



Diseño de un amplificador lineal de potencia para análisis de la dinámica de conmutación resistiva en interfaces metal-óxido

Resumen

El “electric pulse-induced resistive switching (EPIRS) effect”, observado en algunas interfaces metal-óxido, tiene gran interés tecnológico, para el desarrollo de memorias Resistivas RAM (RRAM), de superiores prestaciones, que las Flash.

El amplificador lineal desarrollado, en este trabajo, posee una topología circuital no convencional, que le permite aplicar pulsos de elevada frecuencia, corriente y tensión, a la interfaz, para así poder determinar su característica de corriente-tensión (IV).

Palabras Clave - EPIRS, RRAM, amplificador, pulsos, IV.

Introducción

En un futuro cercano, las memorias tradicionales basadas en semiconductores alcanzarán sus máximos niveles de integración, en la producción de dispositivos electrónicos, es por ello que actualmente el efecto EPIRS, el

cuál genera cambios en la resistencia de algunas interfaces metal-óxido, mediante la aplicación de pulsos eléctricos, adquiere gran importancia, por la posibilidad de realizar memoria RRAM, de mayor capacidad de integración, menor consumo de energía, más rápidas y robustas que las memorias Flash, sobre todo para aplicaciones aeroespaciales y en particular en satélites artificiales.

Las RRAMs se construyen mediante la colocación de un óxido (por lo general un mal conductor) intercalado entre dos electrodos metálicos.

Los cambios resistivos en estos dispositivos, dependen de los materiales utilizados, por lo cual es necesario realizar estudios mediante la aplicación de pulsos de diferentes ciclos de trabajo y amplitudes, para poder obtener la característica IV de la interfaz metal-óxido (Acha C. & Rozenberg M. J., 2009).

Para llevar a cabo estos análisis es necesario, aplicarle a través de los electrodos del dispositivo, corrientes y tensiones de diferentes valores, frecuencias y ciclos de trabajos. Esto se realiza mediante la utilización de

un generador de señales conectado a una etapa amplificadora la cual utiliza como carga el dispositivo a caracterizar.

El desarrollo de esta etapa amplificadora es la que trataremos en este trabajo, pues de sus características, dependerán los análisis efectuados.

El amplificador debe tener como características sobresalientes, un gran ancho de banda, desde prácticamente corriente continua hasta algunos Megahertz y una buena linealidad.

Estos requisitos son difíciles de obtener con las topologías circuitales clásicas, debido a esto se propone realizar un amplificador con una topología circuital no convencional, denominada “Current Feedback Amplifier” (CFA) (Alexander Mark, 1992), (Mancini Ron, 2001), utilizada en algunos amplificadores operacionales integrados de alta frecuencia y baja potencia, pero muy poco en amplificadores de potencias medias o altas, estos circuitos presenta algunas ventajas sobre la configuración más comúnmente utilizada en circuitos amplificadores, llamados “Voltage Feedback Amplifier” (VFA) (Self Douglas, 2006), Fig. 1,

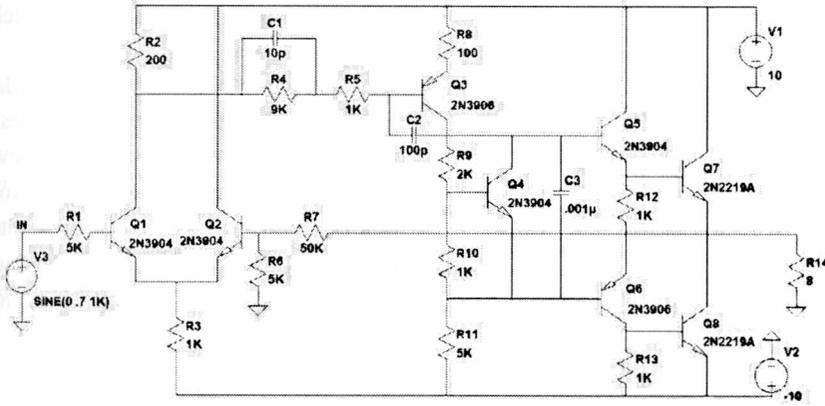


Fig. 1. Circuito VFC

Si bien los CFA, no proveen la precisión de los VFA, respecto a la deriva de corriente continua y ganancia de tensión, sí con ellos es posible obtener un gran ancho de banda y una elevada velocidad de cambio de salida (*slew rate*).

