

PRIMERAS JORNADAS REGIONALES DE ACÚSTICA AdAA 2009

19 y 20 de noviembre de 2009, Rosario, Argentina



AdAA2009-A013R

Diseño y Desarrollo de un Amplificador de Audio de Potencia de Medición Clase D con SMPS.

Sebastián Pablo Ferreyra^(a),
Patricio Bernardo Esquinas^(a),
Ignacio Orecchia^(a).

(a) Centro de Investigación y Transferencia en Acústica (CINTRA), Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba (UTN, FRC). Maestro López esq. Cruz Roja Argentina, X5016ZAA, Ciudad Universitaria, Córdoba Argentina. E-mail: sferreyra@scdt.frc.utn.edu.ar

Abstract

This paper presents the design and development of measurement audio power amplifier (MAPA), Class D, analog closed loop topology with self-oscillating sigma-delta modulator ($\Sigma\Delta$). The relevant features are: large bandwidth (1 Hz to 50 kHz, ref -3 dB), high efficiency (>90%, 350 W_{RMS} , 1kHz, 4 Ω), low weight (4,580 Kg), high power output (350 W_{RMS} , 4 Ω), low total harmonic distortion plus noise (0,1%, ref 1 kHz, 324 W_{RMS} , 4 Ω) and low cost. The power stage amplifier is powered by a stabilized switched mode power supply (SMPS), half-bridge topology. In order to make the MAPA more reliable and robust, it includes protection features for overvoltage (OVP), overcurrent (OCP), direct current (DCP) protection and double electromagnetic insulation for electromagnetic compatibility (EMC). MAPA has a very large application field; usually it is used as audio processor in measurements systems applied to room acoustics, architectural acoustics, sound and vibration sources, infrasound and ultrasound.

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño y desarrollo de un amplificador de audio de potencia de medición (MAPA: Measurement Audio Power Amplifier) Clase D, topología lazo cerrado analógico (ACL: Analog Closed Loop) con modulador sigma-delta auto oscilante ($\Sigma\Delta$). Sus características principales son: gran ancho de banda (1 Hz a 50 kHz, ref -3 dB), alta eficiencia (>90%, 350 W_{RMS} , 1kHz, 4 Ω), bajo peso (4,580 Kg), alta potencia de salida (350 W_{RMS} , 4 Ω), baja distorsión armónica total más ruido (0,1%, ref 1 kHz, 324 W_{RMS} , 4 Ω) y bajo costo. La etapa de amplificación de potencia (APS: Amplifier Power Stage) es alimentada por una fuente estabilizada de potencia conmutada (SMPS: Swithed-Mode Power Supply), topología medio puente. Se implementaron circuitos de protección por: sobre tensión (OVP: Overvoltage Protection), sobre corriente (OCP: Overcurrent Protection), corriente continua (DCP: Direct Current Protection) y un doble blindaje electromagnético para mejorar características como confiabilidad, robustez y compatibilidad electromagnética. El MAPA posee un amplio campo de aplicación, debido a que usualmente es utilizado como procesador de audio en sistemas de medición referidos a acústica de salas, acústica arquitectónica, fuentes de sonido y vibraciones, infrasonido y ultrasonido.

1 Introducción

Cuando se realizan mediciones acústicas cumpliendo con normas internacionales o nacionales, un aspecto técnico a considerar es la cadena de instrumentación utilizada. Por lo general todos los elementos que la componen, como transductores y procesadores de audio deben poseer sobresalientes especificaciones técnicas. En la actualidad firmas como Brüel & Kjaer, G.R.A.S., Sound Device, National Instruments, Norsonic, Rion, Larson Davis, 01 dB, Cesva, Quest, NTi, etc. lideran el mercado mundial en instrumentos de medición para sonido y vibraciones. Sin embargo, son muy escasas las firmas que producen amplificadores de potencia de audio de medición. Este tipo de procesador es utilizado en mediciones de acústica de salas, acústica arquitectónica, ultrasonido, infrasonido y como excitador de fuentes de sonido y vibraciones. Sus características principales son un gran ancho de banda, muy baja distorsión armónica, alta potencia y bajo ruido.

En este trabajo se presenta el diseño y desarrollo de un amplificador de audio de potencia de medición (MAPA: Measurement Audio Power Amplifier) Clase D, topología lazo cerrado analógico (ACL: Analog Closed Loop) con modulador sigma-delta auto oscilante ($\Sigma\Delta M$) (Ferreyra, et al, 2009). Sus características principales son: gran ancho de banda (1 Hz a 50 kHz, ref -3 dB), alta eficiencia ($>90\%$, 350 W_{RMS} , 1kHz, 4 Ω), bajo peso (4,580 Kg), alta potencia de salida (350 W_{RMS} , 4 Ω), baja distorsión armónica total más ruido (0,1%, ref 1 kHz, 324 W_{RMS} , 4 Ω) y bajo costo. La etapa de amplificación de potencia (APS: Amplifier Power Stage) es alimentada por una fuente estabilizada de potencia conmutada (SMPS: Swithed-Mode Power Supply), topología medio puente. Se implementaron circuitos de protección por: sobre tensión (OVP: Overvoltage Protection), sobre corriente (OCP: Overcurrent Protection), corriente continua (DCP: Direct Current Protection) y un doble blindaje electromagnético para mejorar características como confiabilidad, robustez y compatibilidad electromagnética.

2 Especificaciones de diseño

A partir del campo de aplicación del MAPA se especifico en primer lugar el ancho de banda necesario y la potencia que debía transferir a la carga. En segundo lugar, considerando aplicaciones para mediciones de acústica de salas, como por ejemplo medición de la respuesta impulsiva de recintos (RIR) según norma ISO 3382 por métodos indirectos, se especificó el nivel de presión sonora (SPL: Sound Pressure Level) que debía generar el sistema cuando se utiliza una fuente sonora omnidireccional (Omnidirectional Sound Source: OSS), tipo dodecaedro (Ortiz Skarp, et al, 2005). En este caso, la OSS utilizada, debía producir 95 dB_{SPL} a 1 m de distancia cuando se le aplica una señal de ruido rosa de banda ancha (20 Hz – 20 kHz), sin distorsión. En tercer lugar, considerando aplicaciones críticas se especifico la impedancia mínima de carga (Ortega y Romero, 2003). Por otra parte, se estableció que la eficiencia (η) del amplificador debía superar el 90 % y la distorsión armónica total mas ruido (THD+N: Total Harmonic Distortion + Noise) debía ser como máximo del 0,1 % para 150 W_{RMS} . En adelante, se tomará como ejemplo de aplicación la medición de la RIR según norma ISO 3382, utilizando métodos indirectos.

3 Amplificador de potencia de audio de medición (MAPA)

El Amplificador de Potencia de Audio de Medición (MAPA: Measurement Audio Power Amplifier), ver Figura 1, es el procesador de audio encargado de acondicionar la señal de medición para que pueda ser aplicada a la OSS. Dicho acondicionamiento consiste en

amplificar la señal de medición con la mínima distorsión posible, según los requerimientos de la OSS. (Davis, 1983).

El amplificador es considerado de “medición” por cuatro características principales: ancho de banda (BW: Bandwidth), distorsión armónica total más ruido (THD+N), relación señal ruido (SNR: Signal to Noise Ratio) y fuente de alimentación (PS: Power Supply). El MAPA posee un muy amplio BW, el cual supera el rango audible (20 Hz a 20 kHz), extendiéndose en el rango de infrasonidos hasta 1 Hz, y en el de ultrasonidos hasta los 50 kHz, para puntos de corte de ± 3 dB. Por otra parte, la THD+N fue de 0,1 %, para 1kHz, 192 W_{RMS}. Lo cual, supera las especificaciones de diseño. La SNR alcanza los 100 dB, para un nivel de referencia de +4 dBu (1.22 V) y un BW 20 kHz.

Para optimizar las prestaciones de MAPA se implemento una SMPS estabilizada, la cual mantiene constante la tensión de alimentación $\pm V_{cc}$ en 50 V, para distintos requerimientos de carga. De esta forma, se asegura que la tensión de alimentación se mantiene constante incluso cuando la carga demanda grandes cantidades de energía en periodos muy cortos de tiempo (Chang, 2000). Por otra parte, el MAPA posee filtros para controlar la interferencia electromagnética (EMI: Electromagnetic Interference) entre sus distintas etapas internas, de entrada y salida. Por último para hacerlo más confiable y robusto, se implementaron circuitos de protección por: sobre tensión, sobre corriente y corriente continua en la salida (IR-AN1071, 2005).



