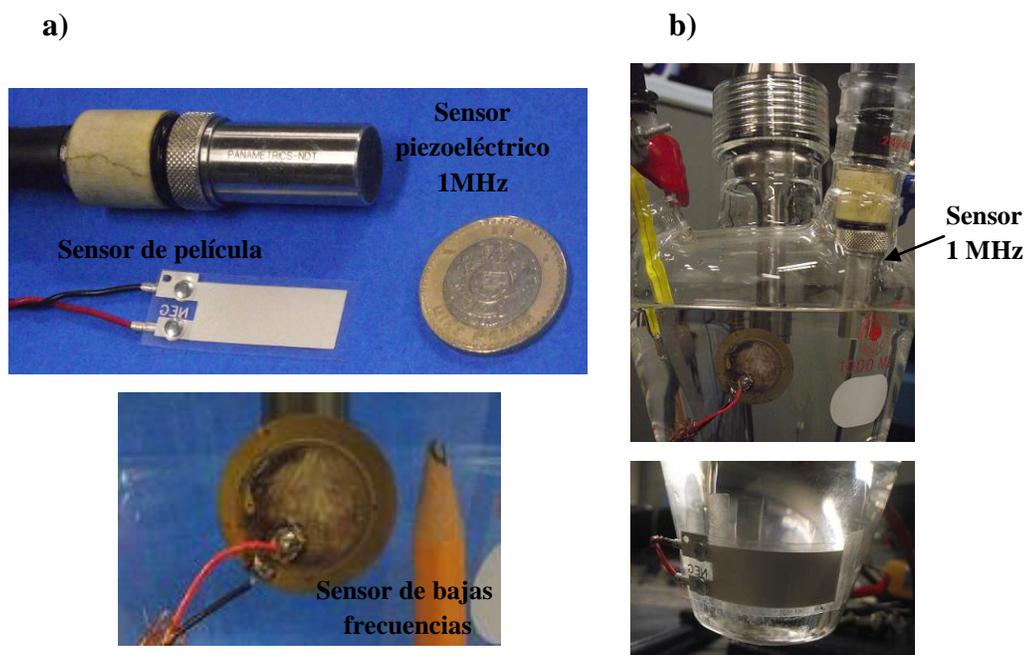


Figura 4.6: Transductor y sensores piezoeléctrico, a) tamaños, formas y b) posición en el resonador.

Finalmente, en el diagrama de la Figura 4.7 se observa la conexión de los elementos involucrados para llevar a cabo la reproducción de MBSL. El generador de funciones además de proveer la señal a amplificar, funciona como señal de disparo (trigger externo) para la adquisición, la cual es conectada al canal auxiliar del osciloscopio con las siguientes características: acoplamiento de DC; Nivel de disparo: 0mV; e impedancia $Z=50 \Omega$.

El voltaje de salida del amplificador así como las señales provenientes de los sensores piezoeléctricos son adquiridos en los 4 canales del osciloscopio de acuerdo a la Tabla 4.2 que muestra las características de los canales así como el sensor correspondiente.

Tabla 7: Características de los canales del osciloscopio.

	Acoplamiento	Impedancia	Escala vertical	Conexión
Canal 1	DC	1 M Ω	100 mV/div	Sensor bajas frecuencias
Canal 2	DC	1 M Ω	100 mV/div	Sensor de película
Canal 3	DC	1 M Ω	100 mV/div	Sensor altas frecuencias
Canal 4	DC	1 M Ω	20 V/div	Punta atenuadora

Por otro lado, es necesaria la conexión de un amperímetro digital en serie con el sonotrodo para monitorear la corriente suministrada a la carga, la cual debe permanecer por debajo de 1.5 A para evitar daños al amplificador operacional de potencia.

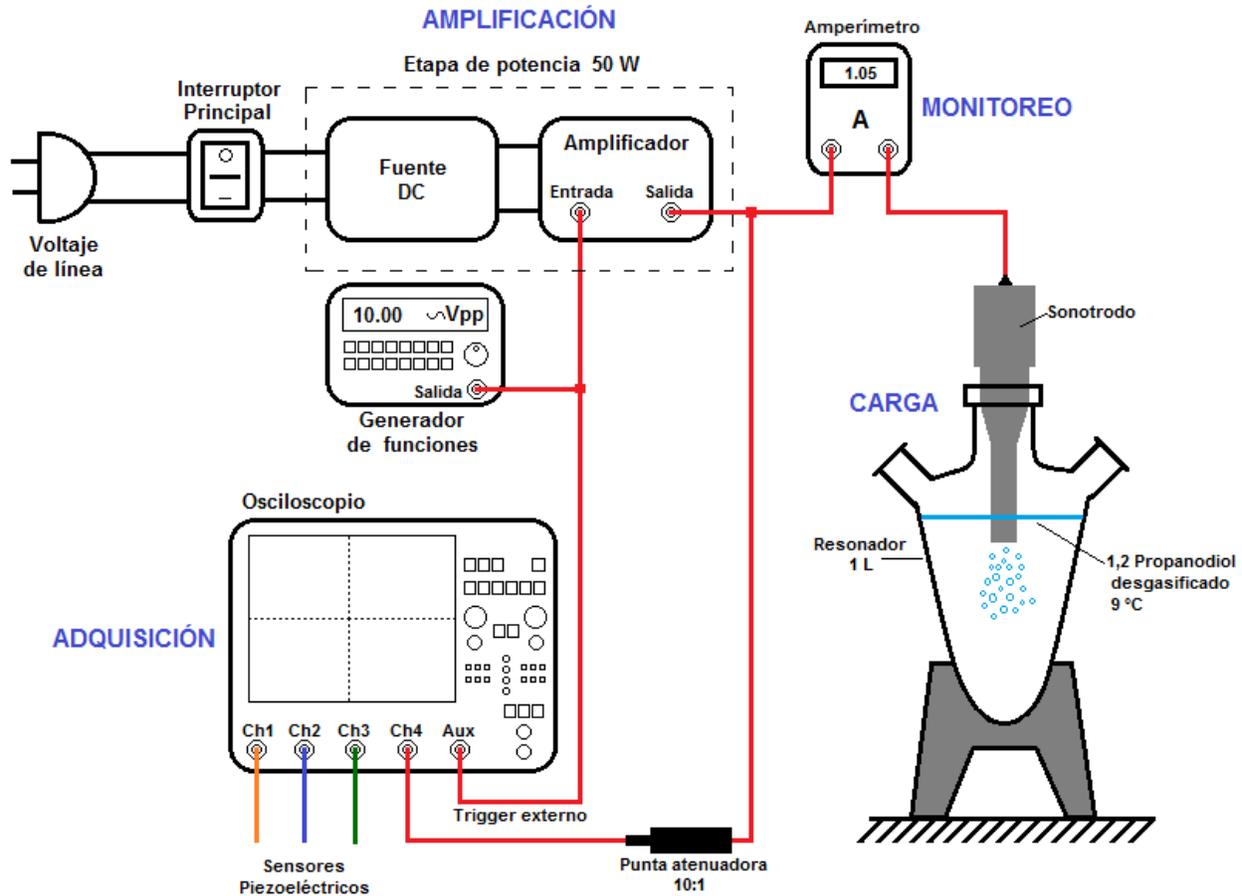


Figura 4.7: Diagrama de conexión entre la etapa de amplificación, adquisición, monitoreo y carga del sistema para la reproducción de MBSL.

Una vez montado el sistema y realizar las conexiones pertinentes, el procedimiento para llevar a cabo la reproducción de la sonoluminiscencia de múltiples burbujas es el siguiente:

- Se verifica que la fuente de alimentación proporcione los voltajes correctos de polarización. Esto se realiza sin conectar la fuente al amplificador.
- Sin entrada al amplificador, se enciende el sistema.
- Se utiliza la misma señal de entrada al amplificador como señal de disparo externo (trigger) para el inicio de la adquisición del osciloscopio, ver Figura 4.7.
- Se conecta la señal del generador de funciones a la entrada del amplificador.
- Con el sistema al 50% de capacidad (70 Vpp) se realiza un barrido en frecuencia para encontrar los múltiplos de la frecuencia de resonancia de la carga. Estas frecuencias se identifican observando las señales provenientes de los sensores piezoeléctricos las cuales crecen en amplitud, alcanzan un valor máximo y posteriormente decrecen.

- A una frecuencia de resonancia encontrada, se incrementa la amplitud de voltaje en la carga para aplicar mayor tensión al líquido y se observa si se presenta cavitación. Es necesario estar monitoreando la corriente para no exceder el valor nominal del amplificador.
- Se adquieren las señales de los sensores piezoeléctricos y se observa si existe emisión de luz.
- Se busca otra otro múltiplo de frecuencia de resonancia. Por seguridad la amplitud de voltaje aplicada al sonotrodo se disminuye a 70 Vpp para evitar picos de corriente indeseados.

4.3 Resultados

Aplicando el procedimiento anterior, se realiza un barrido en frecuencia en el intervalo de 19.6 kHz a 700 kHz para observar el comportamiento dinámico de la cavitación por ultrasonido. Se observa múltiple formación de cúmulos de burbujas y en algunos casos la presencia de luminiscencia. Además, las burbujas siguen distintas trayectorias dentro del resonador. Respecto a las señales provenientes de los 3 sensores piezoeléctricos (procesadas con el software *Origin Pro 7*), se observa distorsión de su forma senoidal por la presencia de las cavidades así como múltiples cambios en fase y amplitud. En las Figuras 4.8 a 4.10 se muestran las fotos y señales normalizadas de tres eventos con distintas trayectorias durante la reproducción de MBSL así como los datos correspondientes a cada prueba.

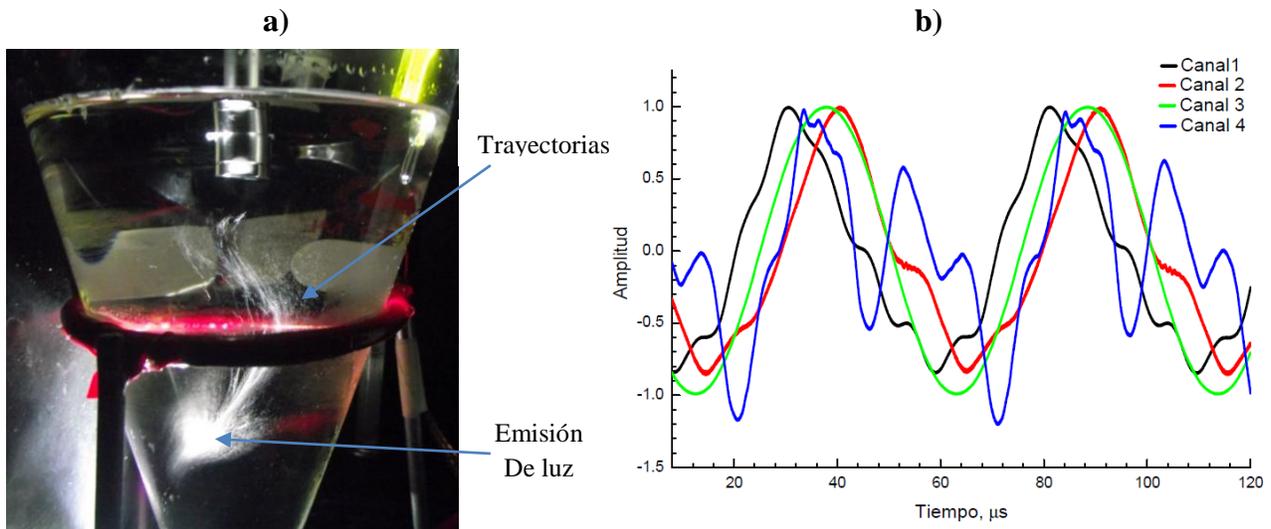


Figura 4.8: Formación de un cúmulo, a) burbujas dentro del resonador cónico y b) señales provenientes de los sensores piezoeléctricos: Canal 1: piezoeléctrico bajas frecuencias; Canal 2: sensor de Película; Canal 3: punta atenuadora, salida del amplificador; Canal 4: piezoeléctrico 1MHz. Frecuencia aplicada 19.778 kHz, $V_{in}=2.8$ Vpp, $V_{out}=143.9$ Vpp, $I=148$ mA, $T=7.11$ °C