La Fig. 2 representa la etapa de entrada, ganancia de tensión y la red de retroalimentación de un CFA, simplificado.

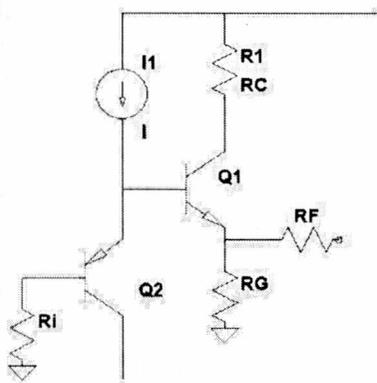


Fig. 2. Circuito CFA simplificado

La ventaja principal de los CFA frente a los VFA, quedará expuesta en el siguiente análisis (Palouda, Hans, 1989). Siendo la ganancia de tensión en un VFA, Fig. 1, Eq. (1).

$$A_v = \frac{A_{ol}}{1 + \beta A_{ol}} \quad (1)$$

A_v = Ganancia de tensión retroalimentado

A_{ol} = Ganancia de tensión sin retroalimentar

β = Factor de transmisión inversa

Llamando a

$$G = \frac{1}{\beta} \quad (2)$$

G = Ganancia a lazo cerrado

se obtiene

$$G = \frac{R_7 + R_6}{R_6} \quad (3)$$

La Eq. (3) proviene de analizar la red de retroalimentación Fig. 1.

Reemplazando Eq. (3) en Eq. (1) y ordenando se tiene

$$\frac{1}{A_v} = \frac{1}{A_{ol}} + \frac{1}{G} \quad (4)$$

En la Eq. (4), se puede observar que si G es muy grande, A_v es aproximada-

mente igual a A_{ol} , por lo que el ancho de banda se reduce, por el contrario si G no fuese tan elevada, el ancho de banda aumenta, modificando así, la ganancia de lazo cerrado G , que es independiente de la frecuencia, se modifica la ganancia y respuesta en frecuencias de A_v , en los amplificadores, de topología VFA.

De la Fig. 2, se obtiene:

$$A_{ol} = \frac{R_C}{R_G // R_F} A1 \quad (5)$$

Donde $A1$ es la ganancia de la primera etapa Q2, seguidora.

$$G = \frac{R_F + R_G}{R_G} \quad (6)$$

Reemplazando Eq. (5) en Eq. (4)

$$\frac{1}{A_v} = \frac{1}{G} \left(\frac{R_F}{R_C A1} + 1 \right) \quad (7)$$

Siendo el primer factor $1/G$, independiente de la frecuencia y el segundo factor independiente de la ganancia, pudiendo tener, debido a $A1$ polos en su respuesta en frecuencias, la ganancia A_v será escalable por el factor G , pero del mismo ancho de banda, es decir variando R_F aumentamos o disminuimos el ancho de banda y mediante R_C ajustamos la ganancia total, necesaria, Eq. (6). Esta es la diferencia fundamental entre los CFA y VFA.

En la Fig. 3 se observa que el cambio en la ganancia a lazo cerrado en un VFC, modifica la respuesta del amplificador retroalimentado.

En la Fig. 4 se puede visualizar el cambio de escala de la ganancia de tensión por la modificación del valor de la ganancia de lazo cerrado, manteniéndose prácticamente la misma frecuencia de corte superior, en la respuesta, para un CFA.

