

Adaptación de señales para instrumentos del Laboratorio Portátil de escritorio

Signal adaptation for desktop Portable Laboratory Instruments

Macelo D'Amore¹, Emanuel Unrein², Paola Beltramini¹, Pedro Foresi¹

¹Facultad de Tecnología y Ciencias Aplicadas, UNCa., Catamarca, Argentina

²Facultad de Tecnología y Ciencias Aplicadas, UNCa., Catamarca, Argentina

mldamore@tecno.unca.edu.ar, er24unrein@gmail.com, pbeltramini@tecno.unca.edu.ar, pdforesi7@yahoo.com.ar

Recibido: 12/11/2019 - Aceptado: 27/02/2020

Resumen

Como parte del desarrollo y construcción de un laboratorio de escritorio portátil que resume la instrumentación básica y necesaria para el desarrollo de prácticas experimentales guiadas, este trabajo se centra en la adaptación de las señales a medir para que puedan ser digitalizadas, procesadas y mostradas en una pantalla. Dicha adaptación debe respetar las características típicas de los instrumentos que se pretende implementar, voltímetro, amperímetro y osciloscopio, esto es impedancia de entrada, rangos de las variables a medir, como tensión, corriente o visualización de señales, modos de acoplamiento y proveer a los conversores analógicos-digitales las señales en forma adecuada de tensión y offset. Además, las señales a medir se presentan en modo diferencial.

En el presente trabajo se muestra un desarrollo típico de un amplificador de instrumentación adaptado a los requerimientos individuales de un voltímetro, amperímetro y osciloscopio, para aplicarlos luego en el desarrollo integral de un Laboratorio Portátil de Escritorio.

Palabras Claves: Voltímetro, Amperímetro, Osciloscopio, diferencial offset

SIGNAL ADAPTATION FOR DESKTOP PORTABLE LABORATORY INSTRUMENTS

As part of the development and construction of a portable desktop laboratory that summarizes the basic and necessary instrumentation for the development of guided experimental practices, this work focuses on the adaptation of the signals to be measured so that they can be digitized, processed and displayed in a screen. This adaptation must respect the typical characteristics of the instruments that are intended to be implemented, voltmeter, ammeter and oscilloscope, this is input impedance, ranges of the variables to be measured, this is voltage, current or signal display, coupling modes and provide analog-to-digital converters signals in proper form of voltage and offset. In addition, the signals to be measured are presented in differential mode.

This work shows a typical development of an instrumentation amplifier adapted to the individual requirements of a voltmeter, amperimeter and oscilloscope, to be applied later in the integral development of a Portable Desktop Laboratory.

Keywords: Voltmeter, Amperimeter, Oscilloscope, Differential, Offset

1 Introducción

Este trabajo forma parte del desarrollo y construcción de un laboratorio de escritorio portátil que resume la instrumentación básica y necesaria para la realización de prácticas experimentales guiadas.

Centrada en la Computadora Industrial Abierta Argentina (CIAA) [1], consta de cinco bloques diferentes que le brinda potencialidad al laboratorio: Fuente de alimentación, Display gráfico y táctil, Instrumentos (voltímetro – amperímetro – osciloscopio), Generador de señales y finalmente un módulo de conectividad que brinda comunicación a redes de datos en el aula (profesor con alumnos); adicionalmente consta de un conector donde se tienen

disponibles las tensiones de alimentación del circuito bajo prueba [2] [3].

Mediante la CIAA se implementan tres instrumentos voltímetro – amperímetro – osciloscopio. Los dos primeros de tipo digital, y el osciloscopio posee memoria para retención de eventos rápidos.

A través del presente trabajo se comparte un desarrollo típico de un amplificador de instrumentación, con la correspondiente adaptación de las señales a medir para que puedan ser digitalizadas, procesadas y mostradas en una pantalla, respetando las características usuales de los instrumentos que se pretenden implementar, pero acordes a los requerimientos de la CIAA.

2 Conformación de señales para los instrumentos voltímetro amperímetro y osciloscopio.

En el diagrama de la figura 1 se observan claramente el bloque CPU (correspondiente a la CIAA) y el bloque Instrumentos, al cual nos estamos refiriendo en el presente trabajo [2] [3].

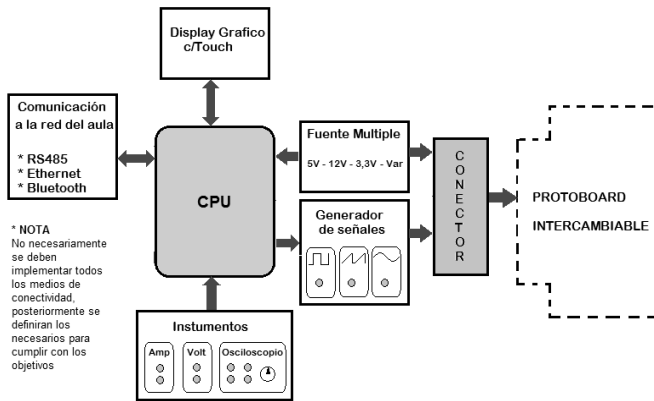


Figura 1. Bloques del Laboratorio portátil

Centrándonos en los instrumentos a desarrollar, voltímetro, amperímetro y osciloscopio, es necesario adaptar las señales medidas sobre placas experimentales del laboratorio portátil, para que sean aptas para ser procesadas por la CIAA y puedan ser mostradas como valores numéricos en una pantalla o visualizadas en tiempo real en modo x-t (función del tiempo) haciendo las veces de osciloscopio.