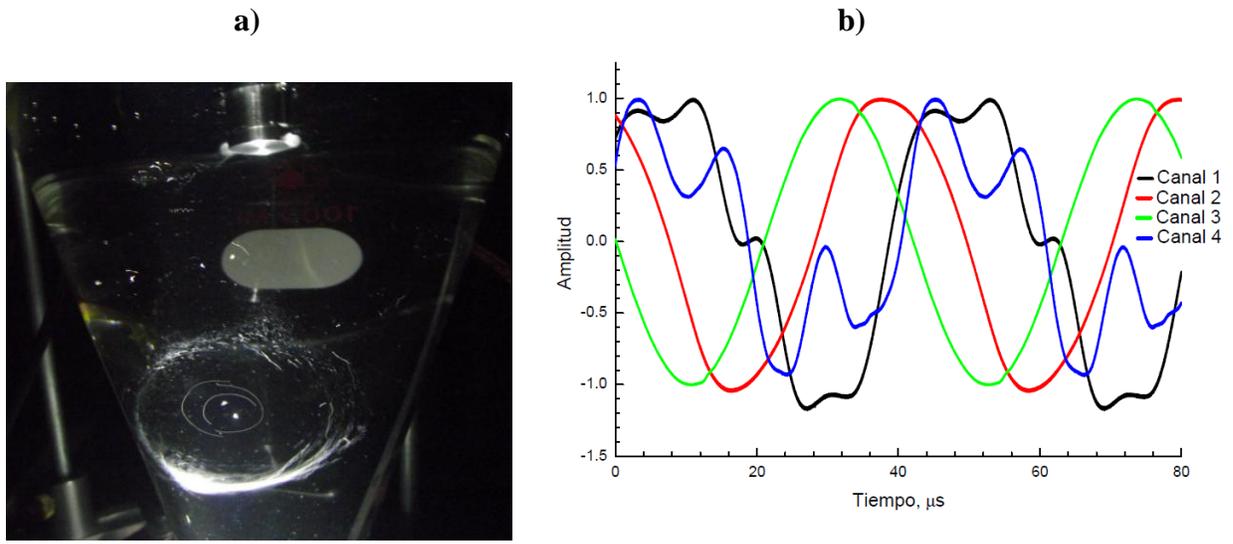


Figura 4.9: Burbujas siguiendo una trayectoria circular, a) burbujas dentro del resonador cónico y b) señales provenientes de los sensores piezoeléctricos: Canal 1: piezoeléctrico bajas frecuencias; Canal 2: sensor de Película; Canal 3: punta atenuadora, salida del amplificador; Canal 4: piezoeléctrico 1MHz. Frecuencia aplicada 23.8054 kHz, $V_{in}=2.64$ Vpp, $V_{out}=141$ Vpp, $I=454$ mA, $T=13$ °C

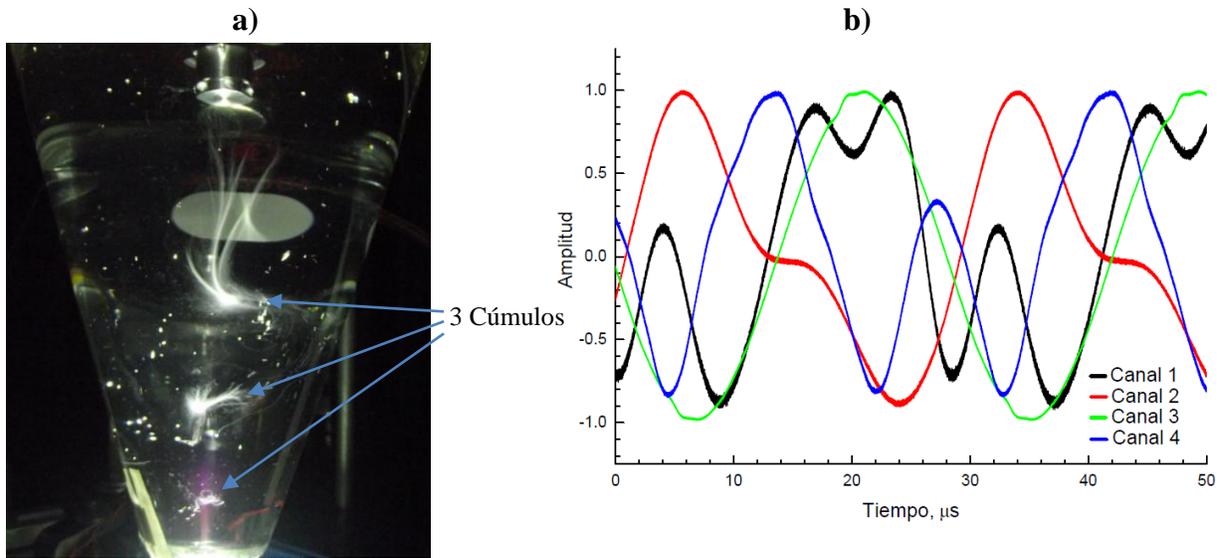


Figura 4.10: Formación de tres cúmulos, a) burbujas dentro del resonador y b) señales provenientes de los sensores piezoeléctricos: Canal 1: piezoeléctrico bajas frecuencias; Canal 2: sensor de Película; Canal 3: punta atenuadora, salida del amplificador; Canal 4: piezoeléctrico 1MHz. Frecuencia aplicada 33.3191 kHz, $V_{in}=1.98$ Vpp, $V_{out}=97.9$ Vpp, $I=1.08$ A, $T=17$ °C.

Por otro parte, la Figura 4.11 muestra los perfiles de corriente a través del sonotrodo en función de la frecuencia así como la temperatura del 1,2 Propanodiol dentro del resonador, los cuales presentan un comportamiento no lineal. Éste comportamiento es irregular en la corriente, donde se observan picos que superan la corriente nominal del amplificador en las frecuencias de 23.8 kHz y 103 kHz. Además, se marca con un * el tipo de acumulación de burbujas en la reproducción de MBSL incluyendo los tres antes mencionados.

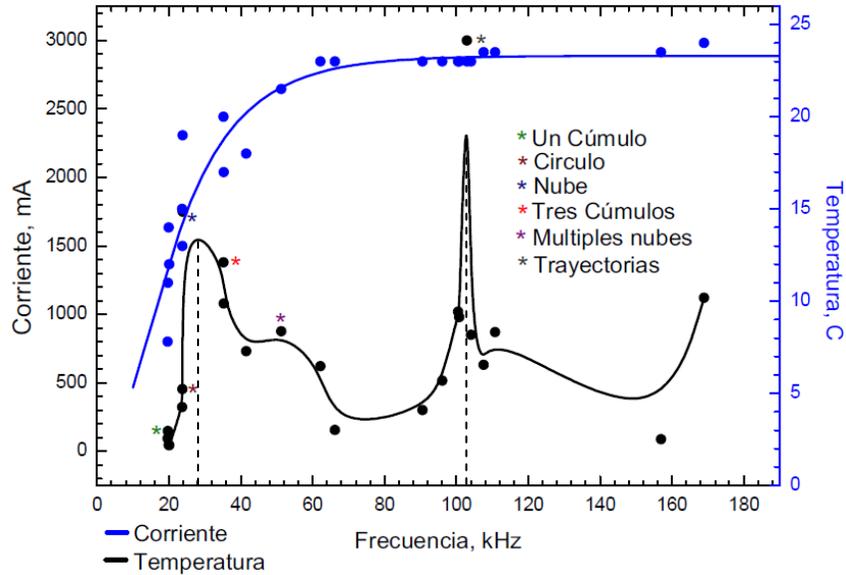


Figura 4.11: Corriente a través del sonotrodo (negro) y temperatura dentro del resonador (azul).

Así mismo, con los datos del voltaje de entrada y salida del amplificador se traza en una misma grafica (Figura 4.12) la curva de ganancia en lazo cerrado G (bajo condiciones de carga) y la curva de corriente descrita en la figura anterior. Se observa que el comportamiento de la ganancia en lazo cerrado está ligado a las variaciones en la corriente suministrada por el amplificador, donde las caídas más pronunciadas en la curva de G coinciden con los picos más altos de corriente. Como observación, si se traza a la mitad de la grafica una línea horizontal, se observa un comportamiento en espejo entre ambas curvas, es decir, se comportan de manera opuesta una con respecto a la otra.

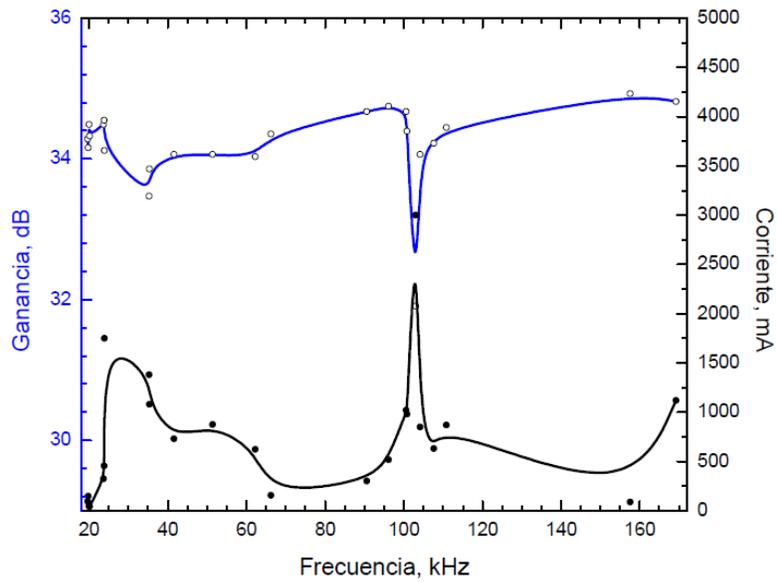


Figura 4.12: Corriente a través del sonotrodo (negro) y ganancia en lazo cerrado G de AOP (azul).

Finalmente, se mide nuevamente la viscosidad del 1,2 Propanodiol para comprobar si existe una disminución en esta propiedad después de aplicar ultrasonido. Con la curva de ajuste trazada a partir del modelo de Arrhenius (determinada en la sección anterior) el valor de viscosidad a 292.35 Kelvin (19.2 °C) es 58.62 cP, utilizando el viscosímetro digital, y tomando una muestra de ½ litro de fluido a la misma temperatura se obtienen valor 57.96 cP lo que equivale a una disminución de 0.66 cP o del 1.125%.