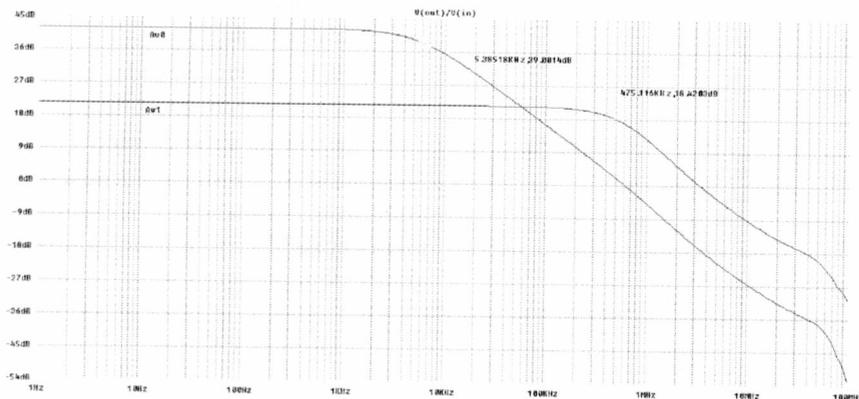


Fig. 3. Ganancia tensión en VFC

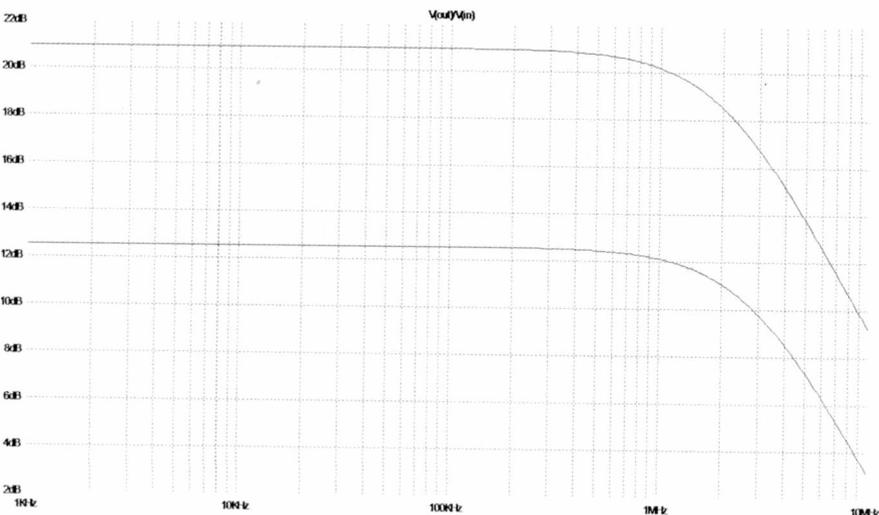


Fig. 4. Ganancia tensión en CFA

Además de las características ya mencionadas, de poder permitir amplificar pulsos de entrada de alta frecuencia, el dispositivo, debe poder manejar impedancias variables de carga y entregar tensiones superiores a 150Vpp con corrientes de hasta 10Arms, a su salida.

2. Materiales y métodos

2.1. Diseño del Circuito

El diseño del circuito amplificador se realizó previamente, mediante simulación (Tuinenga Paul, 1995), utilizando Ltspice, software gratuito, provisto por Linear Technology.

El circuito se confeccionó, tratando de obtener la mínima deriva de corriente continua posible y la mayor precisión en la ganancia de tensión, mediante la complementación de fuentes de corrientes y una gran simetría en el circuito, Fig. 5.

Para lograr una gran estabilidad del amplificador frente a los diferentes tipos de cargas y mantener el ancho de banda necesario, se realizaron varias iteraciones en el simulador, a fin de determinar el óptimo valor de R_F , conformada esta, por el paralelo entre R6, R14, R20, R30, R31, R32, para facilitar la disipación de potencia y se fijó la ganancia A_v , median-

te la selección R_C , R33 en paralelo con R35.

Además para conservar la estabilidad e incrementar algo más la respuesta en frecuencias del amplificador y evitar posibles oscilaciones se recurrió a una compensación proporcional integral derivativa (PID) implementada en la red de retroalimentación, R_F , R_C , C2, C3.

2.2. Descripción del Circuito

El amplificador se diseñó en una configuración simétrica y complementaria, utilizando transistores bipolares y mosfets, acordes a la tensión ($\pm 100V_{cc}$) y corriente (10Arms) de trabajo, Fig. 5. Todos el circuito a excepción de la etapa de salida constituida por los mosfets M1, M2, funcionan en pura clase A, logrando así obtener una gran linealidad.

Los transistores Q10, Q11, Q5, Q6, conforman fuentes de corriente, que polarizan Q16, Q17, seguidores de entrada, que proveen la alta impedancia de entrada y contribuyen a disminuir la deriva de tensión de salida del amplificador, Q3, Q4 generan la corriente que espejarán Q2, Q7, Q33 y Q1, Q2, Q9.

Mediante M3, se realiza el multiplicador V_{gs} , que polariza la etapa de salida, permitiendo seleccionar la corriente que circule por los seguidores mosfet de potencia M1, M2, evitando así distorsiones por cruce y además posibilitando una retroalimentación térmica con la etapa de salida, linealizando el "push pull cuasi clase B" de salida, en forma practica se ajusto este valor alrededor de los 100mA.