Figura 1. Fotografías del MAPA, gabinete de aluminio y chapa para rack de 19”: a) vista superior exterior, b) vista superior interior

3.1 Diagrama de bloques

El MAPA está formado por tres bloques principales: la etapa de amplificación de potencia, la fuente de alimentación de potencia y la fuente secundaria de alimentación y circuito de protección, ver Figura 2. Los cuales, serán desarrollados en profundidad seguidamente.

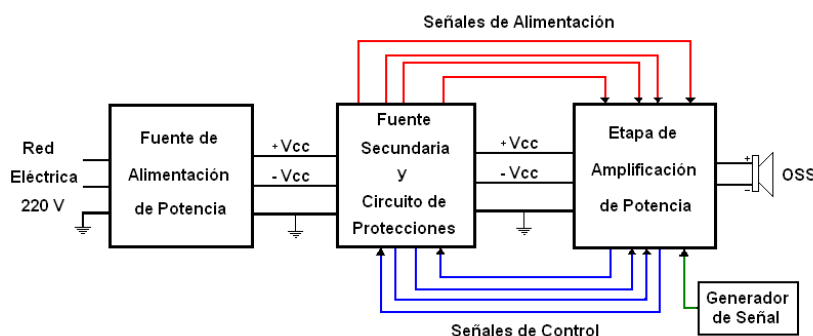


Figura 2. Diagrama de bloques del MAPA, composición general

3.2 Etapa de amplificación de potencia (APS)

Los amplificadores de potencia proporcionan altos valores de tensión y corriente a la carga, a diferencia de los amplificadores de tensión o corriente que solo amplifican uno de los parámetros mencionados (Boylestad, 1997). Las principales características de un amplificador de potencia son: la eficiencia de potencia del circuito, la cantidad máxima de potencia que es capaz de manejar el circuito y el acoplamiento de impedancias con el dispositivo de salida (Douglas, 2000). En la actualidad, presentan a su salida desde decenas de Watts a miles de Watts. El método por Clase se utiliza para categorizar a los amplificadores. Inicialmente la Clase representaba el “ángulo de conducción que el dispositivo de control de salida funcionaba para un ciclo completo de la señal de entrada”, ejemplos representativos son la Clase A, B, AB y C. Sin embargo, posteriormente se sumaron otros conceptos como “corriente de polarización, topología y métodos de control” para su determinación (Boylestad, 1997).

Los amplificadores de potencia fueron implementados por primera vez en 1912 con válvulas de vacío (VT: Vacuum Tubes) en lo que se denominó configuración Clase A. Meses después se implementó la Clase B, que permitió aumentar la cantidad de potencia que podía manejar el circuito. La clave, radicaba en que se utilizaban dos válvulas en contrafase (push-pull) conduciendo cada una 180° del ciclo completo de la señal de entrada. Con el paso de los años, el continuo desarrollo de la industria electrónica permitió que las técnicas de amplificación evolucionen notablemente. Fue a partir de la década del 50, con la creación del transistor -dispositivo de estado sólido-, que se han desarrollado nuevas técnicas de amplificación que continuaron categorizándose por Clase, como por ejemplo: AB+B, C, D, E, F, G, H, I, J, S, T, etc.; donde cada una de ellas ha sido diseñada generalmente para una aplicación en particular. Sin embargo en la actualidad, la mayoría de los amplificadores de potencia de audio frecuencias siguen siendo Clase AB, logrando bajos niveles de distorsión armónica total (THD), pero alcanzando apenas el 60 % de eficiencia real. El reparto de potencias típico que existe en un sistema de amplificación de este tipo se observa en la Figura 3, donde se representa además el muy bajo rendimiento que posee el transductor electro-mecano-acústico (altoparlante tipo domo radiante), generalmente menor que 5% (Ortega y Romero, 2003). Dispositivo que no ha podido ser optimizado sustancialmente a casi 100 años de su desarrollo. Éste, es el principal motivo por el cual, el amplificador de audio debe ser capaz de transferir elevadas potencias a la carga.

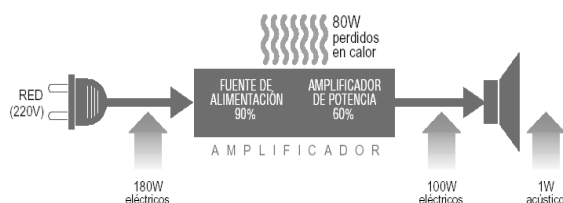


Figura 3. Representación básica del reparto de potencias en un amplificador Clase AB real, con fuente de alimentación lineal. Cortesía de Ecler Audio Inc.

Para poder introducirnos en el diseño y funcionamiento de la etapa de amplificación de potencia (APS: Amplifier Power Stage) del MAPA, previamente se sintetiza el funcionamiento en Clase D y sus diversas topologías.

Clase D

En 1954 cuando Bright patenta el “servo amplificador de estado sólido de puente completo” (U.S. 2 821 639) la Clase D aparece en el mercado. Su topología hace funcionar al elemento activo en conmutación, ver Figura 4. Pero además, utiliza modulación de ancho de

pulso (PWM) en la señal de audio, con una portadora triangular que generalmente es mayor que 100 kHz. Esto proporciona a los MOSFET's la señal adecuada para conmutar en alta frecuencia. La baja impedancia que caracteriza a estos transistores ($r_{ds} = m\Omega$) produce que durante el tiempo que se encuentra encendido, la gran corriente que circula tenga asociada una mínima caída de tensión y viceversa durante el tiempo de apagado. Por lo que la eficiencia teórica en operación de la clase D es del 100 % (1), ver Figura 5. Como consecuencia de que la impedancia de los MOSFET's no es nula, la eficiencia real típica es del 90 %. Existen diferentes topologías que permiten mejorar las prestaciones del amplificador, las cuales abordaremos en profundidad en la sección siguiente. Posteriormente, la señal amplificada (PWM) pasa a través de un filtro pasivo pasa bajos (LPF) de segundo orden que permite entregar a la carga únicamente las señales de audio frecuencia (20 Hz - 20 kHz). Usualmente, la señal filtrada posee distorsión por conmutación (ripple) y distorsión de fase. Actualmente sobre el funcionamiento en Clase D existen numerosos trabajos de investigación y desarrollo tecnológico que tienen por objetivo minimizar las distorsiones mencionadas y optimizar los dispositivos electrónicos. La Clase D es también muy utilizada en equipos alimentados por baterías, donde la eficiencia juega un papel principal, tal es el caso de los teléfonos celulares actuales, que utilizan este tipo de amplificadores en versión integrada.

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{SUPPLY}} = \frac{I_{OUT}^2 R_L}{I_{OUT}^2 R_L} = 1 \text{ or } 100\% \tag{1}$$

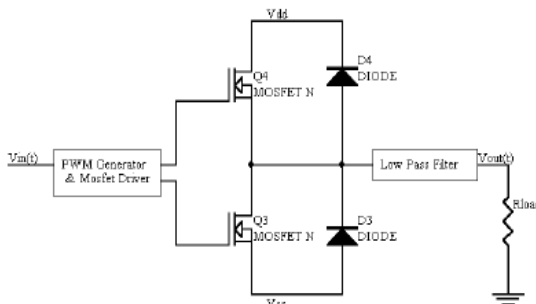


Figura 4. Diagrama esquemático simplificado del amplificador Clase D.

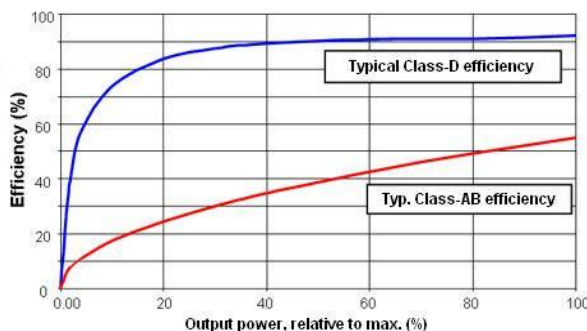


Figura 5. Eficiencia (%) vs. Potencia de salida relativa (%), Clase D (Azul), Clase AB (Rojo), cortesía de International Rectifier Inc.

3.2.1 Clase D, topologías

Hablamos de “topología”, cuando nos referimos a la forma en que se organiza la red, es decir, la forma en que se llevan a cabo las conexiones en el circuito. Básicamente hay cuatro tipos de topologías para amplificadores Clase D, estas son:

- 1.- Lazo Abierto Analógico (AOL)

- 2.- Lazo Abierto Digital (DOL)
- 3.- Lazo Cerrado Analógico ó auto oscilante (ACL)
 - 3.1- con realimentación pre-filtro pasa bajos (ACL Pre-LPF)
 - 3.2- con realimentación post-filtro pasa bajos (ACL Post-LPF)
- 4.- Lazo Cerrado Digital (DCL)
 - 4.1- con realimentación pre-filtro pasa bajos (DCL Pre-LPF)
 - 4.2- con realimentación post-filtro pasa bajos (DCL Post-LPF)

Por cuestiones de espacio solo se analizará la topología implementada en el MAPA. En la referencia Ferreyra, et al, 2009, autores de este trabajo, se realiza un completo análisis de todas las topologías.