Conclusiones y Recomendaciones

Es ésta tesis, se describe el diseño, implementación y pruebas de una etapa de potencia usando un amplificador operacional (PA107DP de *Cirrus Logic*®) que suministra 50 W con un ancho de banda de 2 MHz. El amplificador se diseña con una ganancia en voltaje de 50 y una salida de 140 Vpp con una corriente de hasta 1 A. Este dispositivo, junto con un generador de funciones y un sonotrodo comerciales, conforman un generador ultrasónico que se aplica para realizar estudios de la Sonoluminiscencia de múltiples burbujas en medios visco-elásticos que se llevan a cabo en el Laboratorio de Pruebas No Destructivas del IINGEN (edificio 18).

El trabajo se dividió en dos partes:

Amplificador

El desempeño del dispositivo se probó bajo condiciones de carga y sin carga; en donde se obtuvieron resultados experimentales que superaron las expectativas de diseño.

Sin carga, y con una ganancia en lazo cerrado de 50 (34 dB) se tiene un ancho de banda de 3.5 MHz, el cual es mayor a lo especificado en la hoja de datos del PA107DP (2 MHz). La máxima amplitud de voltaje (no saturada) entregada por el amplificador es de 153 Vpp, que depende de la curva de ganancia trazada en el Capítulo 3.

Bajo carga, se presenta un comportamiento no deseado con respecto a la corriente de salida del dispositivo en donde se producen picos que sobrepasaron la corriente nominal del amplificador (1 A) entre las frecuencias de 23.8 kHz y 103 kHz. Lo anterior es producto de la no linealidad del sonotrodo al trabajar fuera de su frecuencia de resonancia. Además, la conexión directa entre el amplificador y la carga es ineficiente, debido a que no se tiene máxima transferencia de energía entre estos. Por tal motivo, es necesaria una etapa de acoplamiento de impedancias, la cual, tiene la función igualar las impedancias entre el amplificador y la carga, compensar la reactancia capacitiva del sonotrodo y reducir las pérdidas en potencia.

Finalmente, para el diseño electrónico del amplificador se seleccionaron elementos pasivos de baja inductancia (no inductivos) como capacitores y resistencias de montaje superficial para evitar cambios en los valores de los elementos al variar la frecuencia de operación. La implementación del circuito se realizó en una tarjeta fotosensible a la luz UV para obtener un mejor trazado en las pistas de cobre y obtener un trabajo profesional.

Fuente de alimentación

La construcción de la etapa de potencia involucro el diseño e implementación de una fuente de alimentación de DC con tres niveles voltajes, ± 80 , ± 15 y $+5$ V, diseñada de acuerdo a la teoría de fuentes lineales. Su desempeño cubre las expectativas del proyecto al proveer de manera adecuada y sin contratiempos la energía que el amplificador demanda, sin embargo, es necesario un rediseño para mejorar el sistema de relevadores que carga y descarga los capacitores para las líneas no reguladas de $+80$ y -80 V, así como disminuir el calentamiento de algunos de sus componentes.

Como tarea inmediata, es importante montar el sistema sobre una superficie no conductora como madera, acrílico ó cartón durante su uso para prevenir una descarga eléctrica o corto circuito que ponga en riesgo la integridad física del operador; mientras se termina el diseño del gabinete para el sistema ultrasónico.

Recomendaciones

Manejar con precaución las características de la señal de entrada al sistema para evitar daños permanentes al amplificador operacional de potencia (ver capítulo 4). Dentro de las precauciones están: polarizar correctamente, evitar un incremento indeseado de corriente y/ó una saturación del voltaje de salida del amplificador durante un lapso de tiempo prolongado (ver la curva SOA en la hoja de especificaciones del PA17DP); ya que se dañaría la etapa de salida interna del PA107DP.

Mejoras a este desarrollo electrónico serán principalmente para garantizar un desempeño más adecuado y aumentar la protección al dispositivo. Estas deben incluir:

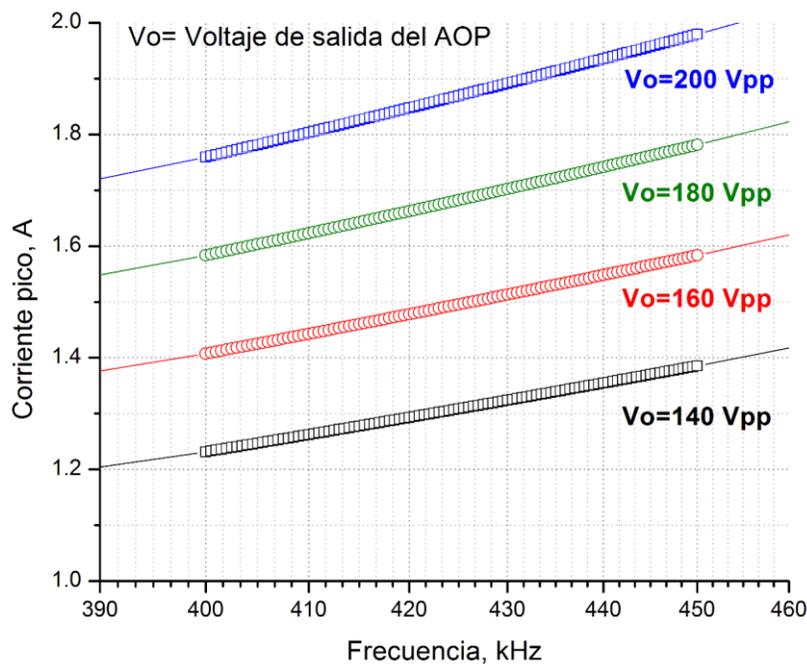
- un limitador de corriente al amplificador para evitar picos de corriente excesivos. Se recomienda el diseño en base al documento del Anexo 4,
- un acoplador de impedancias entre el amplificador y la carga para garantizar la máxima transferencia de energía con las menores pérdidas,
- el rediseño de la fuente de alimentación con el fin de disminuir el calentamiento de sus elementos, tener una salida de ± 80 V totalmente simétrica y regulada, así como reducirla en tamaño y peso; así como también separar la tierra del voltmetro digital con la de los circuitos analógicos, ya que se observo de ruido en la señal de salida del amplificador,
- añadir una etapa de amplificación de voltaje para obtener mejores resultados en la reproducción de MBSL considerando la geometría del resonador empleado,
- y por último, desarrollar un gabinete especial para montar la etapa de potencia.

APENDICES

Apéndice A: Graficas de corriente de salida I_o del PA107DP.

Para estimar a que frecuencia el amplificador entrega la máxima intensidad de corriente pico a la carga (sonotrodo), se realizaron cuatro graficas de I_o vs f (Grafica 1), en las cuales se tomo el intervalo de frecuencias para el cual I_o alcanza su límite. A su vez, estas graficas están valuadas para cuatro distintos voltajes máximos de salida del amplificador V_o (140, 160, 180 y 200 Vpp) recordando que $I_o = V_o * 2\pi * f * C$.

Es fácil notar que, a medida que la frecuencia aumenta, la intensidad de corriente a través del sonotrodo crece para los cuatro casos valuados, siendo el perfil $V_o=140$ Vpp, el que a mayor frecuencia se obtiene menor intensidad de I_o en comparación con los demás perfiles. A 400.5 kHz y 140 Vpp, I_o tiene un valor de 1.23 A pico que se encuentra dentro del rango de corriente de salida que es de ± 1.5 A.



Gráfica 1: corriente vs frecuencia, PA107DP

Apéndice B: Elaboración de las tarjetas de circuito impreso (PCB) para la fuente y el amplificador.

El diseño de las pistas para cada una de las tarjetas de circuito impreso (PCB por sus siglas en inglés) se llevo a cabo con el software *Ares 7 Profesional de Proteus®*. Fue necesaria la elaboración de librerías para distintos elementos electrónicos los cuales no tenían el modelo dentro del programa, por ejemplo: los relevadores, la resistencia de 5 W, los conectores y los puentes de diodos para la fuente de alimentación; mientras que para el amplificador se elaboró el chip del amplificador, el disipador de calor y algunas resistencias de montaje superficial. Finalmente las pistas fueron trazadas automáticamente con ayuda del programa y se personalizó su grosor y separación entre éstas. Las Figuras A-D muestran la parte superior e inferior de las tarjetas para la fuente y el amplificador.

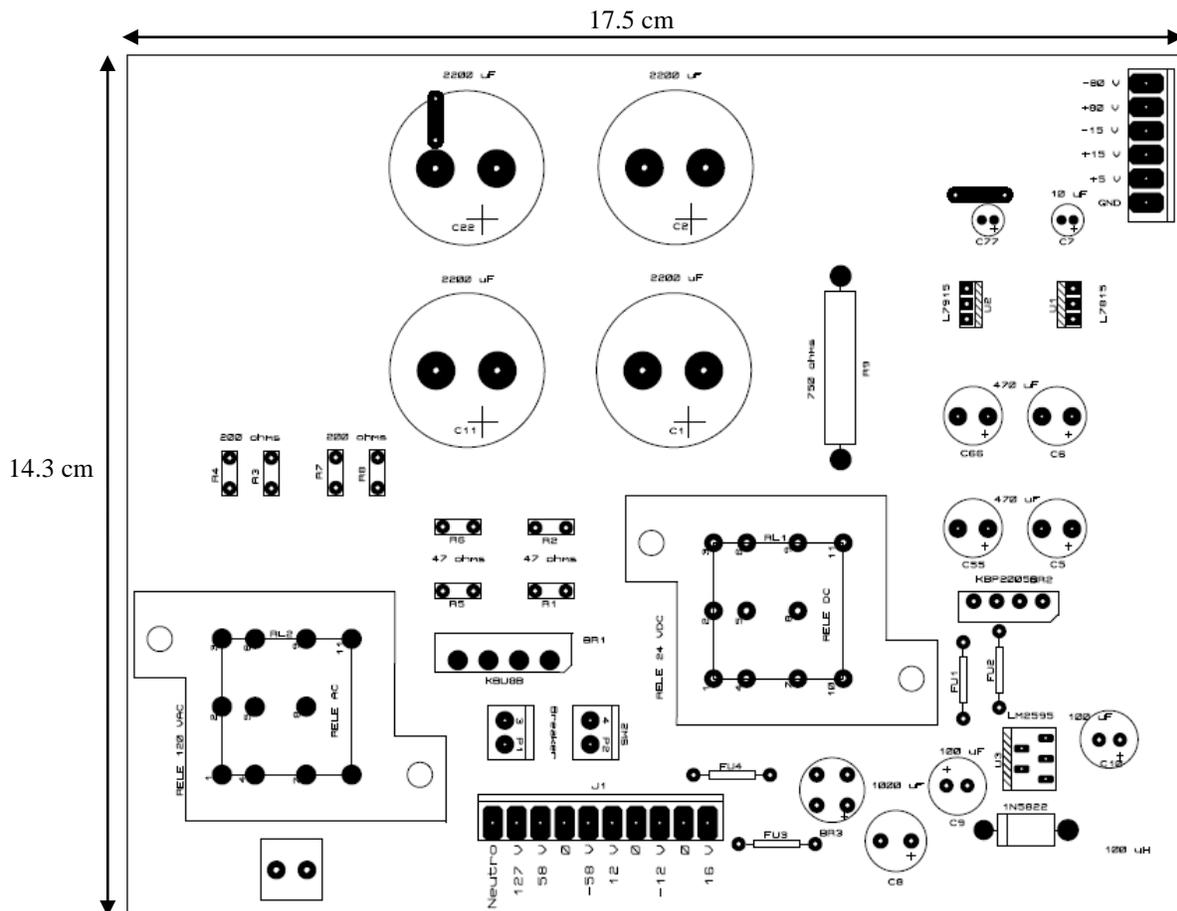


Figura A: Cara superior de la PCB, fuente de alimentación.