Los diodos, D3, D7, D4, D8 protegen las compuertas de los mosfet y R25, R26 previenen posibles oscilaciones de los mismos.

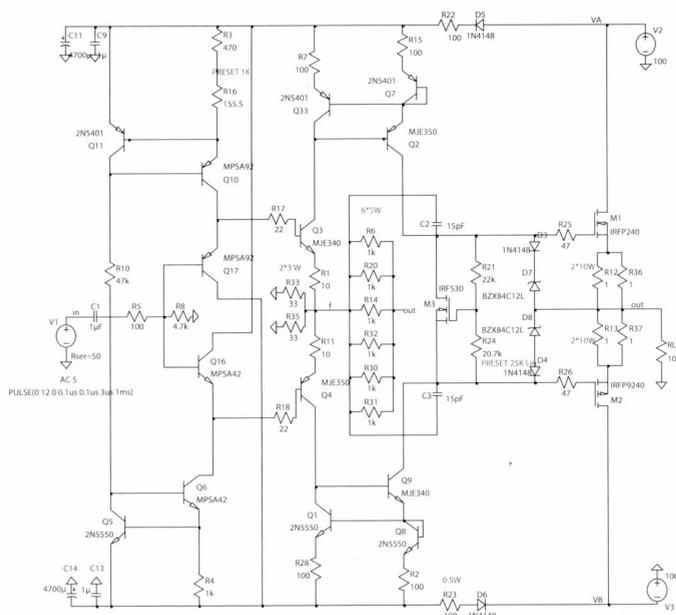


Fig. 5. Circuito final del amplificador propuesto

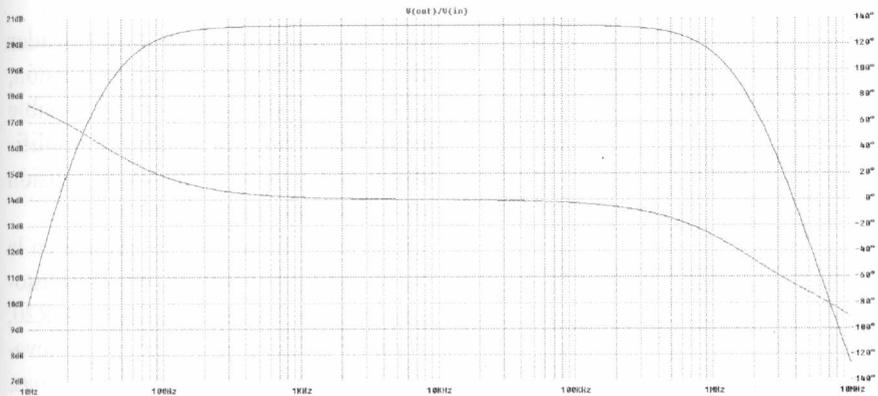


Fig. 6. Respuesta en frecuencia y fase

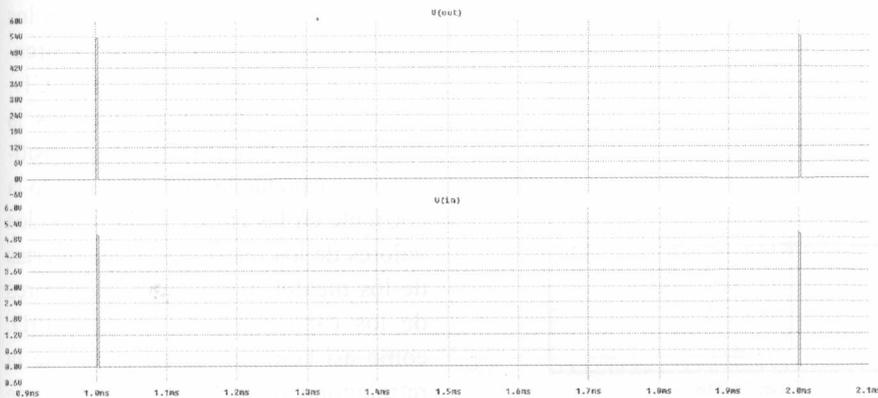


Fig. 7. Pulso de señal con un ciclo de trabajo del 0.3%

2.3. Circuito impreso y montaje

La placa del circuito impreso se diseñó utilizando el software Eagle Lite, versión gratuita de Cadsoft y confeccionada en simple faz, en material de epoxy, sin plano de tierra.