Lazo Cerrado Analógico ó Auto-Oscilante (ACL)

La principal característica de esta topología es la operación en modo realimentado, la cual permite el funcionamiento tipo “*auto-oscilante*”. Esto significa que no se utiliza un oscilador de alta frecuencia y baja desviación para producir la señal de referencia (onda triangular), si no, que la frecuencia de oscilación está determinada por el “retardo total” (total delay) que existe en el lazo cerrado de control del sistema (IR, 2004). Dicho retardo, está definido principalmente por: la constante de tiempo del circuito de comparación, el tiempo de propagación de los componentes de control y el tiempo de conmutación de los transistores de potencia (MOSFET’s). Esta topología fue propuesta y popularizada por International Rectifier Inc. en 2003. En la Figura 6, se muestra un diagrama esquemático simplificado de los comienzos de esta topología. La desventaja que presenta este circuito es la variabilidad de la frecuencia de conmutación en función de la tensión de la fuente de alimentación. Este inconveniente se salva, realizando una pequeña modificación que se muestra en la Figura 7. En este caso, la histéresis se produce por la realimentación, mejorando notoriamente la performance del amplificador. Este arreglo se popularizo rápidamente e hizo respetable y competitiva a esta topología (Putzeys, 2005).

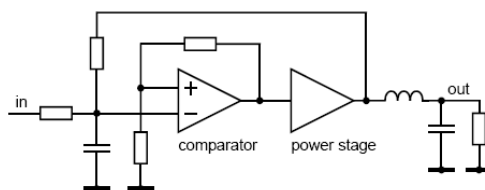


Figura 6. Diagrama esquemático simplificado de la topología ACL; Conmutación por Histéresis.

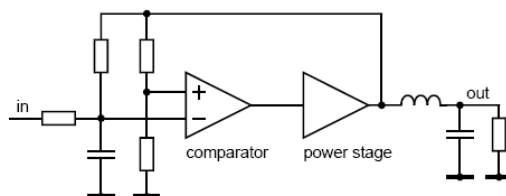


Figura 7. Diagrama esquemático simplificado de la topología ACL; Conmutación por realimentación de histéresis.

Existen diversas alternativas de diseño para esta topología, sin embargo, todas tienen en común que el amplificador trabaja en “*modo analógico*”. Por lo tanto, la señal de audio de entrada, la señal de salida y la señal de realimentación son analógicas.

Usualmente, se emplean dos tipos de modulaciones, la primera por ancho de pulso (PWM) y la segunda tipo Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$). Esta última, tiene como ventaja respecto del modulador basado en portadora de señal, el efecto denominado “*Noise Shaping*”, que significa “*desplazamiento de ruido*”, por el cual, el error producido durante la cuantificación en el rango de frecuencias audibles es transportado al rango inaudible de alta frecuencia por el principio de funcionamiento del modulador. Además, permite aplicar la corrección necesaria al circuito (Gray, 1987; Dagallo, 1997).

Existen dos tipos de realimentación negativa, la pre-filtro y la post-filtro. En el primer caso, ver Figura 8, la señal de entrada del sistema de realimentación, es muestreada en la entrada del filtro pasivo de segundo orden (LPF). Por lo cual, ésta es cuadrada, de alta frecuencia y con un ciclo de trabajo del 50%, cuando no se ha aplicado señal de audio en la entrada. Seguidamente, la función de transferencia del sistema de realimentación ($H_{\beta 1}$), modifica dicha excitación, produciendo a la salida una señal de realimentación (S_{f1}) que permite la auto-oscilación controlada del amplificador.

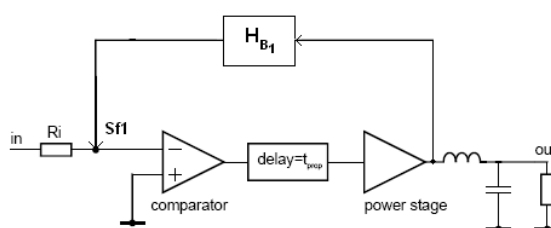


Figura 8. Diagrama esquemático simplificado de la topología ACL, con realimentación negativa Pre-LPF.

En el segundo caso, ver Figura 9, la señal de entrada del sistema de realimentación, es muestreada en la salida del filtro pasivo de segundo orden (LPF). Por lo cual, ésta es senoidal, de pequeña amplitud y igual frecuencia que la señal de conmutación de potencia. Seguidamente, la función de transferencia del sistema de realimentación ($H_{\beta 2}$), modifica dicha excitación, produciendo a la salida una señal de realimentación (S_{f2}) que permite la auto-oscilación controlada del amplificador (Putzeys, 2005).

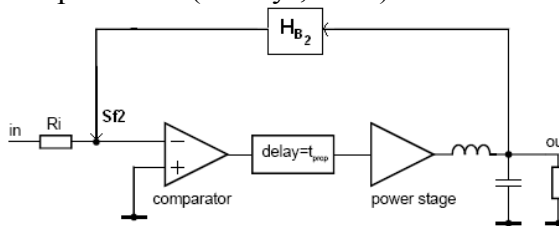


Figura 9. Diagrama esquemático simplificado de la topología ACL, con realimentación negativa Post-LPF.

3.2.2 Diagrama de bloques

La APS Clase D del MAPA es una topología tipo ACL Pre-LPF, la cual fue descrita en la sección anterior. Básicamente, está compuesta por ocho bloques principales:

1. Integrador (Integrator)
2. Cambiador de Nivel (Shift Level)
3. Cuantizador (Quantize)
4. Excitador de Compuertas MOSFET, (Gate Driver)
5. Etapa de MOSFET en Medio Puente (Half Bridge MOSFET stage)
6. Realimentación (Feedback)

- 7. Filtro Pasa Bajos (Low Pass Filter)
- 8. Circuito de Encendido (Start up circuit)

La APS requiere una fuente simétrica de alimentación (+50 V, -50 V, GND), la cual ha sido regulada para un mejor desempeño en aplicaciones de mediciones acústicas. En la Figura 10, se muestra el diagrama de bloques de la APS clase D del MAPA.

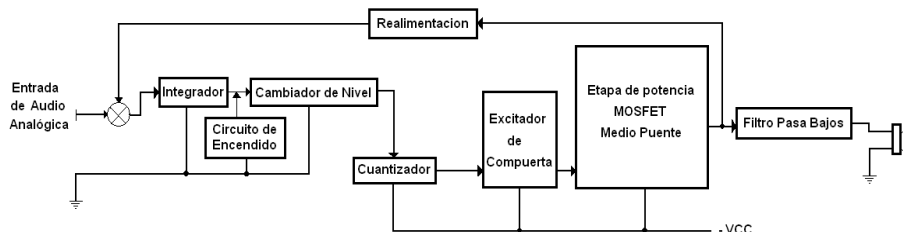


Figura 10. Diagrama de bloques de la etapa amplificadora de potencia (APS) Clase D del MAPA, topología ACL Pre-LPF.

3.2.3 Diagrama esquemático y funcionamiento

En primer lugar, se muestra en la Figura 12 el diagrama esquemático general de la APS del MAPA y en segundo lugar, se desarrolla el principio de funcionamiento de cada bloque. Básicamente, se eligió implementar la topología ACL por las características mencionadas anteriormente. La modulación PWM auto-oscilante, fue lograda a partir de la versión analógica del Modulador Sigma Delta ($\Sigma\Delta M$) de 2^{do} orden, teniendo la etapa de potencia conmutada Clase D (Half Bridge) dentro del lazo cerrado de realimentación.

En la Figura 11, se muestra la sección de entrada y como el amplificador operacional U1, forma un integrador de 2^{do} orden junto a los capacitores C17 y C18, resaltados en rojo (Coughling, 1998). Este integrador recibe la señal de realimentación, la cual, fue muestreada desde la salida de conmutación de potencia (señal PWM de 350 kHz), produciendo una señal de salida oscilatoria cuadrática como portadora.

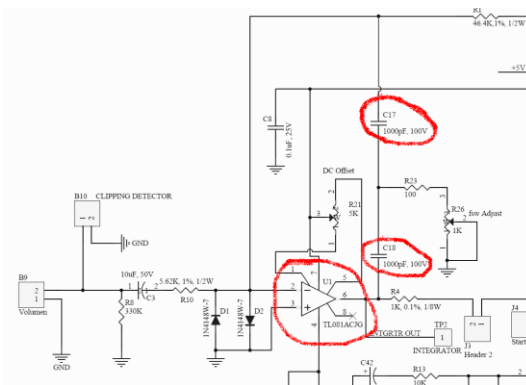


Figura 11. Diagrama esquemático etapa de amplificación Clase D, integrador de 2^{do} Orden (rojo) y sección de entrada.