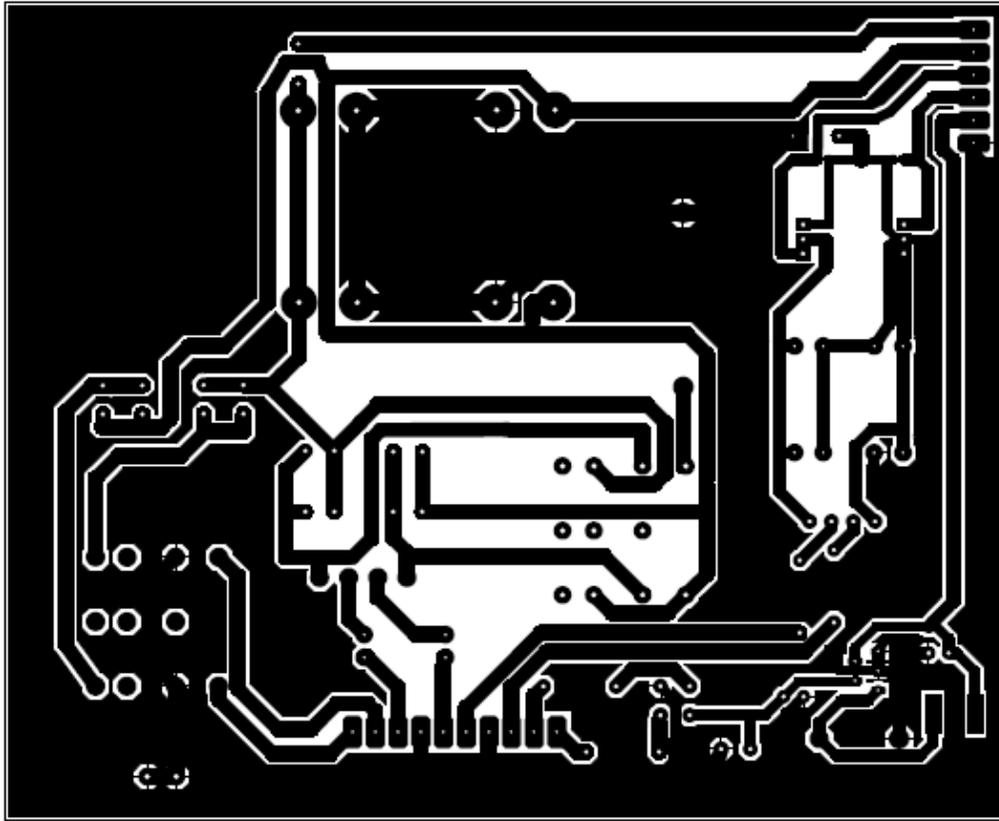


Figura B: Cara inferior de la PCB, fuente de alimentación.

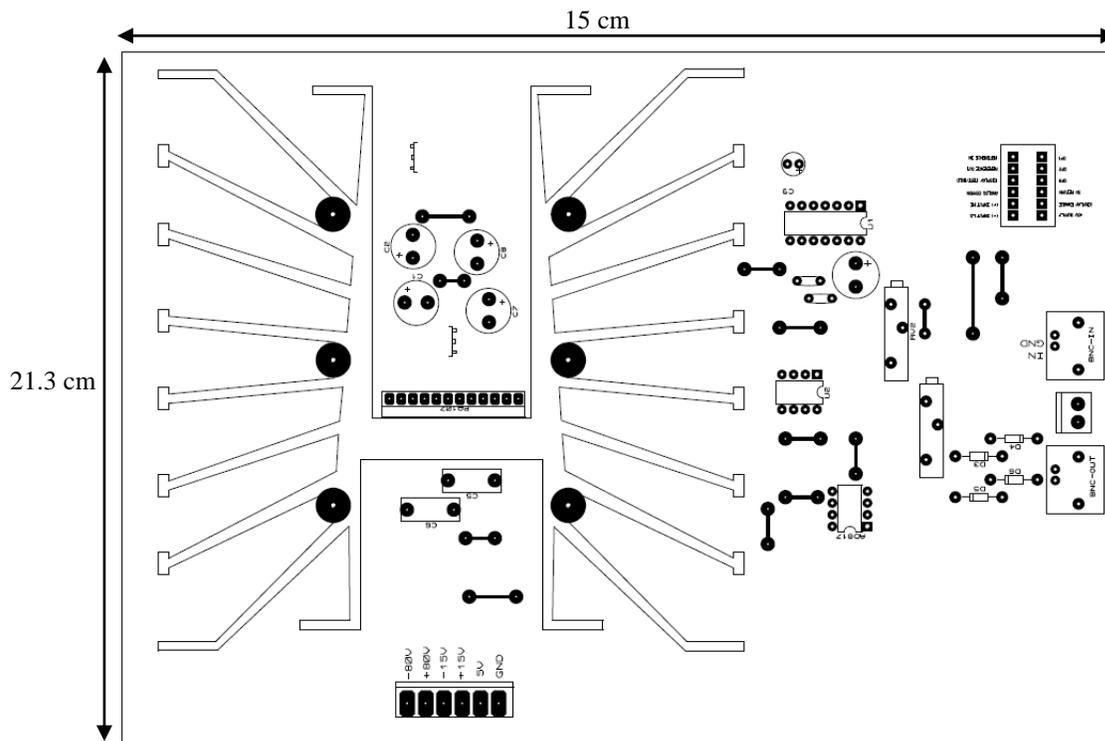


Figura C: Cara superior de la PCB, amplificador

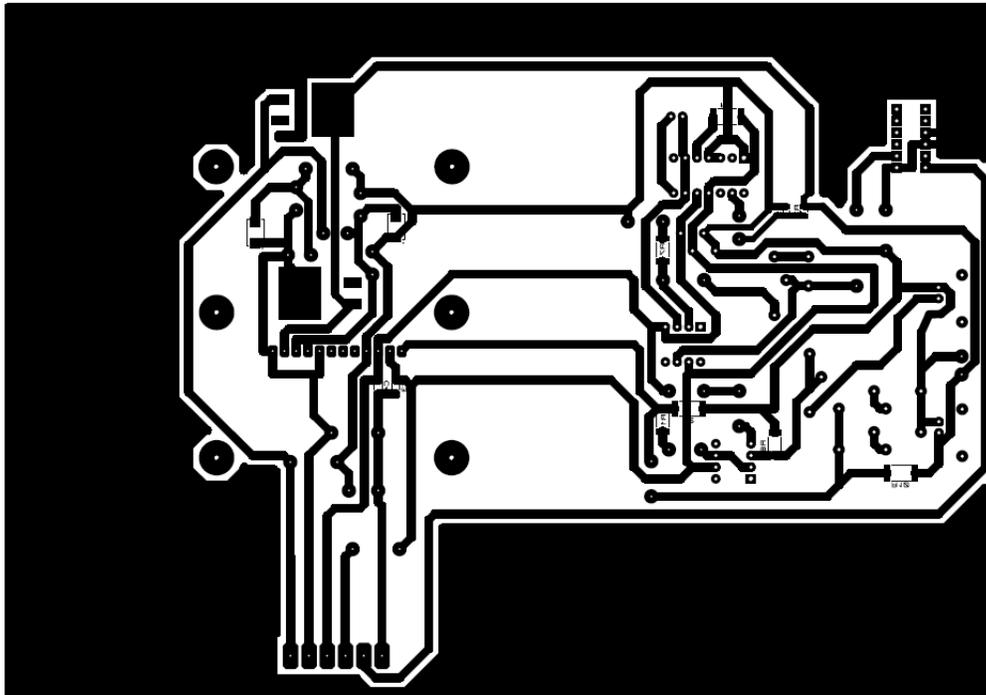


Figura D: Cara inferior de la PCB, amplificador.

Las PCB's se elaboraron con dos placas de cobre de 15.24 X 22.86 cm y fotosensibles a la luz ultravioleta (positivas) fabricadas por la compañía *MG Chemicals®*.

Para transferir la cara inferior de los circuitos sobre las placas fotosensibles se utilizó una transparencia la cual tenía impresa las pistas del circuito correspondiente. Se colocó la transparencia sobre la tarjeta y se irradió luz ultravioleta durante 20 minutos con una lámpara de xenón. Después de la exposición fue necesario revelar la tarjeta, es decir, con un líquido especial (revelador) se retiró de la placa la resina fotosensible que ha sido expuesta a la radiación ultravioleta, quedando en la PCB la resina no expuesta. Una vez reveladas, las tarjetas tienen la apariencia que se observa en la Figura E, que muestra únicamente la PCB de la fuente de alimentación.

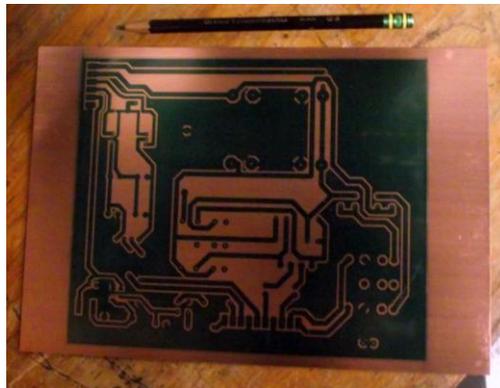


Figura E: PCB de la fuente de alimentación después de la exposición a la luz ultravioleta, la parte verde oscuro es la resina no expuesta a la luz ultravioleta.

Finalmente, se ataco con cloruro férrico el cobre de las zonas que ya no tenían resina fotosensible en cada una de las PCB's. En la Figura D se muestra únicamente la tarjeta del amplificador y la etapa de instrumentación lista para cortar, perforar y montar los elementos electrónicos correspondientes.