2.1 Especificaciones de diseño

Las señales analógicas ingresan a los conversores análogo digital de la CIAA para que ésta haga el procesamiento, digitalización, cálculos y presentación. Estas señales pueden tomar valores tanto negativos como positivos, variables en el tiempo (CA) o continuos (CC), referidos a masa o entre dos puntos de un circuito, es decir diferenciales.

Los conversores análogos-digital (DAC) de la CIAA sólo admite valores positivos, y como necesitamos trabajar con señales que toman valores tanto positivos como negativos, referidos a masa, como por ejemplo, una senoide, debemos crear una nueva referencia de “cero” en la mitad de la escala.

Esto se logra introduciendo una señal de offset en las etapas previas.

En las mediciones experimentales se encontró también que los conversores A/D de la CIAA no responden linealmente en todo su rango (0-10V) como es de esperar, sino que luego de los 8V (referenciados a masa de la CIAA) se vuelven no lineales por lo que decidimos limitar el rango de conversión de 0-8V. Por lo tanto, en vistas de disponer ahora un rango de 0-8V se debe crear un “cero virtual” a un potencial de 4V (justo a la mitad, para poder medir excursiones simétricas).

Otra especificación de diseño, es poder realizar mediciones entre dos puntos (tensión o corriente) no referenciados a masa.

Por lo tanto, la tipología elegida para las etapas de entrada es un clásico amplificador diferencial, de tal manera que se pueda medir la diferencia de potencial entre dos puntos cualesquiera del circuito bajo prueba, o hacer circular una corriente en una resistencia conocida y midiendo la caída de potencial sobre la misma determinar el valor de dicha corriente.

De igual manera y para tener cierta uniformidad de diseño se adoptó la misma tipología de amplificador diferencial para la entrada de osciloscopio, sólo que en este instrumento las tensiones a visualizar se aplican en modo común, entre la entrada y masa.

Resumiendo, queremos diseñar un instrumento similar a un multímetro (para medir tensión y corriente) y que el mismo sea flotante, como lo es cualquier multímetro de los utilizados en un laboratorio. También debemos disponer de una entrada referenciada a masa para el osciloscopio, para que haya compatibilidad con este tipo de instrumento de visualización. En la tabla 1 se resumen las especificaciones de los instrumentos.

No pretendemos una precisión extrema, en el orden del 4%, de tal manera que las medidas obtenidas permitan validar los cálculos que se lleven a cabo sobre las placas experimentales.

Tabla 1. Especificaciones de los instrumentos

Instrumento	Rango	Atenuación	Acoplamiento	Ganancia “G”
Voltímetro	1V	1	CC-CA (true RMS) por software	4
	20V	1/20		4
Amperímetro	100mA	1	CC-CA (true RMS) por software	40
	1A	1/10		40
Osciloscopio	100mV/Div	1	CC-CA-GND por hardware	10
	5 V/Div	1/50		10

2.2 Primera aproximación

Habiendo adoptado la tipología de amplificador diferencial, se recurre a un amplificador de instrumentación específico, como es el AD620 de AnalogDevices [5] que presenta muchas ventajas frente a las configuraciones tradicionales de amplificadores operacionales discretos: Altísima ganancia que se ajusta con un solo valor de resistencia, evitando los inconvenientes de apareamiento que requieren otras configuraciones. Posibilidad de ajustar el offset de salida, simplemente aplicando una tensión de referencia única.

Para regular el offset adoptamos un regulador paralelo de alta precisión, el TL431C [6], que actúa como un zener programable a través de un divisor de tensión que proporciona una tensión de referencia muy estable y regulable.

2.3 Cálculos básicos

Implementando el circuito de la figura 2, el regulador de referencia de precisión TL431C necesita una corriente mínima (I_R) de 10mA para funcionamiento óptimo.

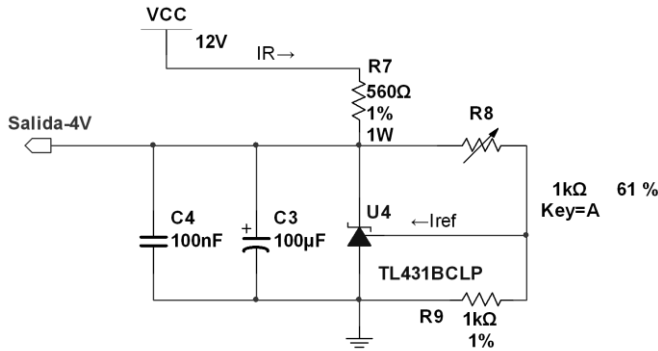


Figura 2. Regulador de tensión de offset

Los AO de instrumentación AD620 tienen una corriente de entrada en el terminal REF (Offset) de 1nA, es decir absolutamente despreciable por lo que no es necesario incluirlo en los cálculos.