La fuente de alimentación es simétrica, no regulada, con 16.000uF de capacidad, en los filtros.

Posee protección mediante fusibles en primario y secundario del transformador. Se debió poner énfasis en la ubicación y características, de los capacitores de desacople de fuente, sobre la placa impresa, como así también en el trazado de masa del circuito.

Para la disipación de calor se utilizó disipador de aluminio y ventilación forzada.

3. Resultados y discusión

El comportamiento del amplificador se puede observar en las siguientes figuras, las cuales son productos de mediciones realizadas con el simulador, una carga resistiva de 10 ohms, que emula la carga a la que será sometido y a un 20% de la máxima potencia de salida que entrega el amplificador.

La Fig. 6, permite observar la respuesta en frecuencia del dispositivo la cual tiene una frecuencia de corte inferior en aproximadamente 30Hz., que se puede disminuir, de ser necesario, incrementando el valor de C1, Fig. 5 y una frecuencia de corte superior aproximada de 2MHz., siendo la ganancia de tensión de aproximadamente 21dB.

La Fig. 7, representa el comportamiento del amplificador al ser excitado con un pulso de un ancho de 3us. y un periodo de 1KHz., señal con un ciclo de trabajo de 0.3%, V(in) y la señal de salida V(out), ambas con sus respectivos voltajes.

La Fig. 8, muestra con mayor detalles los pulsos de entrada, gráfico inferior

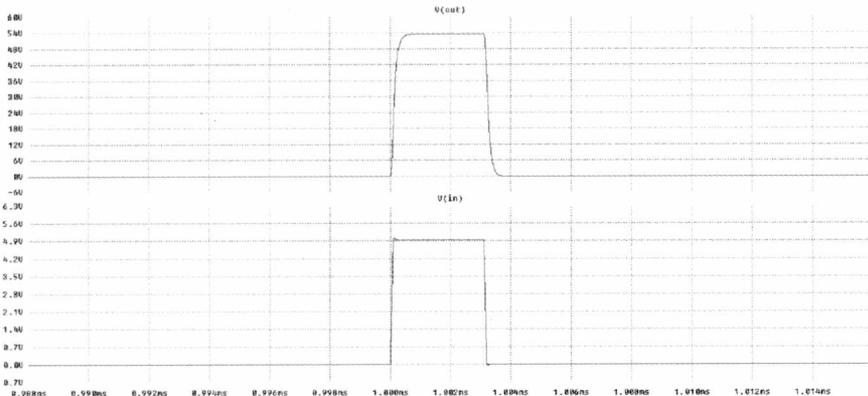


Fig. 8. Detalles pulso Fig. 7.