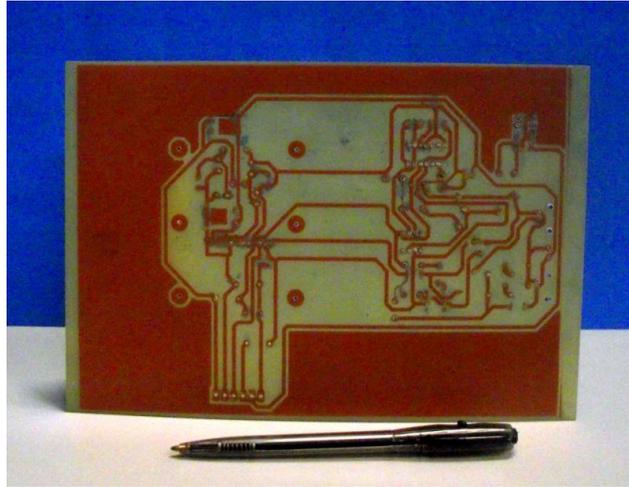


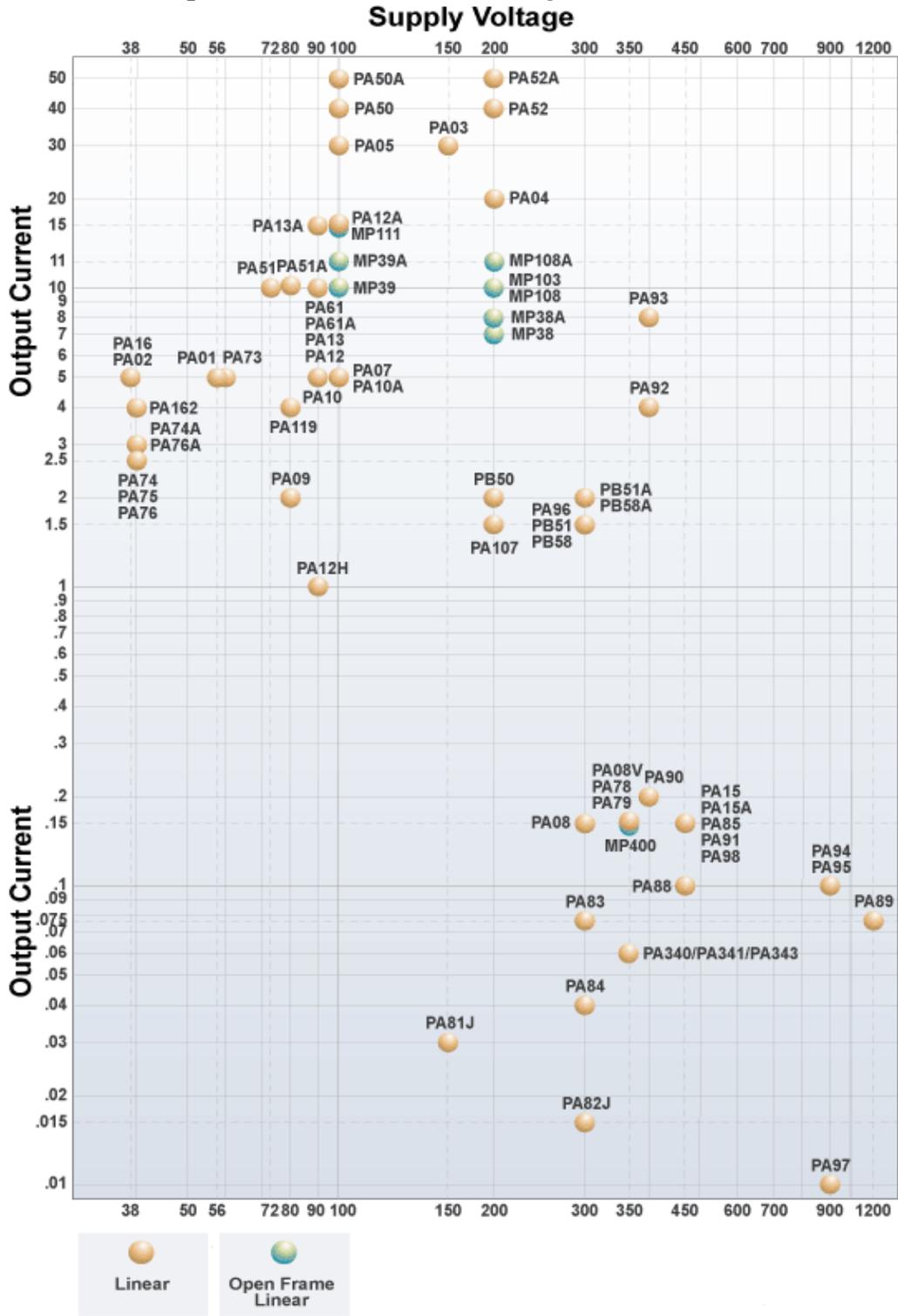
Figura D: Tarjeta PCB terminada correspondiente al Amplificador y la etapa de instrumentación.

Apéndice C: Mediciones tomadas del viscosímetro.

Velocidad angular RPM	Temperatura K	Viscosidad mPa*s	Porcentaje de troque %	Usillo
50	292.26	63.35	52.9	61
50	294.76	52	44.1	62
50	295.66	50	41.7	62
50	296.16	48	40	62
50	296.66	46.7	38.9	62
50	297.66	44.4	37	62
50	298.16	43	35.8	62
50	298.66	42	35	62
50	299.16	40.3	33.6	62
50	299.96	38.5	32.1	62
50	301.06	36.6	30.5	62
50	301.86	34.9	29.1	62
50	302.66	33.4	27.8	62
50	303.36	32.2	26.8	62
50	304.66	30.2	25.2	62
50	306.06	28.4	23.7	62
50	306.66	27.7	23.1	62
50	307.16	27.4	22.8	62
50	307.96	26.3	21.9	62
50	308.26	26	21.7	62
50	309.06	25	20.8	62
50	309.76	24.4	20.3	62
50	310.16	24.2	20.2	62
50	310.66	23.6	19.7	62
30	312.16	22.2	11	62
50	312.36	22	18.5	62
50	312.76	21.8	18.2	62

ANEXOS

Anexo 1: Matriz de amplificadores lineales, *Cirrus Logic*®.





Power Operational Amplifiers

FEATURES

- ◆ Power Bandwidth 170 V_{p-p} 2 MHz
- ◆ Output Voltage up to 180 Vp-p
- ◆ High Slew Rate 2500 V/ μ s Minimum with $A_{CL} = 20$
- ◆ High Gain Bandwidth Product 180 MHz
- ◆ High Output Current ± 1.5 A Steady State Within SOA
- ◆ High Peak Output Current ± 5 A

APPLICATIONS

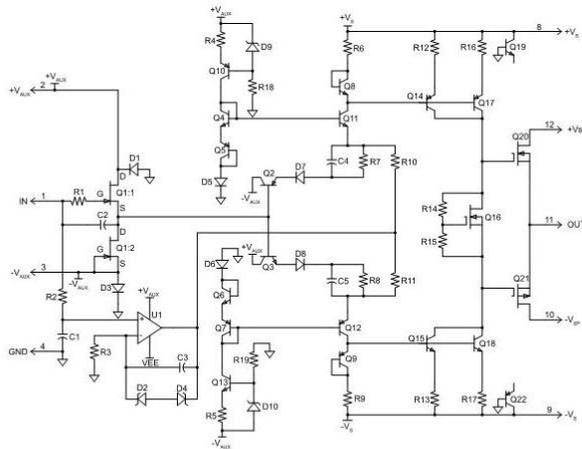
- ◆ Piezo Drive
- ◆ CRT Beam Intensity Control
- ◆ ATE Applications
- ◆ Line Driver

GENERAL DESCRIPTION

The PA107DDP is a state of the art wideband high power operational amplifier designed to drive resistive, capacitive or inductive loads. For optimum linearity the output stage is biased for class A/B operation. Feed forward technology is used to obtain wide bandwidth and excellent DC performance, but constricts use to inverting mode only. External compensation allows the user to obtain both high gain and wide bandwidth. Use of a heatsink is required to realize the SOA.

This hybrid integrated circuit uses thick film resistors, ceramic capacitors, and semiconductors to maximize reliability, minimize size, and give top performance. Ultrasonically bonded aluminum wires provide reliable interconnections at all operating temperatures. The 12 pin SIP package occupies only 2 square inches. The use of compressible insulation washers voids the warranty.

EQUIVALENT SCHEMATIC



PA107DDP



1. CHARACTERISTICS AND SPECIFICATIONS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Parameter	Symbol	Min	Max	Units
SUPPLY VOLTAGE, $+V_{cc}$ to $-V_{cc}$		40	200	V
SUPPLY VOLTAGE, $-V_{cc}$		-20	-100	V
SUPPLY VOLTAGE, $-V_{cc}$ to $+V_{AUX}$		20	36	V
SUPPLY VOLTAGE, $-V_{AUX}$		-10	-18	V
OUTPUT CURRENT, Steady State, (Within SOA)			1.5	A
OUTPUT CURRENT, peak, (Within SOA)			5	A
POWER DISSIPATION, internal, DC			62.5	W
INPUT VOLTAGE		$-V_{AUX} + 2$	$+V_{AUX} - 2$	V
TEMPERATURE, pin solder, 10s			260	$^{\circ}$ C
TEMPERATURE, junction (Note 2)			150	$^{\circ}$ C
TEMPERATURE RANGE, storage		-40	+85	$^{\circ}$ C
OPERATING TEMPERATURE, case		-25	+85	$^{\circ}$ C

SPECIFICATIONS

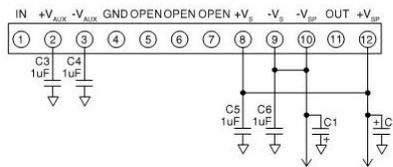
Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
	$V_{cc} = 100V$, $-V_{cc} = -100V$, $V_{AUX} = 15V$, $-V_{AUX} = -15V$				
INPUT					
OFFSET VOLTAGE			5	10	mV
OFFSET VOLTAGE vs. temperature			10		μ V/ $^{\circ}$ C
BIAS CURRENT, initial (Note 3)			300		pA
INPUT RESISTANCE, DC			13		G Ω
INPUT CAPACITANCE			2		pF
INPUT VOLTAGE RANGE			$-V_{AUX} + 2$	$+V_{AUX} - 2$	V
NOISE, RTI	1k source, 500 kHz BW, $A_{CL} = 101$		13		nV/ \sqrt{Hz}
GAIN					
OPEN LOOP GAIN @ DC			140		dB
OPEN LOOP GAIN @ 1MHz			40		dB
POWER BANDWIDTH, 170Vp-p	Full temperature range		2		MHz
OUTPUT					
VOLTAGE SWING	10M Ω in parallel with 10 pf		187		V_{p-p}
VOLTAGE SWING	$I_o = 1.5A$		$\pm V_{cc} \pm 10$		V
CURRENT, peak				± 5	A
CURRENT, Steady State (within SOA)				± 1.5	A
SLEW RATE, 25% to 75%		2500	3000		V/ μ s
SETTLING TIME to 0.1%			12		μ s

Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
POWER SUPPLY					
VOLTAGE, +V _{IN}		20		100	V
VOLTAGE, -V _{IN}		-100		-20	V
VOLTAGE, +V _{AUX}		10	15	18	V
VOLTAGE, -V _{AUX}		-18	-15	-10	V
CURRENT, QUIESCENT, +V _{IN}		20	30	35	mA
CURRENT, QUIESCENT, -V _{IN}		20	30	35	mA
CURRENT, QUIESCENT, -V _{AUX}			19	21	mA
CURRENT, QUIESCENT, +V _{AUX}			19	21	mA
THERMAL					
RESISTANCE, AC, junction to case (Note 6)				1.5	°C/W
RESISTANCE, DC junction to case				2	°C/W
RESISTANCE, junction to air				30	°C/W
TEMPERATURE RANGE, case		-25		85	°C

NOTES:

- All Min/Max characteristics and specifications are guaranteed over the Specified Operating Conditions. Typical performance characteristics and specifications are derived from measurements taken at typical supply voltages and T_C = 25°C.
- Long term operation at the maximum junction temperature will result in reduced product life. Derate power dissipation to achieve high MTTF.
- Doubles for every 10°C of case temperature increase.
- +V_{IN} and -V_{IN} denote the positive and negative supply voltages to the output stages.
- +V_{AUX} and -V_{AUX} denote the positive and negative supply voltages to the input stages.
- Rating applies if the output current alternates between both output transistors at a rate faster than 60Hz.