Para producir una señal modulada por ancho de pulso, la señal de entrada (audio) atravesando R10, modifica el valor promedio de dicha forma de onda cuadrática. Por lo cual, el ciclo de trabajo (Duty Cycle, D) varía acorde al valor instantáneo de la señal analógica de entrada. Por otra parte, R21, permite corregir el offset de corriente continua general del amplificador y R26 la frecuencia de oscilación. El transistor de cambio de nivel Q₁ (PNP), convierte la señal portadora de forma de voltaje en una forma de corriente, la cual está referenciada a la rama negativa de alimentación (-50 Volts.; -Vcc) y configuradas por la

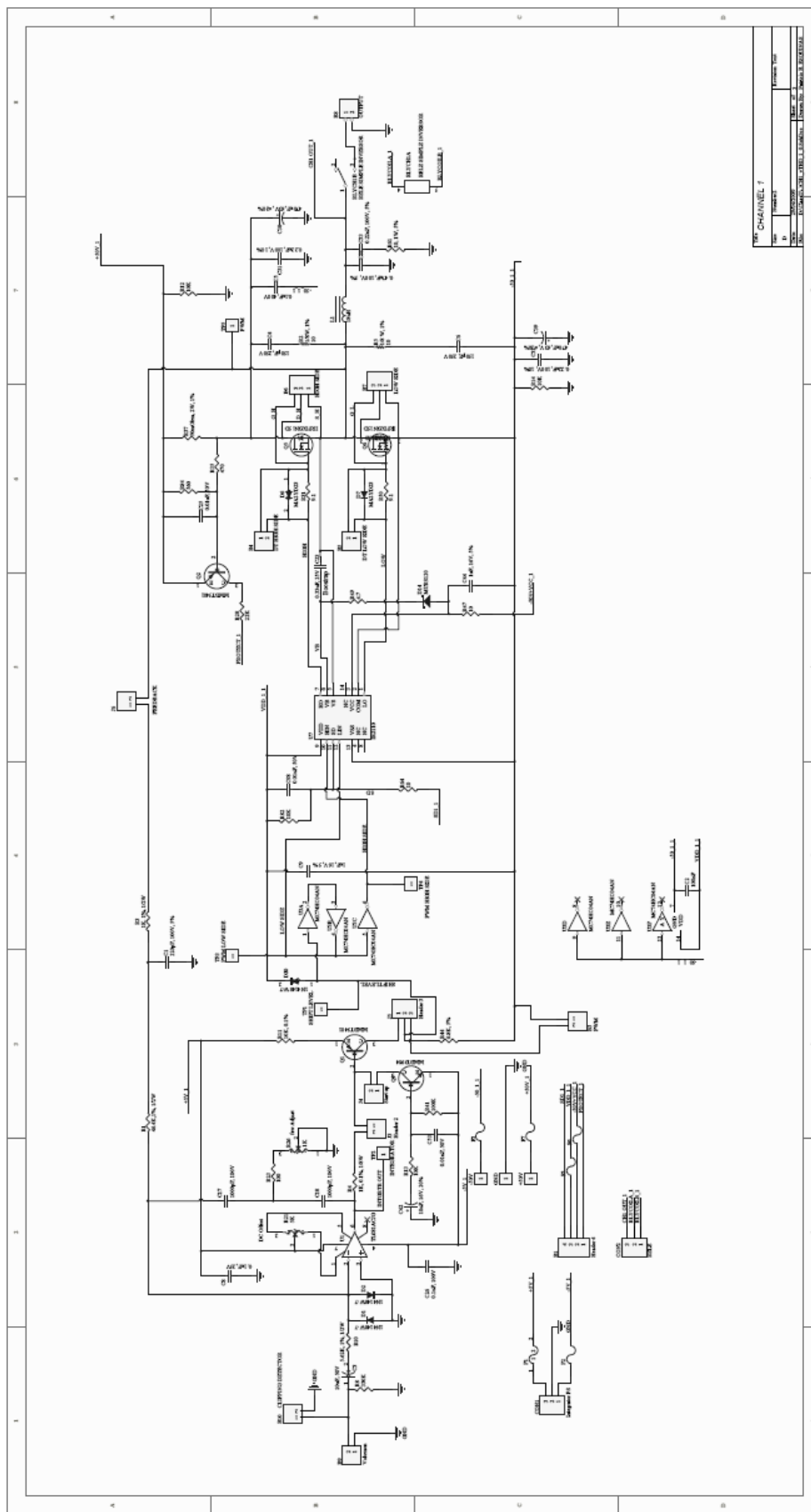


Figura 12. Diagrama esquemático general etapa de amplificación de potencia (APS) Clase D, topología ACL.

resistencia de cambio de nivel R44, resaltados en la Figura 13. Convirtiendo nuevamente la señal en forma de tensión. La señal es entonces cuantificada por el umbral (*threshold*) de la compuerta inversora CMOS, U_{3A} y dividida en dos señales PWM con polaridad opuesta, utilizando dos inversores CMOS, U_{3B} y U_{3C}. Posteriormente, estas nuevas señales de polaridad opuesta, son aplicadas en la entrada del circuito integrado U₇ (Gate Driver), ver Figura 14, que controla la excitación de los transistores de potencia de efecto de campo (POWER MOSFET). U₇ entrega en su salida, las señales adecuadas para excitar las compuertas de los POWER MOSFETs, denominadas como: señal de excitación del MOSFET lado alto (high side MOSFET drive signal) y señal de excitación del MOSFET lado bajo (low side MOSFET drive signal), ver Figura 15. La diferencia de tiempo existente entre t_{on} y t_{off} introducida por U₇, es utilizada como “tiempo muerto” (dead-time), definido usualmente como el intervalo de tiempo “vacío o en blanco” entre el estado de encendido de los dos POWER MOSFETs.

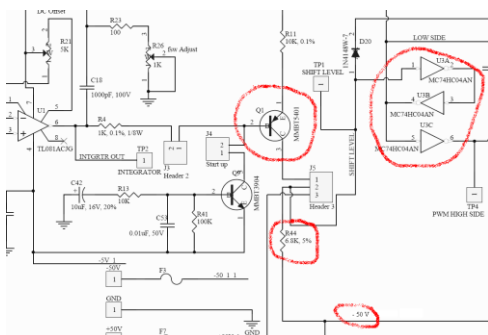


Figura 13. Diagrama esquemático etapa de amplificación Clase D, cambiador de nivel, Q1 PNP, R44, triple inversor U₃ y -Vcc (rojo).

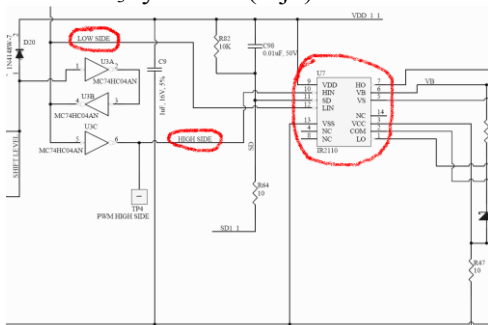


Figura 14. Diagrama esquemático etapa de amplificación Clase D, cuantizador U₃, excitador de compuertas MOSFET (Gate Driver) U₇.

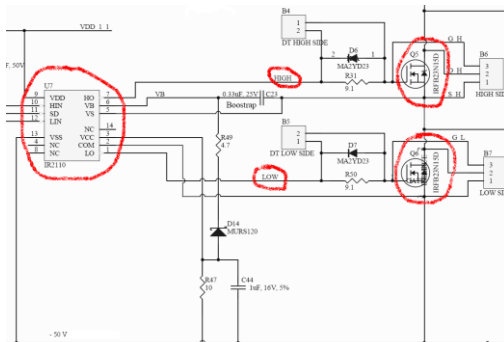


Figura 15. Diagrama esquemático etapa de amplificación Clase D, excitador de compuertas MOSFET (Gate Driver) U₇ y etapa de potencia configuración Half Bridge, Power MOSFETs.

En la etapa de amplificación de potencia, los POWER MOSFETs configurados en medio puente (Half Bridge), alimentados por una fuente de potencia simétrica, amplifican la señal PWM hasta alcanzar 100 V de excursión pico a pico, con una frecuencia de conmutación de 350 kHz. Como se menciona en la sección 3.2.1 para la topología ACL, la frecuencia de conmutación esta determinada por el retardo total de tiempo (total delay) existente en el lazo cerrado. Principalmente afectado por: el tiempo de propagación de U_3 (circuitos lógicos), el retardo de propagación de U_7 (Gate Driver), la constante de tiempo de integración (circuito integrador) determinada por $C17, C18, R26, R23$ y $R1$; y por último la fuente de alimentación de potencia.