R7 (referenciada en la figura 2) se calcula de manera que produzca una caída de potencial.

$$R_7 = \frac{V_{in} - V_{sal}}{I_R} = \frac{12V - 4V}{10mA} = 800\Omega \quad (1)$$

Adoptamos una resistencia normalizada de 560Ω / 1W que determina una circulación de corriente de 14mA, con una disipación para el TL431C de

$$W = I_R \times V_R = 14mA \times 4V = 56[mW] \quad (2)$$

Muy por debajo de las especificaciones del dispositivo.

Para establecer la tensión de salida (cátodo) del regulador el fabricante (Texas Instruments y otros) proporcionan la ecuación 3.

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_8}{R_9}\right) \times V_{Ref} - I_{Ref} \times R_9 \quad (3)$$

Si la corriente que circula por R8 y R9 es mucho mayor que la I_{ref} (ver fig. 2), el segundo término se desprecia. Con esto

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_8}{R_9}\right) \times V_{Ref} \quad (4)$$

De aquí despejamos R8 como

$$R_8 = \left(\frac{V_0}{V_{Ref}} - 1\right) R_9 \quad (5)$$

Fijamos arbitrariamente a R_9 en 1KΩ, y de la hoja de datos del TL431C, $V_{Ref}=2.495V$, sustituyendo por los valores numéricos.

$$R_8 = \left(\frac{V_0}{V_{Ref}} - 1\right) R_9 = \frac{4V}{2.495V} - 1 \times 1[K\Omega] = 0.6[K\Omega] \quad (6)$$

Adoptamos, por cuestiones de flexibilidad y precisión en el ajuste, un preset multivoltas (15 vueltas) de 1KΩ. Los capacitores C3 y C4 eliminan fluctuaciones en baja y alta frecuencia.

3 Circuito de voltímetro

En la figura 3 se muestra el circuito diseñado.

Según nuestras especificaciones de diseño, el voltímetro, debe ser capaz de medir entre dos puntos no referenciados a masa, dispondremos de dos sensibilidades distintas pero un solo nivel de ganancia del amplificador de instrumentación, para evitar posibles desvíos y además un offset de 4V a la salida, para crear un 0 (“cero virtual”) para el DAC de la CIAA.

Nos basamos en el Amplificador de Instrumentación AD620. En la entrada se observa un divisor de tensión flotante cuya salida se aplica a las entradas diferenciales del AD620.

Los voltímetros digitales tienen una impedancia de entrada de aproximadamente 10MΩ.

El divisor de tensión de entrada presenta una resistencia $R_i = R_{19} + R_{20} + R_{21} = (4.7 + 4.7 + 1) = 10.4M\Omega$ (8)

Muy cercana al valor deseado de 10MΩ, típica de los multímetros digitales.

Además, la presencia de R21, como preset multivoltas permite obtener una relación 1/20 con buena precisión.

De esta forma, la llave S3, que en el circuito final será un relé de la misma CIAA, seleccionable por software, permitirá una atenuación de 1 o 1/20.

Esto proporcionará dos escalas, X1 y X20.

En la escala X1, con una entrada de 1V, debemos obtener 4V a la salida.

En la escala X20 (actúa el divisor de tensión por 1/20), con 20V a la entrada, tendremos nuevamente 1V a la salida del atenuador.

Ambas escalas producirán 1V a la salida del atenuador, como necesitamos entregar 4V al DAC, ajustamos el AD620 con una ganancia fija de 4. (1V entrada x G= 4V de salida).

La ganancia del AD620 se ajusta con una sola resistencia, esto es muy beneficioso, ya que en otros esquemas la ganancia se ajusta con una relación de 2 o más resistencias, muy difíciles de emparejar, y mucho menos si pensáramos en valores de ganancias diferentes. Acá hemos fijado la ganancia en 4.

Según la hoja de datos del AD620 (AnalogDevices), la ganancia G responde a la siguiente ecuación (9), de ella obtenemos el valor de R_G que es la única resistencia necesaria para ajustar la ganancia.

$$G = 1 + \frac{49.4K\Omega}{R_G} \rightarrow R_G = \frac{49.4K\Omega}{G-1} \quad (9)$$

De la tabla 1, el voltímetro debe tener una ganancia G=4, por lo que resulta una resistencia R_G

$$R_G = \frac{49.4K\Omega}{G-1} = R_G = \frac{49.4K\Omega}{4-1} = 16.47K\Omega \quad (10)$$

En el circuito $R_G=R_4+R_5$, donde R4 es un preset multivoltas por lo que podemos ajustar con precisión la ganancia G en el valor de 4 preestablecido.