EXTERNAL CONNECTIONS

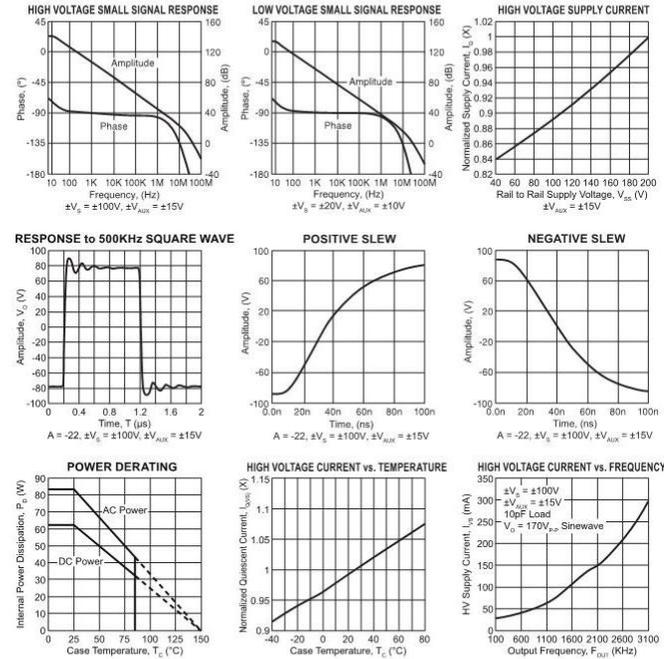


C1-2 = 10uF/A out (peak), electrolytic/tantalum, low frequency bypass.
C3-4 = 1uF 25V X7R ceramic capacitor recommended.
C5-6 = 1uF 200V X7R ceramic capacitor recommended.



12-pin SIP
Package Style DP
Formed leads available
See Package Style EE

2. TYPICAL PERFORMANCE GRAPHS



PIN DESCRIPTIONS

Pin #	Pin name	Description
1	IN	Summing Junction Input for Inverting Operational Amplifier
2	+V _{AUX}	+10V to +18V Supply for Input Circuits
3	-V _{AUX}	-10V to -18V Supply for Input Circuits
4	GND	Ground
5		Open Pin
6		Open Pin
7		Open Pin
8	+V _S	+20V to +100V Supply for Gain and Gate Driver Circuits
9	-V _S	-20V to -100V Supply for Gain and Gate Driver Circuits
10	-V _{SP}	-20V to -100V Supply for Output Source Follower
11	OUT	High Power Output of Amplifier
12	+V _{SP}	+20V to +100V Supply for Output Source Follower

3. GENERAL

Please read Application Note 1 "General Operating Considerations" which covers stability, power supplies, heat sinking, mounting, current limit, SOA interpretation, and specification interpretation. Visit www.cirrus.com for design tools that help automate tasks such as calculations for stability, internal power dissipation, current limit, heat sink selection, complete Application Notes library, Technical Seminar Workbook and Evaluation Kits.

CAUTION

In order to achieve the highest speed with limited space short circuit protection and thermal protection were sacrificed. Do not short the output. Note that if current limiting at 1.5 A could be used, and the output was shorted, internal dissipation would be 150 W. This would still destroy the amplifier, albeit more slowly.

4. INTERNAL POWER DISSIPATION AND HEATSINK SELECTION

With the unique combination of high voltage and speed of the PA107, traditional formulas for heatsink selection will falsely lower the apparent power handling capability of this amplifier. To predict operating temperatures use the following procedure:

Find internal dissipation (PD) resulting from driving the load. Refer to Apex Applications Note 1, General Operating Considerations, paragraph 7. Find total quiescent power (PD_Q) by multiplying 0.035 A by V_{SS} (total supply voltage), plus 0.021 times the total V_{AUX} (+V_{AUX} + |-V_{AUX}|). Find output stage quiescent power (PD_{OUT}) by multiplying 0.001 by V_{SS}.

Calculate a heatsink rating which will maintain the case at 85°C or lower.

$$R_{\text{BSA}} = \frac{T_c - T_A}{PD + PD_Q} - 0.1^\circ\text{C/W}$$

Where:

T_c = maximum case temperature allowed
T_A = maximum ambient temperature encountered

$$R_{\text{BSA}} = \frac{T_j - T_A - (PD + PD_{\text{OUT}}) \cdot R_{\text{JCS}}}{PD + PD_Q} - 0.1^\circ\text{C/W}$$

Calculate a heatsink rating which will maintain output transistor junctions at 150°C or lower.

Where:

T_j = maximum junction temperature allowed.
R_{JCS} = AC or DC thermal resistance from the specification table.
Use the larger heatsink of these two calculations.

5. REACTIVE LOADS

The PA107DP is stable at a gain of 20 or above when driving either inductive or capacitive loads. However an inductor is essentially a short circuit at DC, therefore there must be enough resistance in series to keep low frequency power within ratings.

When driving a 1nF capacitive load with a 180 V_{p,p} square wave, the current peak is 1 A. Driving the same capacitor with a 2.3 MHz sine wave, the power bandwidth frequency, results in 2.6 A_{r,p}. The power dissipated in the amplifier while driving a purely capacitive load is given by the formula:

$$P = 2V_{\text{pk}}V_s\pi X_C$$

$$P = 2I_{\text{pk}}V_s\pi$$

Where:

V_{pk} = Peak Voltage
V_s = Supply Voltage
X_C = Capacitive Reactance

Notice that the power increases as V_{pk} increases, such that the maximum internal dissipation occurs when V_{pk} is maximum. The power dissipated in the amplifier while driving 1 nF at 2.3 MHz would be 82.76 W. This would not be a good thing to do! But driving 1 nF at 1 MHz at 180V_{p,p} would result in 36.0 W, which could be within the AC power rating.

This formula is optimistic, it is derived for an ideal class B amplifier output stage.

6. FEEDBACK CONSIDERATIONS

The output voltage of an unloaded PA107DP can easily go as high as 95 V. All of this voltage can be applied across the feedback resistor, so the minimum value of a ½ W resistor in the feedback is 18050Ω. Practically, 20K is the minimum value for a un-derated ½ W feedback resistor.

In order to provide the maximum slew rate, power bandwidth, and usable gain bandwidth; the PA107DP is not designed to be unity gain stable. It is necessary to add external compensation for gains less than 20. Often lower performance op-amps may be stabilized with a capacitor in parallel with the feedback resistor. This is because there is effectively one additional pole affecting the response. In the case of the PA107DP, however there are multiple poles clustered near 30 MHz, therefore this approach does not work. A method of compensation that works is to choose a feedback capacitor such that the time constant of the feedback capacitor times the feedback resistor is greater than 33 n-seconds. Also install a capacitor from pin 1 to ground, the summing junction, greater than 20 times as large as the feedback capacitor. The feedback capacitor or summing junction capacitor without the other will degrade stability and often cause oscillation. With the compensation described the closed loop bandwidth will be the reciprocal of 2πτ_{FB}.

Alternatively, at the expense of noise and offset, the amplifier can be stabilized by a resistor across the summing junction such that the parallel combination of the input resistor and summing junction resistor is less than a twentieth of the value of the feedback resistor. Note that this will increase noise and offset by to 20 times the RTI values, but with 10 mV max offset and 13 nV/(Hz)^{1/2} noise, performance will be acceptable for many applications.

As seen by the very small values of capacitance used in compensation for low gain, stray feedback capacitance and/or summing junction capacitance can have a VERY large effect on performance. Therefore stray capacitance must be minimized in the layout. The summing junction lead must be as short as possible, and ground plane must be kept away from the summing junction lead.

7. SLEW RATE AND FULL POWER BANDWIDTH

In the PA107DP the slew rate is measured from the 25% point to the 75% point of a 180V_{p,p} square wave. Slew rate is measured with no load and with auxiliary supplies at a nominal ±15 V and V_S supplies at a maximum ±100V.

Power bandwidth is defined as the highest frequency at which an unloaded amplifier can have an undistorted sine wave at full power as its output. This frequency can be calculated as the slew rate divided by π times the peak to peak amplitude; which would be 4.7 MHz for the PA107DP. Unfortunately running full output at this frequency causes internal dissipation of up to 107 W, well over the power limits for the PA107DP. Cutting the frequency to 2 MHz reduces internal dissipation to 34 W, acceptable with a good heatsink.

8. SAFE OPERATING AREA (SOA)

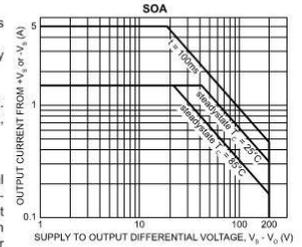
The MOSFET output stage of this power operational amplifier has two distinct limitations:

1. The current handling capability of the MOSFET geometry and the wire bonds.
2. The junction temperature of the output MOSFETs.

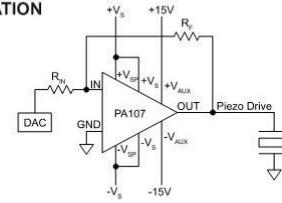
NOTE: The output stage is protected against transient flyback. However, for protection against sustained, high energy flyback, external fast-recovery diodes should be used.

9. SAFE OPERATING CURVES

The safe operating area curves define the maximum additional internal power dissipation the amplifier can tolerate when it produces the necessary output to drive an external load. This is not the same as the absolute maximum internal power dissipation listed elsewhere in the specification since the quiescent power dissipation is significant compared to the total.



10. TYPICAL APPLICATION



CONTACTING CIRRUS LOGIC SUPPORT

For all Apex Precision Power product questions and inquiries, call toll free 800-546-2739 in North America. For inquiries via email, please contact apex.support@cirrus.com. International customers can also request support by contacting their local Cirrus Logic Sales Representative. To find the one nearest to you, go to www.cirrus.com