Finalmente, la señal de salida del MAPA es recreada, demodulando la señal PWM amplificada, a través de un filtro pasa bajos (Low Pass Filter, LPF) de 2^{do} orden LC, tipo Butterworth, formado por L_1 y C_{51} , ver Figura 16, que filtra la señal de conmutación de alta frecuencia. La frecuencia de corte (f_c) del filtro es de 50 kHz, lo que permite utilizar al MAPA en aplicaciones de ultrasonido.

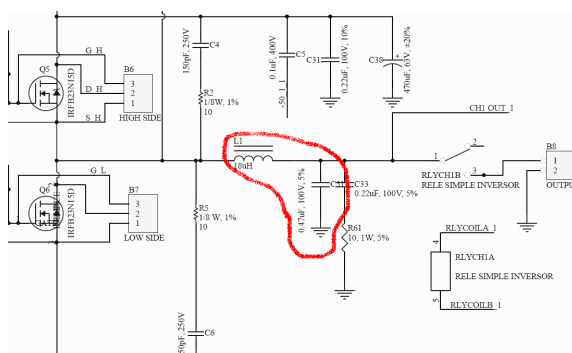


Figura 16. Diagrama esquemático etapa de amplificación Clase D, Filtro pasa bajos (LPF), de 2^{do}Orden, tipo Butterworth, L_1 y C_{51} (demodulador).



a)



b)

Figura 17. Fotografía, de la APS clase D implementada en el MAPA: a) THT: Through Hole Technology, b) SMT: Sourface Mountaing Technology.

3.2.4 Ventajas y desventajas

Entre las principales ventajas que tiene el funcionamiento en Clase D topología ACL, tenemos que destacar: alta eficiencia ($> 90 \%$), bajo peso, costo y disipación de calor, alta relación señal ruido, baja distorsión armónica total, buena estabilidad, simplicidad y gran ancho de banda. Como se menciona anteriormente en la sección 3.2.1, el beneficio de la modulación Sigma-Delta en comparación con la modulación PWM natural que utiliza una señal portadora triangular de alta frecuencia, es que todo el error producido en el rango de frecuencias audibles es desplazado hacia el rango de frecuencias ultrasónicas por el principio de funcionamiento del modulador, “Noise Shaping” (Goldberg, 1991). Además, permite introducir la corrección suficiente en el lazo cerrado. Otra importante ventaja del modulador

auto-oscilante es que cesa de inmediato su operación, en caso de interrumpirse la oscilación por algún motivo. Esto es generalmente muy beneficioso en aplicaciones Clase D, porque hace más robusto el funcionamiento del amplificador.

Por otra parte, existen una serie de desventajas relacionadas con la Clase y la topología implementada, por ejemplo el efecto denominado “*Bus Pumping*”, como consecuencia de utilizar una etapa de conmutación en configuración Half-Bridge. Este fenómeno inevitable, ocurre cuando el amplificador opera en baja frecuencia, generalmente por debajo de los 100 Hz. Básicamente se producen significativas variaciones en el voltaje de alimentación, como consecuencia del flujo inverso de energía devuelto por la carga a la fuente de alimentación. El fenómeno de Bus Pumping, se ve empeorado para: señales de audio de muy baja frecuencia, muy bajas impedancia de carga, altos niveles de voltaje de salida y pequeños capacitores utilizados en el bus de capacidad previo a la etapa de alimentación (Dapkus, 2000). Este inconveniente, fue salvado mejorando la estabilidad de la fuente conmutada de potencia de alimentación, ver sección 3.4

Señales de entrada ultrasónica, de muy alta frecuencia comprendida entre 35 kHz y 65 kHz, pueden ocasionar resonancias en el filtro LC de salida, produciendo un importante incremento en el flujo de corriente reactivo a través de la etapa de conmutación. Este inconveniente fue salvado, implementando una red Zobel RC, para transferir la energía resonante a tierra y proteger el circuito en dicha condición. En caso de utilizar cargas capacitivas, con valores superiores que 0,1 μF , la respuesta en frecuencia será afectada y degradada.

3.3 Fuente secundaria de alimentación y circuito de protecciones (SPS&PC)

Como se puede observar en la Figura 18, la fuente secundaria de alimentación y circuitos de protección (SPS & PC: Secondary Power Source & Protect Circuits) es la encargada de proveer los niveles de voltaje y corriente necesarios para el correcto funcionamiento de los dispositivos electrónicos que conforman la etapa de amplificación de potencia, como: POWER MOSFETS’s, BJT’s, circuitos lógicos, amplificadores operacionales, diodos, etc. Por otra parte, protege la etapa de amplificación del MAPA y la carga (OSS) de posibles malos funcionamientos, a través de tres circuitos básicos de protección que actúan por: sobre voltaje (OVP), sobre corriente (OCP) y corriente directa en la salida (DCP).

La SPS & PC, ha sido diseñada para poder manejar dos etapas de amplificación de potencia, también llamados canales (CH: Chanel 1 y 2), para poder aumentar sus prestaciones. Recibe en su entrada las señales de alimentación de corriente continua o directa (DC: Direct Current) que produce la SMPS, las cuales son: + 50 V, - 50 V, y Tierra (GND: Ground). Por otra parte, recibe también señales de control de la etapa de amplificación de potencia que son utilizadas por el sistema de protecciones. Finalmente, genera trece (13) señales de salida en total, tanto de control como alimentación.

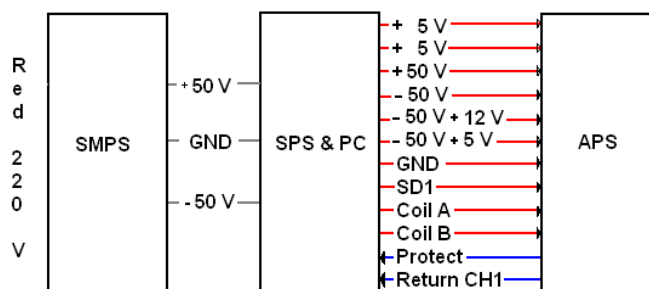


Figura 18. SPS & PC, Señales de alimentación y control para una APS

3.3.1 Diagrama esquemático y funcionamiento

En primer lugar, se muestra en la Figura 19 el diagrama esquemático general de la Fuente Secundaria de Alimentación y Circuito de Protecciones (SPS & PC) implementada en el MAPA. En segundo lugar, se desarrolla su principio de funcionamiento. La SPS & PC está organizada en bloques independientes, existiendo redes específicas para la generación de las señales de alimentación y control. En la Figura 20, se presenta un sector ampliado del circuito, donde se observa la conexión de entrada de +50 V, la salida de 5 V a través de Q18 (NPN), la salida de -5 V a través de Q17 (PNP), la salida de -50 V+12 V a través de C 55, R30 y D5, las salidas *Shut Down* SD1 y SD2, la entrada de DC que actúa sobre Q16 (NPN), el relé que conecta y desconecta la carga RLY y el LED interno utilizado para visualizar a través de su apagado la activación del sistema de protección, comandado por SW y Q11 (MOSFET). Q13 es un par de transistores (PNP-NPN) integrados de crecimiento epitaxial y resistencia base-emisor en un solo empaquetado. En la Figura 21, se observa ampliado el resto del circuito de la SPS & PC, la regulación de -50V+9V, se logra a través de un regulador lineal 7809, denominado U10. El cual, recibe a su entrada 24 V, a través de la utilización de un diodo zener denominado Z5. Posteriormente, la señal de regulada de -50V+9V, es aplicada a la entrada de dos (2) reguladores lineales integrados 7805UA, que entregan -50V+5V para alimentar los *cuantizadores* de las APS. Por último para producir los -50V+12V, utilizados para alimentar el circuito integrado que controla las compuertas de los MOSFET de potencia (Gate Driver, IR2110), se utilizó un regulador de voltaje conmutado integrado (Step-Down or Buck Converter) de la firma National Semiconductos, el LM2594, que opera a 150 kHz y entrega 0,5 A de corriente máxima. En tercer lugar, se presentan los tres circuitos de protección implementados.

Protecciones

Como se menciona anteriormente, el MAPA posee tres protecciones que actúan por: sobre voltaje (OVP), sobre corriente (OCP) y corriente continua en la salida (DCP). Todas las protecciones utilizan compuertas lógicas OR, cuando cualquiera de ellas es activada, se desconecta la carga (OSS) a través del relé de salida. OVP y OCP pasan por un circuito LATCH, en cambio la DCP no lo utiliza. Para producir un *re-set* en el sistema de protección, el voltaje de produce la fuente de alimentación (SMPS) debe caer a 0 V, antes de aplicar nuevamente la energía. El sistema de protecciones producirá el apagado (Shut down) de la etapa de amplificación de potencia (APS) si se detecta una falla en el funcionamiento de la APS. En la Figura 22, se representa sintéticamente el diagrama esquemático del circuito de protecciones para dos APS (IR, 2004).