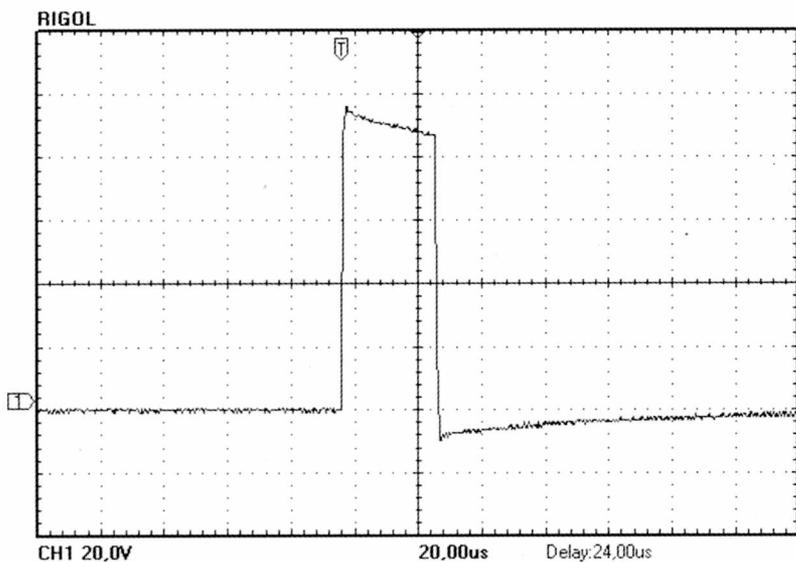


Fig. 9. Pulso ancho 30 us periodo 1ms. Ciclo de trabajo 0.3%

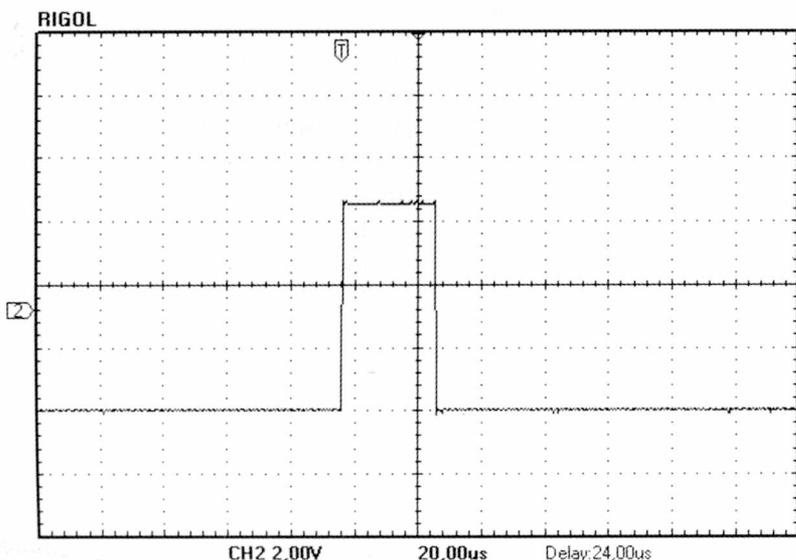


Fig. 10. Pulso entrada ancho 30 us. periodo 1ms.

y salida, gráfico superior, de las señales observadas en la Fig. 7.

La Fig. 9, corresponde a la señal obtenida por osciloscopio digital a la salida del amplificador, en condiciones reales, al ser excitado con un pulso de características similares, Fig.10, se puede observar el valor de tensión de salida de aproximadamente 100V. La deformación en la parte superior de la señal ocurre debido a un incremento en la frecuencia de corte inferior en el amplificador real a diferencia del simulado.

En la Fig. 11, se tiene el pulso de salida, en este caso de 300us y un periodo de 10ms, con una amplitud de aproximadamente 80V.

La Fig. 12, representa la señal triangular de ingreso al amplificador y la Fig. 13 corresponde a la señal de salida.

En las mediciones reales, la carga utilizada fue un resistor de 1K ohms.

Del diseño resultó un amplificador de potencia lineal de baja distorsión, gran ancho de banda, muy flexible respecto al tipo de señales a amplificar y con una baja deriva de tensión de salida, menor a 100mV.

Es de hacer notar, la importancia en la selección de la potencia, en los resistores de retroalimentación, R6, R14, R20, R30, R31, R32 y R33, R35, pues elevadas corrientes circulan, por las mismas. De ser necesario trabajar en frecuencias muy bajas, sera necesario dotar al amplificador de un mejor manejo de la corriente de salida, mediante la conexión de mosfet en paralelo, con los consiguientes problemas de apareamiento y incrementar el valor de C1. Si se desea incrementar aun más la respuesta en frecuencia del dispositivo, esta se puede lograr aumentando la corriente en las etapas, reduciendo los valores de los resistores en las puertas de los mosfet, reduciendo los valores de los capacitores del circuito PID, como así también los resistores de la retroalimentación, todo esto requiere de un análisis de las disipaciones de