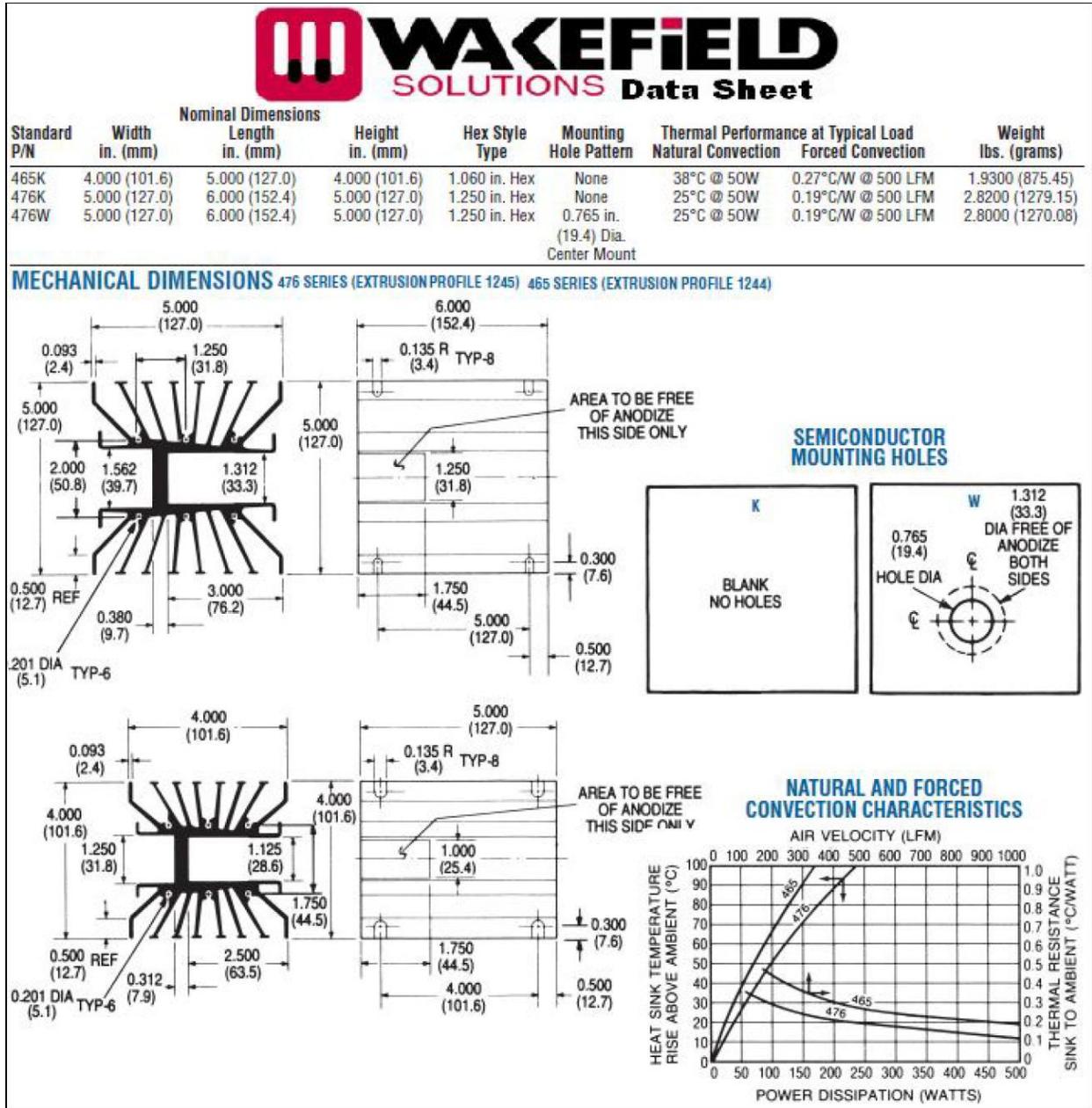
IMPORTANT NOTICE

Cirrus Logic, Inc. and its subsidiaries ("Cirrus") believe that the information contained in this document is accurate and reliable. However, the information is subject to change without notice and is provided "AS IS" without warranty of any kind (express or implied). Customers are advised to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment, including those pertaining to warranty, indemnification, and limitation of liability. No responsibility is assumed by Cirrus for the use of this information, including use of this information as the basis for manufacture or sale of any items, or for infringement of patents or other rights of third parties. This document is the property of Cirrus and by furnishing this information, Cirrus grants no license, express or implied, under any patents, mask work rights, copyrights, trademarks, trade secrets or other intellectual property rights. Cirrus owns the copyrights associated with the information contained herein and gives consent for copies to be made of the information only for use within your organization with respect to Cirrus integrated circuits or other products of Cirrus. This consent does not extend to other copying such as copying for general distribution, advertising or promotional purposes, or for creating any work for resale.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). CIRRUS PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN PRODUCTS SURGICALLY IMPLANTED INTO THE BODY, AUTOMOTIVE SAFETY OR SECURITY DEVICES, LIFE SUPPORT PRODUCTS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF CIRRUS PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK AND CIRRUS DISCLAIMS AND MAKES NO WARRANTY, EXPRESS, STATUTORY OR IMPLIED, INCLUDING THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR PARTICULAR PURPOSE, WITH REGARD TO ANY CIRRUS PRODUCT THAT IS USED IN SUCH A MANNER. IF THE CUSTOMER OR CUSTOMER'S CUSTOMER USES OR PERMITS THE USE OF CIRRUS PRODUCTS IN CRITICAL APPLICATIONS, CUSTOMER AGREES, BY SUCH USE, TO FULLY INDEMNIFY CIRRUS, ITS OFFICERS, DIRECTORS, EMPLOYEES, DISTRIBUTORS AND OTHER AGENTS FROM ANY AND ALL LIABILITY, INCLUDING ATTORNEY'S FEES AND COSTS, THAT MAY RESULT FROM OR ARISE IN CONNECTION WITH THESE USES.

Cirrus Logic, Cirrus, and the Cirrus Logic logo designs, Apex Precision Power, Apex and the Apex Precision Power logo designs are trademarks of Cirrus Logic, Inc. All other brand and product names in this document may be trademarks or service marks of their respective owners.

Anexo 3: Hoja de datos del disipador de calor 476k (Heatsink)



Anexo 4: Limitador de corriente

PROTECT THOSE EXPENSIVE POWER OP AMPS

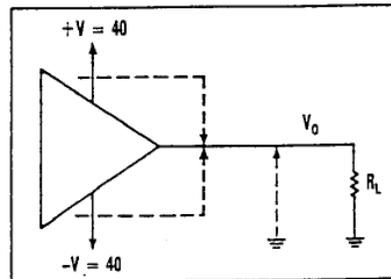
JERRY STEELE
Apex
Microtechnology Corp.,
5980 North Shannon Rd.,
Tucson, AZ 85741;
(602) 742-8600.

Hybrid, power op amps can reliably deliver large power outputs as long as proper protection is carefully considered. Unlike their discrete brethren, in which individual components can be replaced relatively easily, proper protection represents a key factor in making these devices cost effective. A failure of just one component—within an amplifier in its hermetically sealed metal can—necessitates a new amplifier.

The challenge to the designer, then, is optimizing both protection and power output. Because amplifier limits are described by safe-operating-area (SOA) graphs, to which the protection circuits must be designed to adhere, the task isn't as simple as it seems. Depending on the expected fault conditions, much of the amplifier's apparent current or voltage capacity must often be sacrificed. In addition, the protection circuitry usually shouldn't interfere with the passage of normal signals in any way.

Limiting output current is the most complex area to consider when designing amplifier protection. Either protection must be traded off against performance or a lengthy design involving more complex protection methods must be used. While current-limiting considerations are the most important aspect of power-amplifier protection, the amplifiers can also be overstressed by power supplies, the load itself, and even by input signals.

All power op amps are equipped with current limiting. In some, it is fixed internally to a single value. Others may have externally programmable current limiting. To fully protect an amplifier, it must be kept within SOA limits. The first task is to determine what constitutes the worst-case expected load fault (*Fig. 1*). For instance, must the amplifier tolerate shorts to either supply rail, or will tolerance of shorts to ground be adequate? The designer then refers to the SOA curves to determine where to set current limits (*Fig. 2*). The PA04 with its MOSFET output stage can handle more current at high voltage. Unlike the bi-



1. WHEN USING POWER op amps, designers must define whether worst-case load faults include shorts (dashed lines) to ground or to either rail. Extremely reactive loads or motor reversals can be equivalent to shorts to either supply rail.

polar output PA12, it has no secondary breakdown.

With resistive loads, the worst-case fault condition is likely to be a short circuit to ground. In a split-supply application, the voltage stress is then simply equal to one of the supply voltages, or half the total rail-to-rail voltage.

With a resistive load to ground in a single-supply application, ground is the negative supply rail. In this case, the voltage stress is equal to the total supply voltage rail-to-rail. The voltage stress also equals the total rail-to-rail voltage in split-supply applications with load faults to either supply rail—or when driving inductive loads.

Once the fault condition is defined, it's up to the designer to ensure that the current is limited to a value, coincident with the voltage stress, that's safe for the amplifier. What is safe depends on several other factors. In general, the dc SOA limit at 25°C should be some minimum value for amplifier protection. Realistically, however, such a limit can't be sustained indefinitely due to the ampli-

er's temperature rise.

By knowing the highest temperature the amplifier's case will reach, due to both ambient temperature and dissipation, a completely reliable current limit can be selected along the dc SOA lines—generally at temperatures of 70°, 85°, and 125°C when available. While these lines don't appear in figure 2, most amplifier SOA curves do supply them.

Using the bipolar output PA12 as an example, refer again to the SOA curves in figure 2 for the bipolar output PA12. Point 1 will be a safe current limit for shorts to ground. Point 2 will be safe for shorts to either rail or for reactive loads.

LIMITED SAFETY

Amplifiers with a fixed internal current limit are safe under a very limited set of conditions. In many applications, these amplifiers will not be safe even for short circuits to ground. However, external current limiting can be applied to any internally limited amplifier to meet SOA requirements under load faults (Fig. 3).

In this circuit, a biasing current is supplied to Q_2 's base at all times by R_1 . The value of R_1 is determined by the minimum beta of Q_2 , and the minimum supply voltage:

$$R_1 = (V_s - V_{beq2}) / (I_{lim} / \beta Q_2)$$

where the $V_{beq2} \approx 1.2$ V.

The current limit is activated when the drop across R_{CL} is enough to turn on Q_1 , so the current limit is equal to:

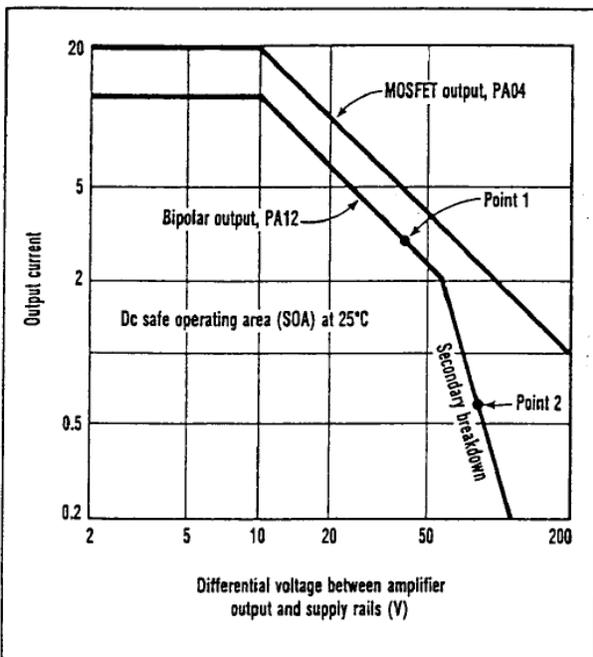
$$I_{lim} = V_{beq1} / R_{CL}$$

where $V_{beq1} \approx 0.7$ V.

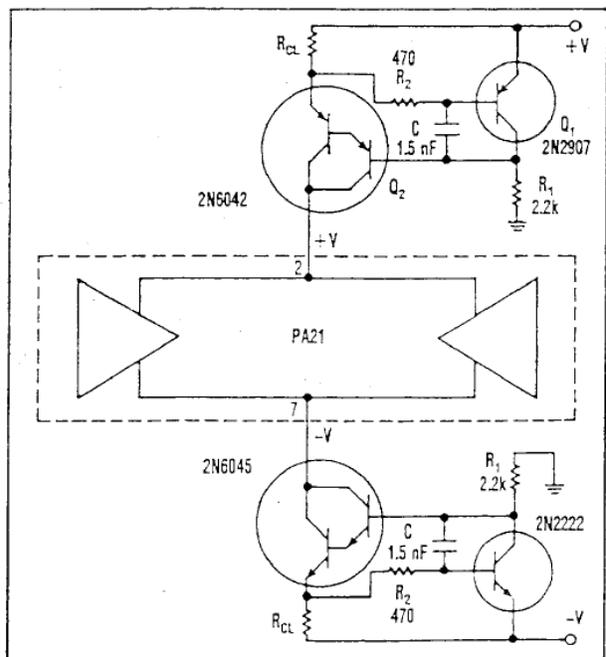
R_2 and capacitor C keep the current-limit circuit from oscillating.

Two of these current limiters are used, one between each supply rail and the op amp's power-supply pins. A single-supply bridge circuit however, where one is confident that load faults will occur only between amplifier outputs and not to ground, can be protected with one current limiter in the positive supply line of each amplifier.