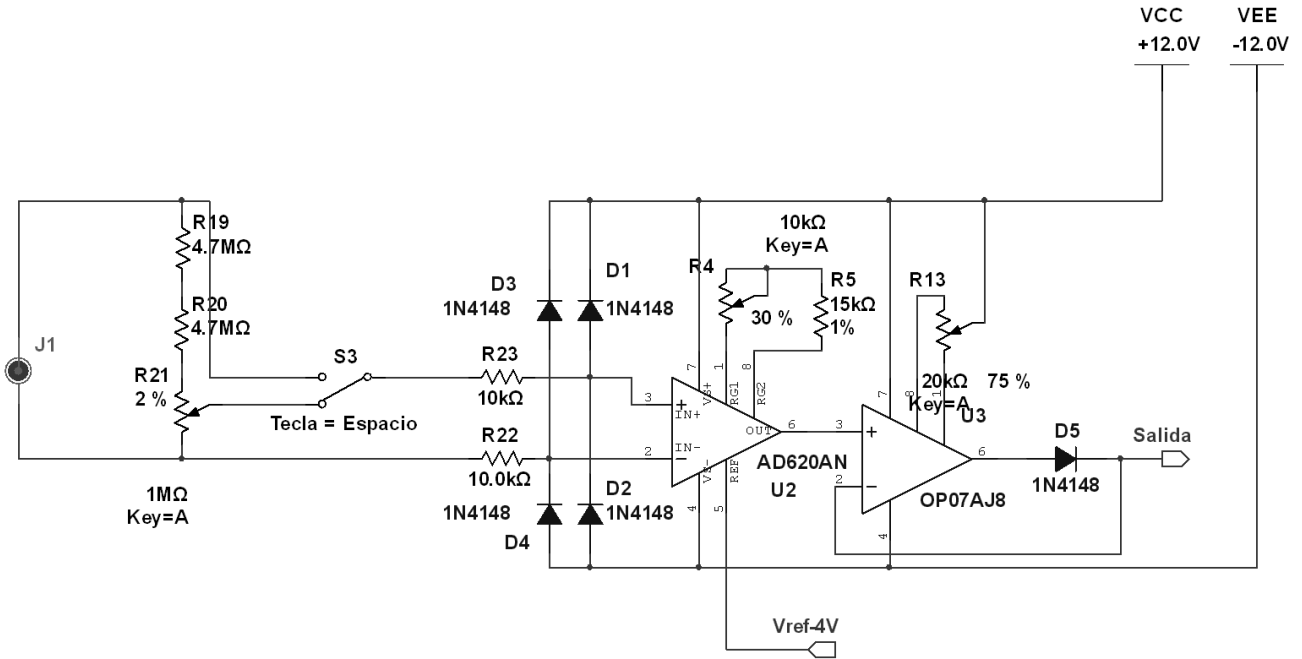


Figura 3. Voltímetro

Se observa que a la entrada diferencial del AD620 hay una red de resistencias y diodos, R22 y R23 (10KΩ) y D1 a D4 (1N4148). La función de esta red es proteger al AD620 de tensiones accidentales superiores a $\pm V_{CC} = \pm 12V$. Cualquier tensión que supere estos valores es enclavada por los diodos.

A la salida del AD620, a manera de buffer colocamos un AO de precisión OP07A [7], e incluimos un diodo 1N4148 en la realimentación. Con esto obtenemos un rectificador de precisión para evitar introducir tensiones negativas al DAC de la CIAA.

El preset multivuelutas R13, previsto para corregir el offset del OP07A, no resultó necesario, por lo que no se instaló.

3.1 Simulaciones

Como se ve en la figura 4 de más abajo, se conecta una batería de 1V a la entrada, la llave S4 en posición de sensibilidad X1 (1V a fondo de escala) y se ajusta la ganancia del amplificador de instrumentación AD620, a través de R3, obteniendo una ganancia de 4 cuando dicho preset está al 14%. De esta manera a la salida obtenemos:

$$V_0 = V_{offset} + 1V \times X1_{sensibilidad} \times G_{voltímetro} = 4V + 1V \times 1 \times 4 = 8V \quad (11)$$

El voltímetro indica 8.003V, muy aceptable. La diferencia se debe al ajuste del preset R3 con pasos de 1%.