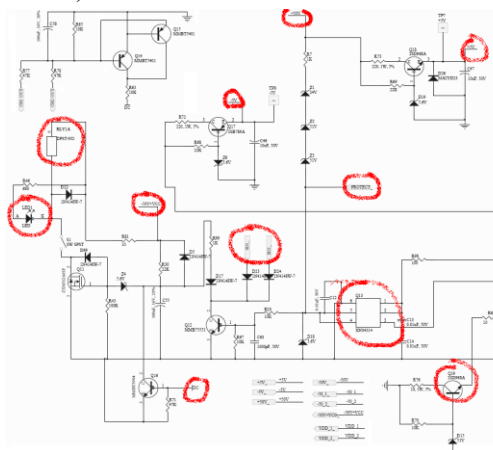


Figura 20. SPS & PC, alimentaciones, entradas y salidas. Relé, Protect, Shut Down, SW.

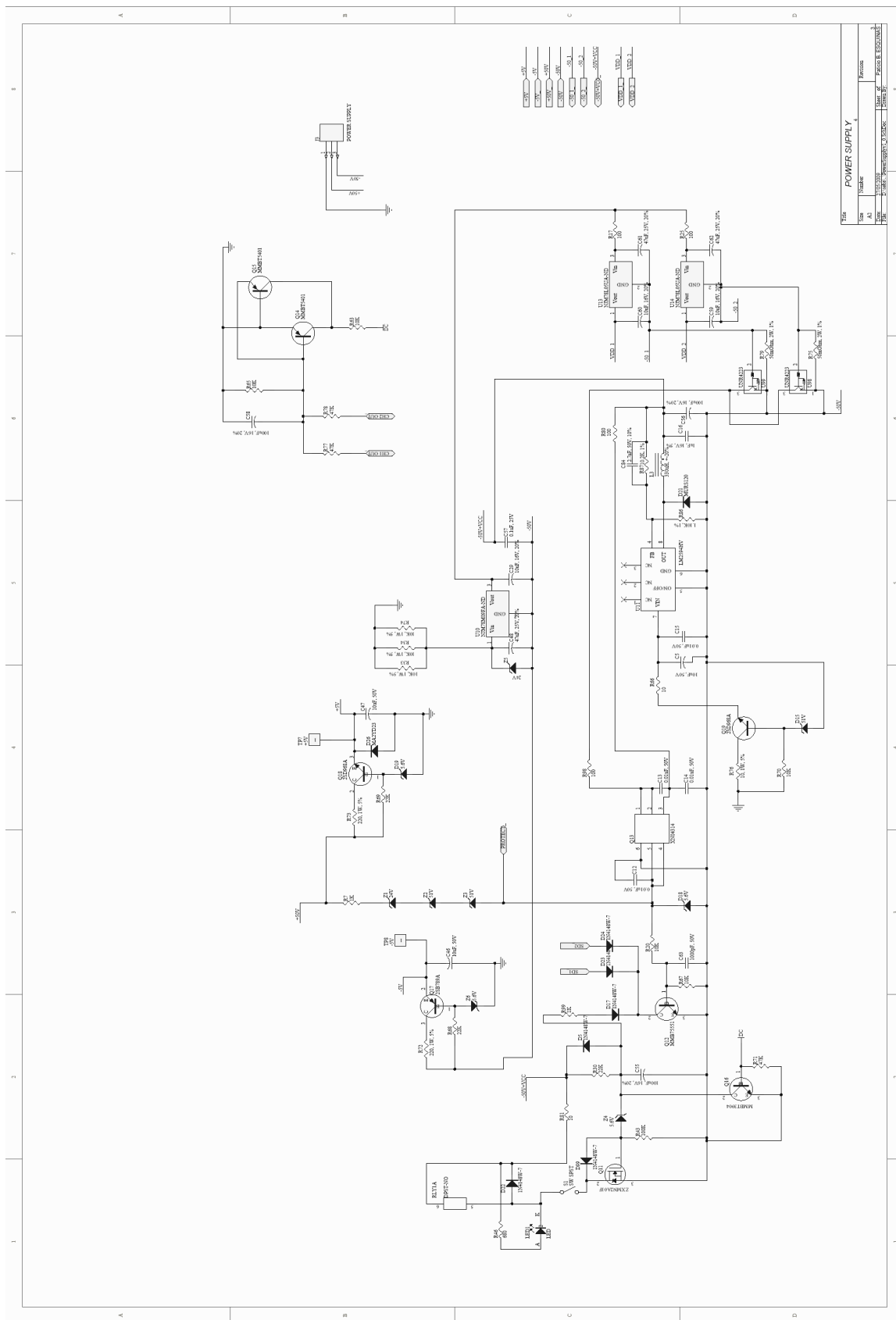


Figura 19. Diagrama esquemático, Fuente Secundaria de Alimentación y Circuito de Protección (SPS & PC).

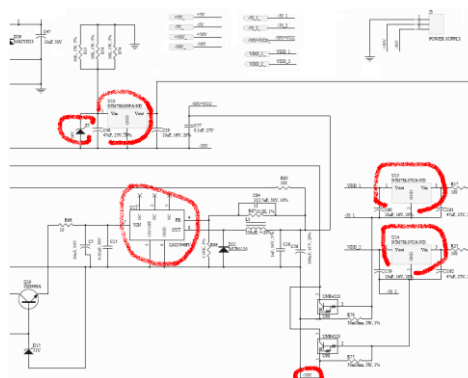


Figura 21. SPS & PC, regulación -50V+9V, -50V+5V, -50V+12

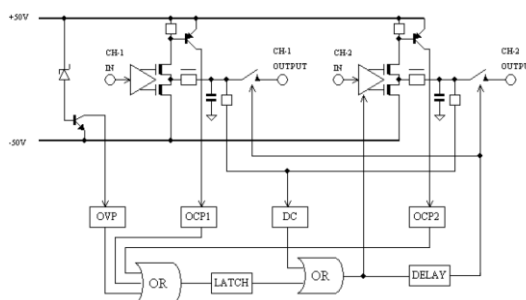


Figura 22. SPS & PC, diagrama esquemático del circuito de protecciones para dos APS.

Protección por sobre voltaje (OVP)

La protección por sobre voltaje inhabilita (Shuts down) la APS, cuando la diferencia de potencial eléctrico definida entre +Vcc (+50 V) y -Vcc (-50 V) excede 126 V. Este umbral esta determinado por la suma de los voltajes de tres diodos zener, Z1 (24 V), Z2 (51 V) y Z3 (51 V), ver Figura 20.

Protección por sobre corriente (OCP)

La activación de la protección por sobre corriente producirá la inhabilitación (Shuts Down) de la APS, cuando la cantidad de corriente censada en la rama positiva de alimentación de la SMPS, exceda el valor máximo preestablecido. Cuando ocurre una condición de sobre corriente, el voltaje generado a través de los resistores *Shunt*, enciende el transistor Q2, en la APS, ver Figura 20, el cual produce la señal adecuada para activar la lógica de protección (Protect).

Protección por corriente continua en la salida (DCP)

El objetivo de la DCP es la protección de la *carga*, por ejemplo, cuando está conformada por uno o varios altavoces. Tal es el caso de la fuente sonora omnidireccional (OSS) utilizada para la medición de la RIR según norma ISO 3382. Esta condición anormal de funcionamiento ocurre solo cuando la APS falla, y uno de los MOSFETs permanece en estado encendido (ON state). DCP se activa cuando la salida posee un offset mayor que ±3 VDC, ver Figura 20. Cuando DCP es desconectada (unlatched), cuando la APS retoma su normal funcionamiento, aproximadamente 2 s después que la falta a terminado.

Circuito de encendido suave (Soft Startup)

Una APS, en configuración ACL auto-oscilante como la implementada en el MAPA, requiere una señal sincronizada de encendido suave (start-up soft triggering signal) que permita cargar el capacitor BOOTSTRAP de lado alto (high side) (IR, 2005). El circuito de

encendido, formado por Q9 (NPN), C42 y R13, es el encargado de detectar el flaco de subida de la rama negativa de voltaje ($-V_{cc}$) y encender por 200 ms el MOSFET de lado bajo (*low Side*), para de esta forma cargar el capacitor de BOOTSTRAP (C23) y posteriormente desconectarse del lazo permitiendo que se establezca la oscilación. Para asegurar un correcto encendido, la rama negativa de la fuente de alimentación de potencia debe comenzar desde 0 V. Durante el encendido, se produce en la salida del LPF un nivel de voltaje de DC, como consecuencia de la carga del capacitor de BOOTSTRAP (C23). Para evitar que este voltaje de DC sea aplicado en la carga (altavoces), el relé de salida (RLY) se cierra 2 s después de haber terminado el proceso de encendido, ver Figura 20. Esto permite, que el amplificador comience a operar una vez alcanzado el régimen de estado estacionario.