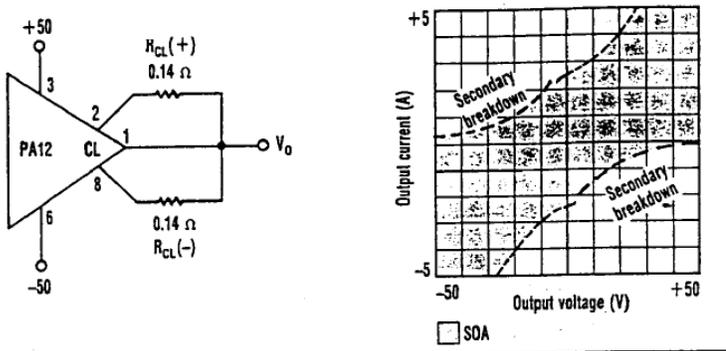
Amplifiers with externally programmable current limiting are easi-



2. POWER-OP-AMP OUTPUTS must be kept within their safe-operating-area (SOA) limits. Defining fault conditions and their associated voltage stress determines maximum load current.



3. EXTERNAL LIMITING HELPS protect internally limited power op amps (such as the PA21) as output swings approach the supply rails. This clamp circuit works to 5 A while keeping losses below 1.5 V per limiter.



4. A PA12 WITH A 5-A CURRENT LIMIT isn't safe for output shorts to ground. Here, safe-operating-area curves are drawn on a "map" of attainable output voltages and currents.

er to keep within their SOA. Though they're simpler, all simple current-limit methods make great sacrifices in amplifier current-handling capability in the interest of reliability. It's not unusual for a seemingly robust 10-A amplifier to be reduced to a 600-mA weakling in order to remain within the SOA under load-fault conditions. Point 2 in figure 2 represents the resulting capability of a typical bipolar amplifier, the PA12, when total load fault safety is a requirement. A MOSFET amplifier, the PA04 (also shown), indicates that while MOSFETs offer some improvement, by eliminating the secondary breakdown region, even simple power limits greatly reduce safe attainable currents.

FOLDBACK LIMITING

Unfortunately, amplifier manufacturers believe that designers will be attracted by the simplicity and reduced component count offered by amplifiers with programmable current limiting which use one external resistor. What actually is needed, however, is multislope foldback (or foldover) limiting.

As will be pointed out later, this technique requires not only a two-resistor current limit—but also free access to the bases of the current-limit transistors inside the op amp. That is the only way to get the flexibility needed to optimize both protection and power output.

Perhaps this obsession with reduc-

ing component count is the same trap that reliability people fall into: The higher the component count, the lower the reliability. This fallacy results in many power-op-amp failures because about a dollar's worth of extra diodes to protect an unrepairable, \$50 amplifier aren't included. The effect of foldover limiting compared to fixed current limiting can be graphically illustrated with the PA12 (Fig. 4). The PA12 was selected because it features an internal, single-slope, foldover current limit.

The coordinates of the graph, -5 A to +5 A and -50 V to +50 V, represent the limits of the combinations of output voltage and current attainable from a PA12 using a fixed current limit. The lines represent the SOA limits of the PA12. There are significant opportunities (operating

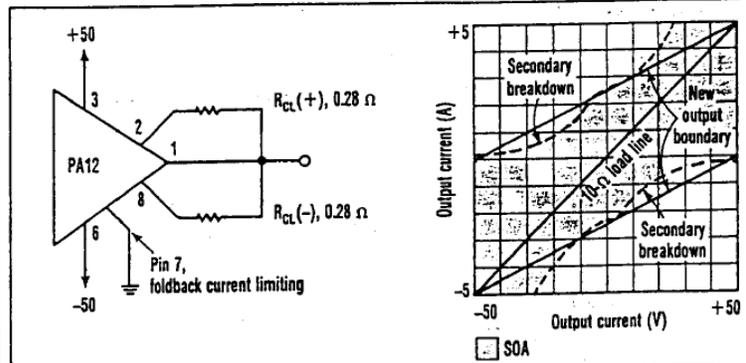
points), however, to exceed the SOA. Making the circuit safe for a short to ground, or other load faults, requires a significant reduction in current available (from the supply).

To improve these limitations, foldover current limiting is added to increase the available current as the output swings closer to the rail that's supplying the current. This equates to reducing current available as the output voltage approaches the opposite supply rail. Foldover limiting is often referred to as "load-line limiting" because it can be designed to conform to a specific resistive load.

Foldover limiting essentially "tilts" the output map so that it presents a better fit to SOA limitations (Fig. 5). The 10-Ω load line illustrates the power output ability of the circuit. This foldover limiting is built into the PA12 and PA10. This limiting is "activated" in split-supply applications by connecting pin 7 to ground.

In single-supply bridge applications, pin 7 should be returned to a low impedance (less than 2 kΩ) point at half the supply voltage. In single-supply applications with a load to ground (equivalent to a load to the negative supply rail), it's feasible and probably desirable to connect pin 7 to ground. To reduce the slope of the foldover action, a resistor can be inserted in series with pin 7.

Two techniques can implement foldback current limiting: the subtractive and the additive (Fig. 6a and Fig. 6b, respectively). However, the



5. FOLDBACK CURRENT LIMITING, WHICH IS BUILT INTO the PA12 power op amp, makes the device safe for shorts, but still lets it deliver 5 A to a load along a 10-Ω load line.

Referencias:

1. Qiang Peng, Haixia Wang, Xuecheng Su, Xiao Lu, *A new design of the high-power ultrasonic generator*, Control and Decision Conference, 2008. CCDC 2008. Chinese, pp. 3800-3803
2. Dale Ensminger, Foster B. Stulen, *Ultrasonics: data, equations, and their practical uses*, CRC Press Taylor & Francis Group, 2009, pp. 20-21, 29-69 and 447-448.
3. PÍŠ, P., BALÁŽ, I., MINÁRIK, M., ŠTOFANIK, V., *Ultrasonic generator with controlled power*, 14th International Czech-Slovak Scientific Conference, Radioelectronics 2004, Bratislava, Slovak Republic, ISBN 80-227-2017-8, pp. 513-516.
4. Azhdast, M.H. , Haleh, H., Pouladzadeh, P., Azhdast, A., Soltanabadi, M., *Theoretical and experimental analysis of beating and cavitation phenomenon on erosion in ultrasonic cleaning process*, Advanced Intelligent Mechatronics, 2009. AIM 2009. pp. 624-629.
5. Sonics, Sonics and Materials Inc., *Vibra-cell. High intensity ultrasonic liquid processors catalog*, pp. 1-2.
6. J. Walton, G.T. Reynolds, *Sonoluminescence*, Adv. Phys. 33 (1984) 595–660.
7. José Luis Morales Romero, *Sistema para la reproducción de sonoluminiscencia en resonador esférico*, Tesis para obtener el grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica Electrónica, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, 2006.
8. Khmelev, V.N., Barsukov, R.V., Tsyganok, S.N., Steer, V.N., Shalunov, A.V., Lebedev, A.N., *Adjusting and calibration electronic ultrasonic generators*, Electron Devices and Materials, 2003. Proceedings. 4th Annual 2003 Siberian Russian. pp. 202-204.
9. Woon Tiong Ang, Scurtescu, C., Wing Hoy, El-Bialy, T., Ying Tsui, Jie Chen, *Design and implementation of a low-power intensity pulsed-ultrasound generator for dental tissue regeneration*, Circuits and Systems, 2009. ISCAS 2009., pp. 2421-2424.
10. Jun Xu, Helai Li, Bo You, *Design of ultrasonic scaler based on embedded microcontroller*, Electronic Measurement & Instruments, 2009. ICEMI '09., pp. 2-184 - 2-188.
11. Qunming Li, Ling Zhu, Fuliang Wang, *Design of Ultrasonic Generator based on DDS and PLL technology*, High Density packaging and Microsystem Integration, 2007. HDP '07, pp. 1-4.

12. Ali Tangel, Mehmet Yakut, Engin Afacan, Ulvi Güvenç, Hasan Şengül, *An FPGA-Based multiple output PWM pulse generator for ultrasonic cleaning machines*, Dept of Electron. & Commun. Eng., Kocaeli Univ., Izmit, Turquia, Applied Electronics (AE) 2010, pp. 1-4.
13. M. Navarrete, C. Sánchez, F.A. Godínez, R. Valdés, E. Mejía, M. Villagrán, *Probing luminescence from conical bubble collapse*, Mater. Res. Symp. Proc.1242 (2010) 133–138.
14. F. A. Godínez, M. Navarrete, *Application of the aqueous sonoluminescence in the photocatalysis*, 1st IWA, National Young Water Professional Proceedings, (Editor: Instituto de Ingeniería, UNAM), pp. 11–17.
15. F. A. Godínez, M. Navarrete M, C. Sánchez, E. Mejia, M. Villagrán, *Spectroscopic and thermodynamic features of conical bubble luminescence*, Ultrasonics Sonochemistry 19, (2012) 668-681.
16. Frederic C., Patrick S., Etienne, T., *Smart generator for ultrasonic applications*, IEEE Industrial Electronics, IECON 2006, pp. 3095-3098.
17. Haiying H., Daniel P., *Broadband electrical impedance matching for piezoelectric ultrasound transducer*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 58, No. 12, 2011, pp. 2699-2707.
18. Genne D.V., Barsukov, R.V., Abramenko D.S., Slivin A.N., Romashkin, A.A., *Matching of electronic generators with piezoelectric vibrating systems for increase in efficiency of ultrasonic devices*, Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM) 2010, pp. 354-359.
19. Frohleke N., *Inverter topologies for ultrasonic piezoelectric transducers with high mechanical Q-factor*, Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2004, pp. 2736-2741.
20. Sonics, Sonics and Materials Inc., *Vibra-cell. Probes for VC 505, VC 750, VCX 500 AND VCX 750*.
21. Hung L., Chun An C., Chun C. F. ; Hau Chen Y., *Single-switch high power factor inverter for driving piezoelectric ceramic transducer*, Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2009, pp. 1571-1576.
22. Dion J. L., Carignan S., Abdelkrim M., Cheriti A., *Class D amplifier for a power piezoelectric load*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 47, No. 4, 2000, pp. 1036-1041.

23. Fabijanski P., Lagoda R., *Genetic identification of parameters the sandwich piezoelectric ceramic transducers for ultrasonic systems*, Power Electronics and Motion Control Conference, 2008, pp. 2055- 2058.
24. Adel S. Sedra, *Circuitos Microelectrónicos*, 4ª Edición, Oxford University Press , pp. 179-191.
25. Roberto L. Boylestad, Louis Nashelsky, *Electronic Devices and Circuit Theory*, 7ª Edición, Prentice Hall, pp. 783-792.
26. Malik Norbert R, *Circuitos Electrónicos Análisis, Diseño y Simulación*, 1ª Edición, Prentice Hall 1998, pp. 768-772.
27. Robert T. Panyter, *Introductory Electronic Devices and Circuits*, 7ª Edición, Pearson Prentice Hall 2006, pp. 71-112.
28. Mark N. Horenstein, *Microelectronic circuits and devices*, 2ª Edición, Prentice Hall 1996, pp. 196-203.
29. Johanna Maria Mora Lizcano, Tesis: *Efecto de la temperatura en la variación de la viscosidad de un aceite degradado por fritura en inmersión de papas*, Universidad de Pamplona, España, 2007.
30. Kyuichi Yasui, Toru Tuziuti, Manickam Sivakumar, Yasuo Iid, *Sonoluminescence*, Applied Spectroscopy Reviews, 2004, 39:3, pp. 399-436.
31. Parag R. Gogate¹, Rajiv K. Tayal, Aniruddha B. Pandit¹, *Cavitation: A technology on the horizon*, Current Science, vol. 91, no. 1, 10 July 2006.