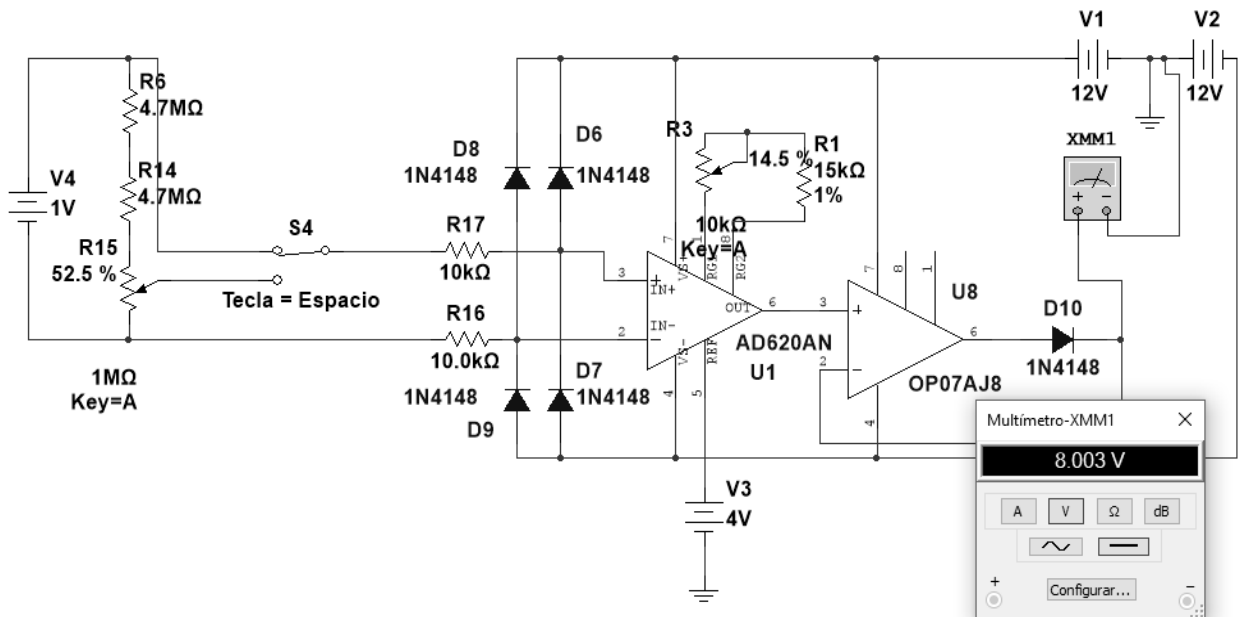


Figura 4. Simulación voltímetro en X10

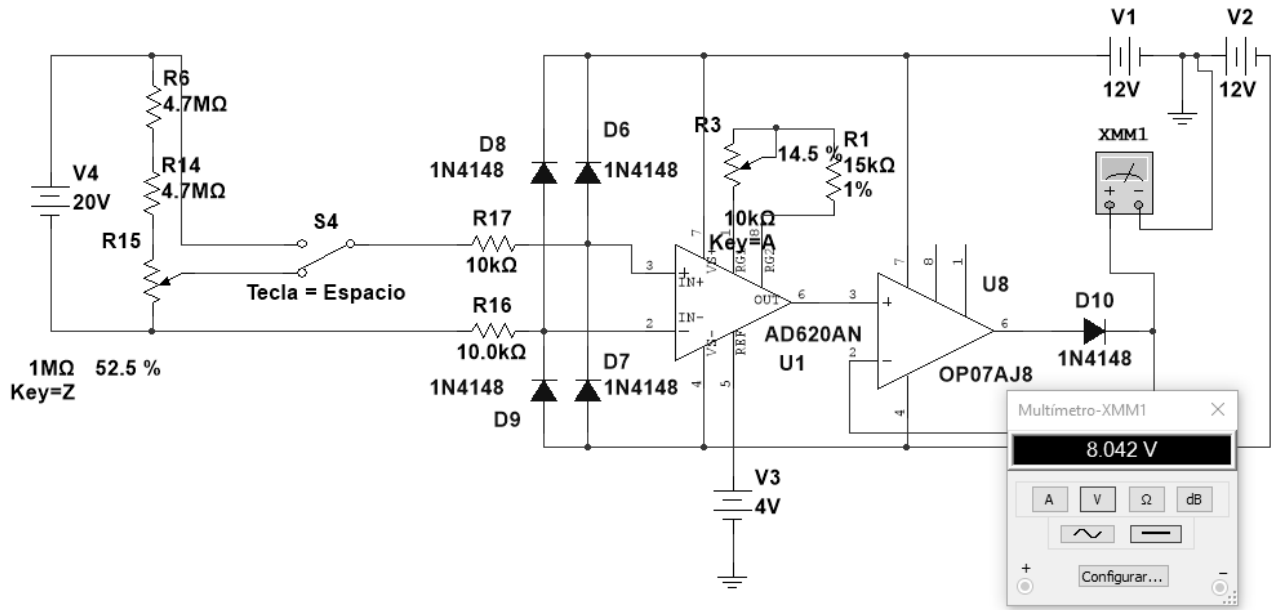


Figura 5. Simulación voltímetro en X20

Luego de ajustar la ganancia, cambiamos la batería de entrada a 20V (Ver figura 5) y el swich S4 lo pasamos a la sensibilidad X20 (20V a fondo de escala). Ahora ajustamos R15, de tal manera que el divisor de tensión formado por R6+R14+R15, proporcionen nuevamente 1V a la entrada del AD620. Esto se logró en el 52.5% de R15 obteniendo en el multímetro de salida una lectura de 8.042V que se corresponde con la fórmula (12):

$$V_0 = V_{offset} + 1V \times X20_{sensibilidad} \times G_{voltímetro} = 4V + 20V \times \left(\frac{1}{20}\right) \times 4 = 8V \quad (12)$$