Filtros de alta frecuencia (HFF)

Los capacitores C31, C32, C38 y C39, ubicados en la etapa de amplificación (APS), ver Figura 16, permiten filtrar únicamente el *ripple* de componentes de alta frecuencia de corriente producido durante la acción de conmutación de los transistores, a aproximadamente 350 kHz.

Banco de capacitores

Para poder cubrir los requerimientos de corriente producidos por señales de tipo impulsivas, se implemento un banco de capacitores (bus Capacitor) entre la SPS & PC la SMPS de 14.000 μF , 63 V para cada rama de alimentación (+ V_{cc} y $-V_{cc}$), ver Figura 1 b, a la izquierda de la SMPS.



Figura 23. Fotografía, de la SPS & PC, (SMT: Surface Mounting Technology).

3.4 Fuente conmutada de alimentación de potencia (SMPS)

Las fuentes lineales de alimentación de potencia (LPS: Linear Power Supply) resultan de gran *peso y tamaño*. Generalmente están sobredimensionadas por condiciones de diseño, fijando el margen de seguridad para evitar el recorte (clipping) de la señal de audio.

La SMPS implementada en el MAPA, posee una topología Medio Puente (Half Bridge). La cual se clasifica como una fuente conmutada asilada, con excitación del núcleo bidireccional, donde se utilizan dos cuadrantes (I y III). Esta topología ha sido derivada de un convertidor *Buck* (Oros, 2004).

3.4.1 Diagrama esquemático y funcionamiento

La topología Medio Puente es muy usada en convertidores *off-line* debido a que la tensión de bloqueo de los transistores no es el doble de la alimentación, como en el caso de los convertidores *Forward* de simple switch, y la topología *Push-Pull*. Otra ventaja de ésta topología es que permite balancear los voltios-segundo de cada transistor de conmutación automáticamente para prevenir la saturación utilizando un método sencillo de balanceo del intervalo de cada transistor sin emplear núcleos con entrehierro, y sin correctores de simetría. (Oros, 2004). Hay que destacar que esta topología es muy utilizada cuando se requieren tensiones de salida de bajo valor. Sin embargo proporciona la potencia necesaria

para excitar la etapa amplificadora de potencia (< 500 W). Por otra parte, solo se utilizan dos MOSFET y un simple circuito de control, lo cual se traduce en un bajo costo y fácil implementación.

En la Figura 24, se presenta el diagrama en bloques de la SMPS, el cual esta compuesto por seis bloques principales.

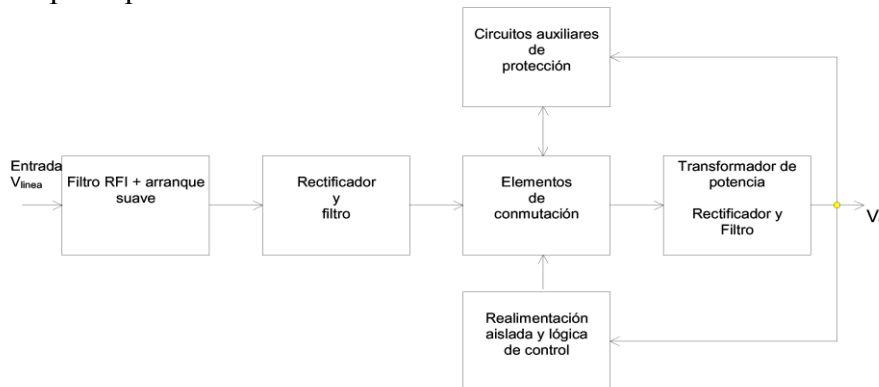


Figura 24. Diagrama de bloques de la SMPS implementada en el MAPA.

Como se menciona anteriormente la SMPS proporciona la potencia necesaria para la APS, la cual se especificó a partir de la carga a utilizar. A continuación se listan sus características principales:

- *Tipo de Convertidor:* Medio Punte Simétrico Estabilizado (Half-Bridge)
- *Tensión de Línea de Alimentación:* 200 a 240V, 50 Hz.
- *Frecuencia de Conmutación:* 90 kHz.
- *Tensión de Salida:* ± 50 V
- *Corriente de Salida:* 5 A
- *Ripple de Salida:* 200 mV_{p-p}.

En la Figura 25, se muestra el diagrama esquemático de la etapa de entrada, el filtro de supresión de EMI, el puente de rectificación y filtro de línea.

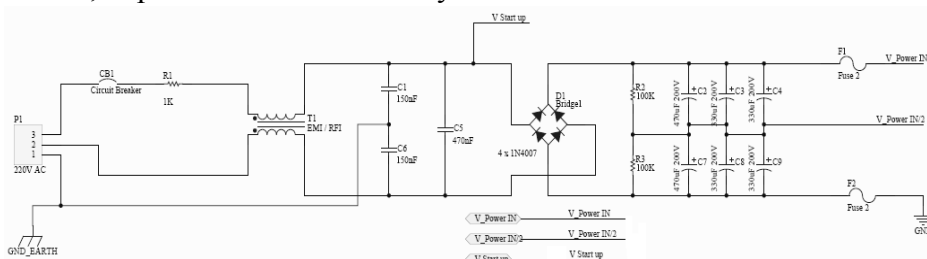


Figura 25. Diagrama esquemático de la etapa de entrada y supresión de EMI.

En la Figura 26, se muestra el diagrama esquemático de la etapa de excitación de las compuertas para los transistores MOSFET (Gate Driver), utilizando el método de excitación flotante del Gate implementado con el IR2110 de la firma IR Inc. (IR-AN 978, 2005).

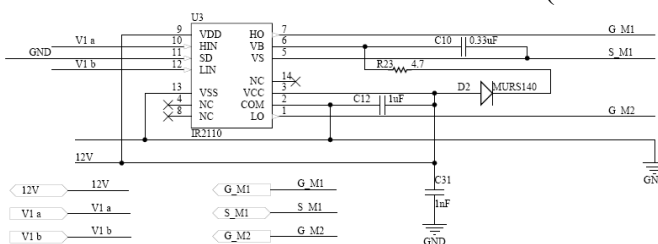


Figura 26. Diagrama esquemático de la etapa de Gate driver, utilizando el IC IR2110.

En la Figura 27, se muestra el diagrama esquemático de la etapa de medio puente implementada con MOSFET IR840. Se muestra además el transformador de salida, con su bobinado auxiliar para generar 12 V que alimentan el generador de PWM (SG3525) y el Gate driver (IR2110), evitando así el uso de fuentes externas para tal fin.

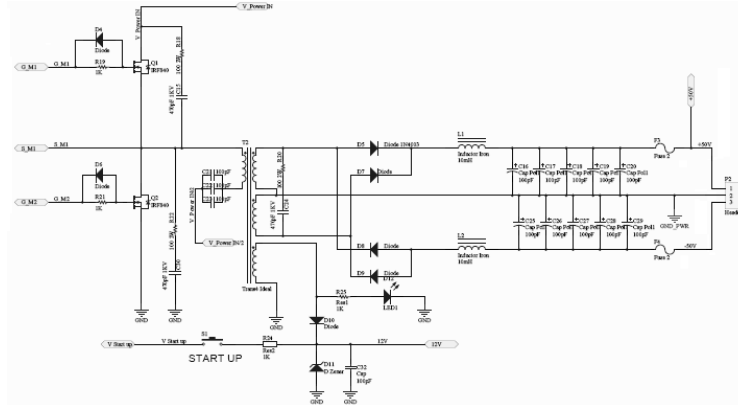


Figura 27. Diagrama en bloques de la etapa del medio puente y transformador de salida y filtro.

En la Figura 28, Se muestra el circuito de control y generación de PWM. El cual, fue implementado con el SG3525 operando a 90 kHz. La etapa de control fue diseñada para obtener un un *ripple* de salida máximo de 200 mV.

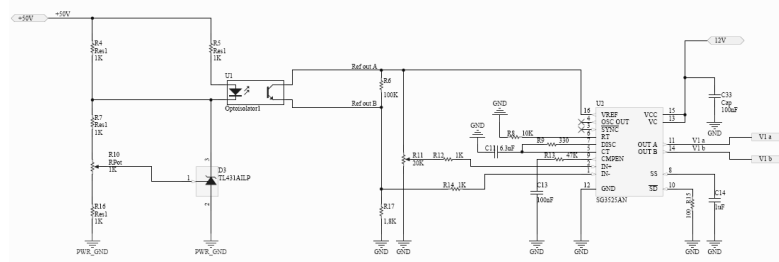


Figura 28. Diagrama en bloques de la etapa de PWM y lazo de control.