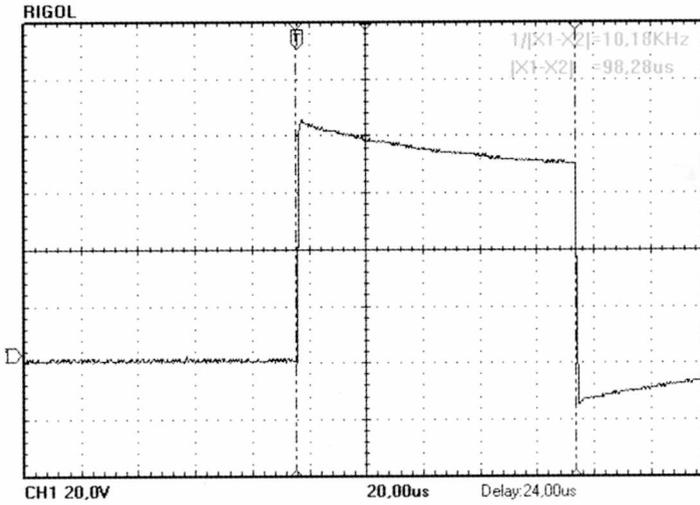


Fig. 11. Pulso ancho 300 us. periodo 10ms. Ciclo trabajo 3%

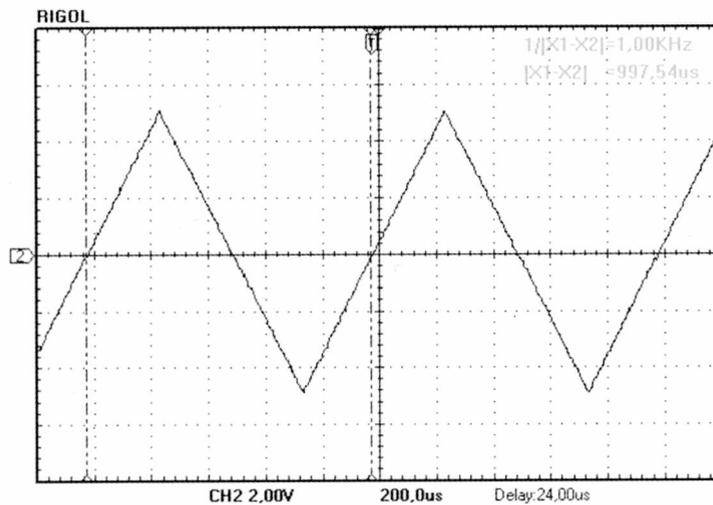


Fig. 12. Señal triangular entrada frecuencia 1 KHz amplitud +/- 5V

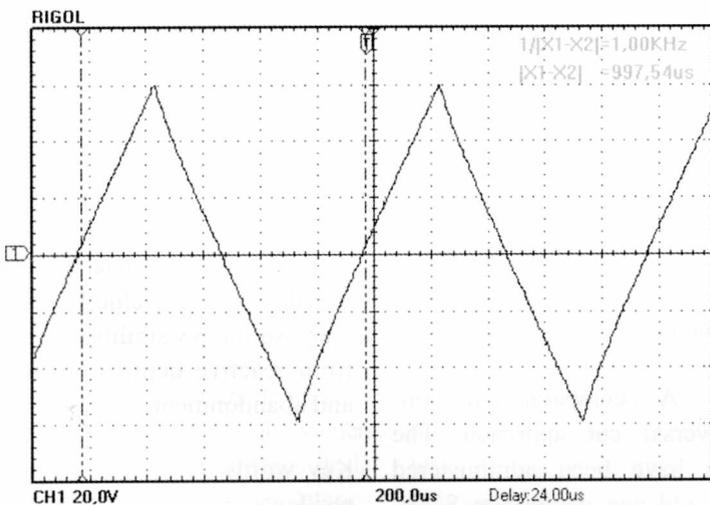


Fig. 13. Señal triangular salida 1 KHz amplitud +/- 60V

potencias en la etapas, así también como de estabilidad del nuevo diseño. En cuanto a los circuitos de protección, tensión continua elevada a la salida, sobre corriente y temperatura, deben ser tenidos en cuenta por más que no se detallan en este trabajo.

4. Conclusiones

Se logró diseñar y construir un amplificador de potencia lineal, de muy bajo costo, que es capaz de reproducir señales de alta frecuencia, cuya utilidad, es la de ser el instrumento utilizado en la caracterización IV de las interfaces metal-óxido, para aplicaciones en las nuevas memorias RRAM, cuyas características permitirán como principal aplicabilidad, la de componer circuitos electrónicos, en satélites espaciales.

Referencias

- Acha C., Rozenberg M. J. *Non-volatile resistive switching in the dielectric superconductor Yba2Cu3O7-δ*. J. Phys.: Condens. Matter 21 (2009) 045702 (5pp).
- Alexander Mark. *The Alexander Current-Feedback Audio Power Amplifier*. AN-211. Application Note. Analog Device. USA, 1992.
- Mancini Ron. *Current Feedback Amplifier Analysis and Compensation*. Application Report. Texas Instrument. USA, 2001.
- Palouda, Hans, *Current Feedback Amplifier*, Application Note 597, National Semiconductor (1989).
- Self Douglas. *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Fourth Edition, Newnes, Elsevier, Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, 30 Corporate Drive, Burlington, MA 01803. (2006)
- Tuinenga Paul W. *A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632. (1995)