Con señales alternas, como la simulación de la figura 8, las consideraciones son exactamente las mismas, por lo que no abundaremos en mayores detalles. En la figura 8 se ve como se introduce desde un generador de funciones una señal senoidal de 1KHz, con un valor de pico de 1V. El multímetro indica 2.834V (valor eficaz). Para una senoidal

$$V_p = V_{rms} \times \sqrt{2} = 2.834V \times \sqrt{2} = 4.007V \quad (13)$$

que es el valor esperado

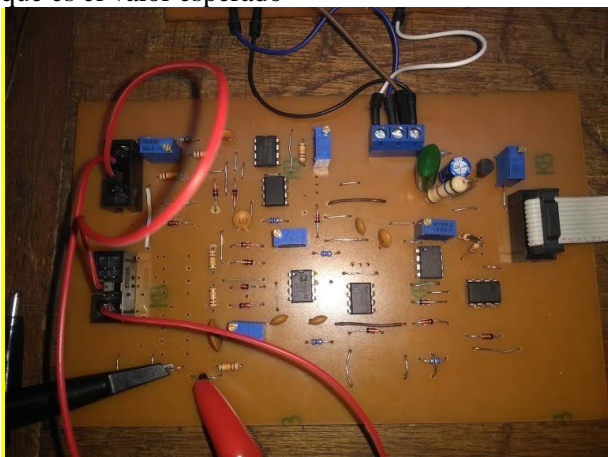


Figura 6. Placa prototipo

3.2 Mediciones sobre placa prototipo

En la figura 6 se ve nuestro prototipo sobre el cual realizamos mediciones reales.

La primera dificultad que enfrentamos es la presencia de un intenso ruido de alta frecuencia a la salida. Como estábamos alimentando con una fuente de switching, tipo PC, para descartar que allí estuviera el origen del ruido, construimos una fuente lineal clásica (figura 7), con reguladores tipo LM7812, 7912 para la fuente de ±12V y 7805 para +5V. Sin embargo, el ruido de alta frecuencia persistía.



Figura 7. Fuente lineal

Estudiando más en profundidad la hoja de datos del amplificador de instrumentación AD620, encontramos un párrafo sobre la captación de interferencia de RF por parte del dispositivo mencionado, siendo muy sensible a estos campos electromagnéticos.

La solución propuesta por AnalogDevices (Fabricante) es la incorporación de un filtro paso-bajo (figura 9), de tipo RC, aprovechando las resistencias de 10KΩ de protección de la entrada (R16 y R17).

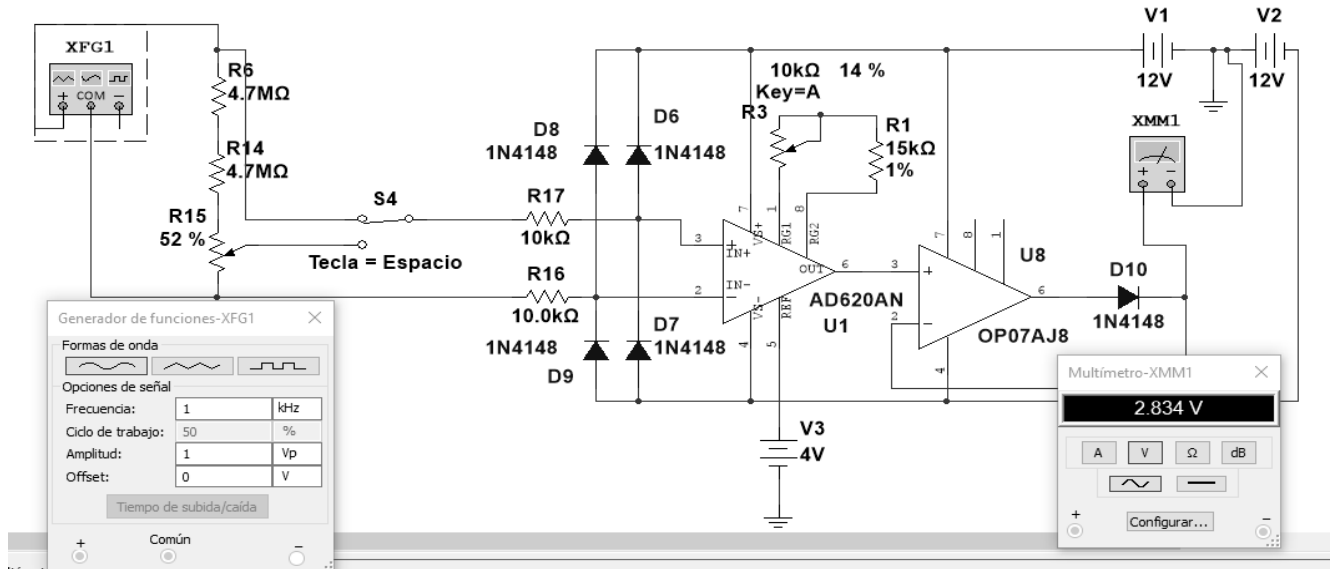


Figura 8 Simulación voltímetro con señal alterna

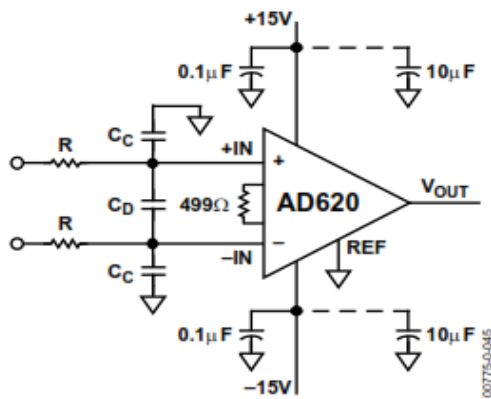


Figura 9=Filtro Paso-Bajo

Para el cálculo de los capacitores utilizamos las fórmulas sugeridas por el fabricante.