Circuito de Entrada de Línea

El circuito de entrada tiene un supresor de EMI (Interferencia Electromagnética), ya que la norma internacional VDE 871/872 exige un filtro para evitar que la fuente conmutada genere ruido en la línea. La red supresora de EMI tiene los capacitores de alta tensión (mayor de 500 V) y de alta frecuencia. Los capacitores C3 y C5 oscilan en valores de 0,1 μ F a 2 μ F. Los capacitores C1 y C6 tienen un valor típico de 2,2 nF a 33 nF. El supresor de EMI, T1, tiene un valor de 1,8 mH a 25 A de entrada y 47 mH a 0,3 A de entrada. El termistor R1 conectada en serie con la línea produce el arranque suave, absorbiendo el pico de corriente en el arranque de la SMPS. En la Figura 29, se observa la fotografía de la SMPS.

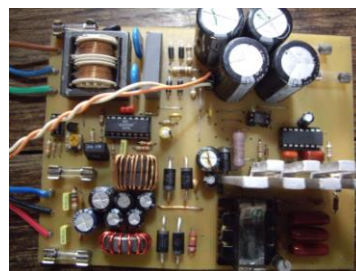


Figura 29. Fotografía, de la SMPS, topología Half Bridge, (THT: Through Hole Technology)

3.5 Especificaciones técnicas

A continuación se listan las especificaciones técnicas principales del MAPA:

- *Modelo:* D-ACL
- *Clase:* D
- *Topología APS:* Lazo cerrado analógico (ACL), con realimentación Pre-LPF
- *Topología Etapa de Salida:* Medio Puente (Half Bridge), Power MOSFET
- *Modulador:* Auto-oscilante, Modulador Sigma-Delta de 2° Orden
- *Frecuencia de Conmutación:* 350 kHz, sin señal de entrada
- *Filtro de Salida:* Pasivo, Tipo Butterworth, 2° orden LC
- *Respuesta en Frecuencia:* 1 Hz a 50 kHz, ± 3 dB, ref, 1 kHz.
- *Relaciones de potencia de salida:* 324 W_{RMS} , 4 Ω , 0.1 % THD+N
192 W_{RMS} , 6 Ω , 0,1 % THD+N
- *Impedancia mínima de carga:* 4 Ω
- *Relación Señal Ruido:* >100 dB, Bw: 20 kHz. (a confirmar con filtro AES-17, LPF)
- *Protecciones:* sobretensión (OVP), sobrecorriente (OCP), Corriente Continua (DCP)
- *Tipo de Fuente de Alimentación de Potencia:* Conmutada (SMPS), ± 50 V, 5 A, 90 kHz
- *Topología Fuente de Alimentación de Potencia:* Medio Puente (Half Bridge)
- *Tipo de Conexión:* Panel Frontal (Front Panel)
- *Tipo de Señal de Entrada:* Desbalanceada (unbalanced)
- *Impedancia de Entrada:* 3,3 k Ω
- *Conectores Señal de Entrada:* 1 XLR hembra, 2 Jack 6,5 H (TS), 1 BNC Macho
- *Conectores Señal de Salida:* 1 Speakon 4 polos p/chasis H., 1 Jack 6,5 H. (TS)
- *Tipo de Gabinete:* Aluminio y chapa, para rack 19", frente y posterior laminado.
- *Indicadores Luminosos LED:* Active (Azul), Signal Presence (Verde), Protect (Amarillo), Clip (rojo) -1.5 dB del clipping real.
- *Cooler:* 220 V, a rúleman, 80 mm de diámetro, con switch independiente.
- *Dimensiones:* 483 mm x 240 mm x 100 mm
- *Peso:* 4,580 Kg

4 Conclusiones

- El desempeño del amplificador de medición superó ampliamente las especificaciones de diseño, logrando un gran ancho de banda (1 Hz a 50 kHz, ± 3 dB ref 1kHz.), un gran manejo de potencia (324 W_{RMS} , 4 Ω , 0,1% THD), alta eficiencia (> 90%) y una buena relación señal a ruido (SNR) que será medida según norma AES en un futuro próximo, una vez desarrollado el filtro normalizado AES-17 LPF especificado para dicho ensayo. Como también, se logro un reducido peso (4.580 Kg) y un bajo costo. Una tarea de optimización a futuro, plantea la reducción del tamaño a una U de rack (19").
- Los tres circuitos de protección (OCP, OVP, DCP) implementados evitaron que se dañe tanto la APS como también la SMPS. Al mismo tiempo, el diseño de SMPS estabilizada aseguro, que no existiesen variaciones de tensión durante grandes requerimientos de energía de la carga.
- Los blindajes implementados para controlar la EMI producida por la APS y la SMPS, permitieron que no existiesen perturbaciones sobre otros equipo eléctricos y electrónico próximos. Lo cual, se evidenció durante las mediciones de *piso de ruido* de la cadena de instrumentación. Una actividad a futuro considera realizar los ensayos de

EMC recomendados por la Comisión Electromagnética Internacional (IEC) según Informe Técnico 61000-1-1.

- El desafío de implementar el MAPA utilizando SMT (Surface Mounting Technology), según la investigación realizada basada en papers y notas de aplicación, se vio afectado por los tiempos de provisión y reposición de dispositivos electrónicos, sumado al alto costo de los mismos. Motivo por el cual, se tuvo que desarrollar también un prototipo en THT (Through Hole Technology), acorde a los dispositivos disponibles en plaza, que redujo notablemente los costos.

Referencias

- Boylestad, R.; Nashelsky, L., "Electrónica: Teoría de los Circuitos", Sexta Edición. Prentice Hall, 1997
- Coughling, R. y Driscoll, F., "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales". 5ª Edición. Prentice-Hall, 1998.
- Chang, J. and et al. "Analysis and design of power efficient class D amplifier output stages". IEEE Transactions on Circuit and Systems", I, June, 2000.
- Dallago E. y Sassone G., "Advances in High Frequency Power Conversion by Delta Sigma Modulation", IEEE Transactions on Circuits and Systems-I. Fundamental Theory and Applications. Vol. 44. Nº 8 Agosto 1997.
- Dapkus D., "Class D Audio Power Amplifiers: An overview". IEEE 2000
- Davis, D. & C. "Ingeniería de Sistemas Acústicos", 1ª Reimpresión Editorial Marcombo, 1983
- Douglas, S. "Audio Power Amplifier Design Handbook". Editorial Newness, 2000
- Ecler Audio Inc. "ReportDTspanish". España. 2003
- Ferreya, S.P., Esquinas, P.B., Orecchia I., Elías, J.M., "Instrumentación electrónica para la medición de la Respuesta Impulsiva de Recintos y cálculo de parámetros acústicos de recintos según norma ISO 3382". Proyecto Final de Grado (Tesis) Ingeniería Electrónica, Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba (UTN, FRC), Sponsor Centro de Investigación y Transferencia en Acústica (CINTRA), Julio de 2009.
- Goldberg J. M. and Sandler M. B., "Noise shaping and Pulse Width Modulator for an All Digital Audio Power Amplifier", Journal of Audio Engineering Society., vol. 39. Junio 1991.
- Gray, R. M., "Oversampled Sigma-Delta Modulation", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-35, Nº5, Mayo 1987.
- International Rectifier Inc, "Class-D Audio Amplifier Design", 2004
- International Rectifier Inc., "Application Note AN-1071-Class D Audio Amplifier Basics".2005
- International Rectifier Inc., "Application Note AN-1138-IRS2092 Functional Description".2005
- International Rectifier Inc., "Application Note AN-978-HV Floating MOS-Gate Driver ICs".2005
- ISO 3382 – Acoustics, "Measurement of the reverberation time of rooms with reference to other acoustical parameters", International Organization for Standardization, Second Edition, 1997
- Oros, Ramon C., "Fuentes Conmutadas, Inversores, UPS y Regulación de Motores", EDUCO, UTN, FRC, 2004
- Ortiz Skarp, A., Ferreyra S., Elías Martín, Perez Villalobo J., Novillo D., Fuente de campo sonoro homogéneo: construcción y verificación. Procedimientos del 3º Congreso Argentino de Acústica del Nuevo Milenio, (CADAE 2005), 10 y 11 de Noviembre, Buenos Aires, Argentina, 2005
- Ortega B. P. y Romero, M. R., "Electroacústica, Altavoces y Micrófonos", Pearson Prentice Hall, 2003
- Putzeys B., "Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control", Journal Audio Engineering Society, Convention Paper Presented at the 118th Convention May 28-31 Barcelona, Spain, 2005