$$Frec - corte_{modo\ diferencial} = \frac{1}{2\pi R(2C_D + C_C)} \quad (14)$$

$$Frec - corte_{modo\ común} = \frac{1}{2\pi RC_C} \quad (15)$$

C_D afecta la señal en modo diferencial y C_C lo hace en modo común. Para no degradar la excelente relación de rechazo en modo común (CMRR) del AD620 se sugiere una alta relación $\frac{C_D}{C_C} > 10$.

Estimamos trabajar con señales alternas con una frecuencia de 1KHz, por lo que adoptamos una frecuencia de corte para el filtro de 5KHz.

Con estas consideraciones calculamos los capacitores para el filtro paso-bajo.

$$C_D \cong \frac{1}{2 \times 2\pi R f_{corte-dif}} = \frac{1}{2 \times 2\pi 10[K\Omega] 5[KHz]} = 1.6nF \quad (16)$$

Valor comercial más próximo 1.8nF. Con esto también queda definido

$$C_C = \frac{C_D}{10} = \frac{1.8nF}{10} = 180pF \quad (17)$$

Ahora la frecuencia de corte en modo común se ubica en

$$frec_{mcomún} = \frac{1}{2\pi RC_C} = \frac{1}{2\pi \times 10K\Omega \times 180pF} = 88KHz \quad (18)$$

muy por encima de las frecuencias de trabajo y corte propuestas, por lo que se mantendrá sin mayores cambios la CMRR del AD620.

4 Circuito de Amperímetro

Utilizamos el mismo circuito del voltímetro, para que funcione como amperímetro, ya que el principio de funcionamiento sería medir la caída de tensión sobre una resistencia conocida, provocada por la corriente a medir con lo que fácilmente se puede deducir dicho valor. $I_{medida} = \frac{V_{medida}}{R_{shunt}}$, la R_{shunt} debe ser lo más pequeña posible, para que la caída de tensión que en ella se verifica, no altere significativamente el circuito bajo prueba.

El circuito propuesto corresponde a la figura. 10.

Se fijan dos escalas, una de 1A y la otra de 100 mA a fondo de escala.

En la escala de 1A, se hace pasar la corriente a medir por una $R_{shunt} = 0.1\Omega$. En este caso una corriente de 1A, producirá una caída de 100mV. Para tener 4V a la salida (máxima salida, recordar que la salida se compone de un offset de 4V + la tensión a medir, con un límite de 8V). Por lo tanto, necesitamos una ganancia de 40, lo que se obtiene fácilmente calculando la R_G necesaria para el amplificador de instrumentación AD620.

$$R_G = \frac{49.4K\Omega}{G-1} = \frac{49.4K\Omega}{40-1} = 1.27K\Omega \quad (19)$$

Ponemos una $R=1K + Preset$ multivoltas de 1K, para calibrar dicho valor.

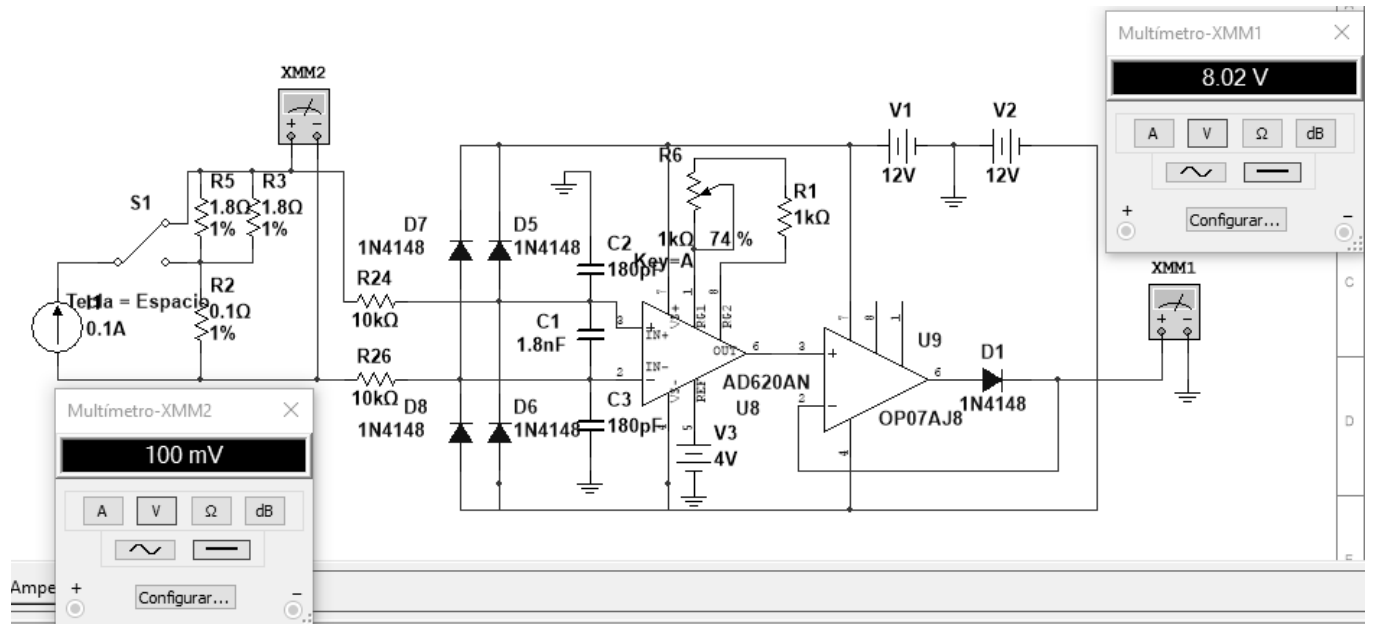


Figura 10. Amperímetro

Nótese que queda en serie con $R_{shunt} = 0.1\Omega$, otra sección del shunt, para la otra escala, formado por el paralelo de dos $R=1.8\Omega$, cuyo valor es 0.9Ω . Es un valor pequeñísimo frente a la alta impedancia del AD620 por lo que no debe considerarse, ya que no habrá caída alguna de tensión.

También es de destacar que la llave selectora de escala (en el circuito S1, cuya función la cumplirá un relé de la CIAA), puede tener una resistencia de contacto y por lo tanto una caída de tensión, pero la misma está fuera del circuito de medición, por lo que no tendrá efecto adverso alguno.

En la escala de 100mA, la $R_{shunt} = 1\Omega$, formada por las dos R de 1.8Ω en paralelo (0.9Ω) y en serie con la $R=0.1\Omega$, con dicha corriente, producirá una caída de 100 mV, que multiplicada por la ganancia $G=40$ del AD620, será nuevamente de 4V a fondo de escala. El

tratamiento es exactamente el mismo, por lo que no abundaremos en explicaciones repetitivas.

5 Circuito del osciloscopio

El circuito propuesto es el de las figuras 11 y 12. Se repite la misma tipología que para los otros instrumentos, sólo que, en este caso en particular, no se utiliza una entrada diferencial, sino referida a masa, por lo que una de las entradas del AD620 se conecta a tierra. La llave S3 (relé de la CIAA) permite introducir un capacitor $C5$ de $.22\ \mu\text{F}$ para bloquear la componente de continua, es decir, obtener un acoplamiento en AC. A su vez, S1 (relé de la CIAA), permite una entrada directa, sin atenuación, o en la otra posición, hacerlo a través del preset $R27$, que ajustado apropiadamente nos dará una atenuación $1/50$ como fue estipulado.

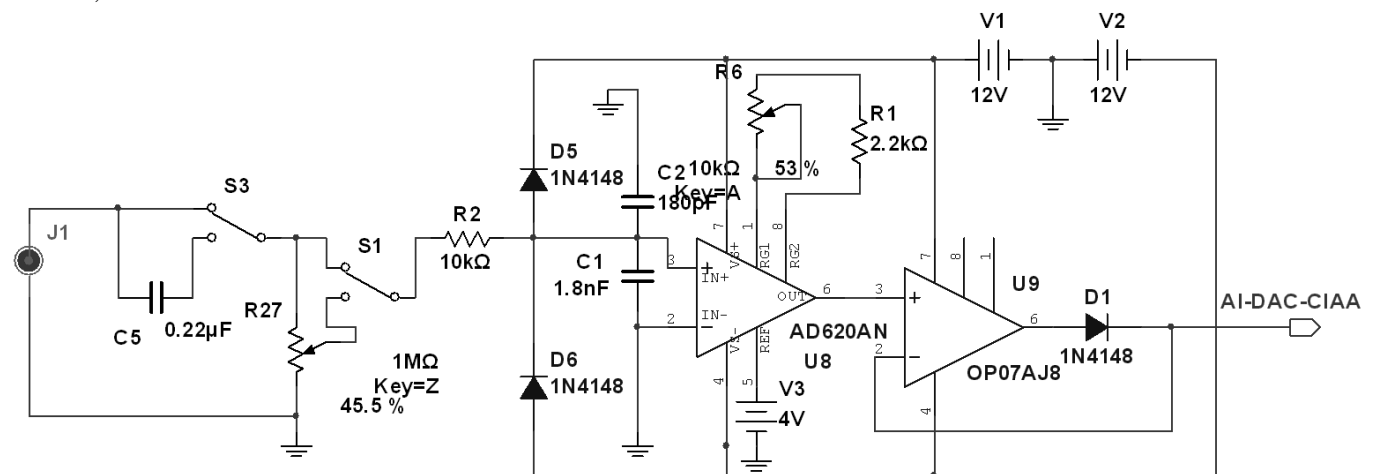


Figura 11. Entrada osciloscopio

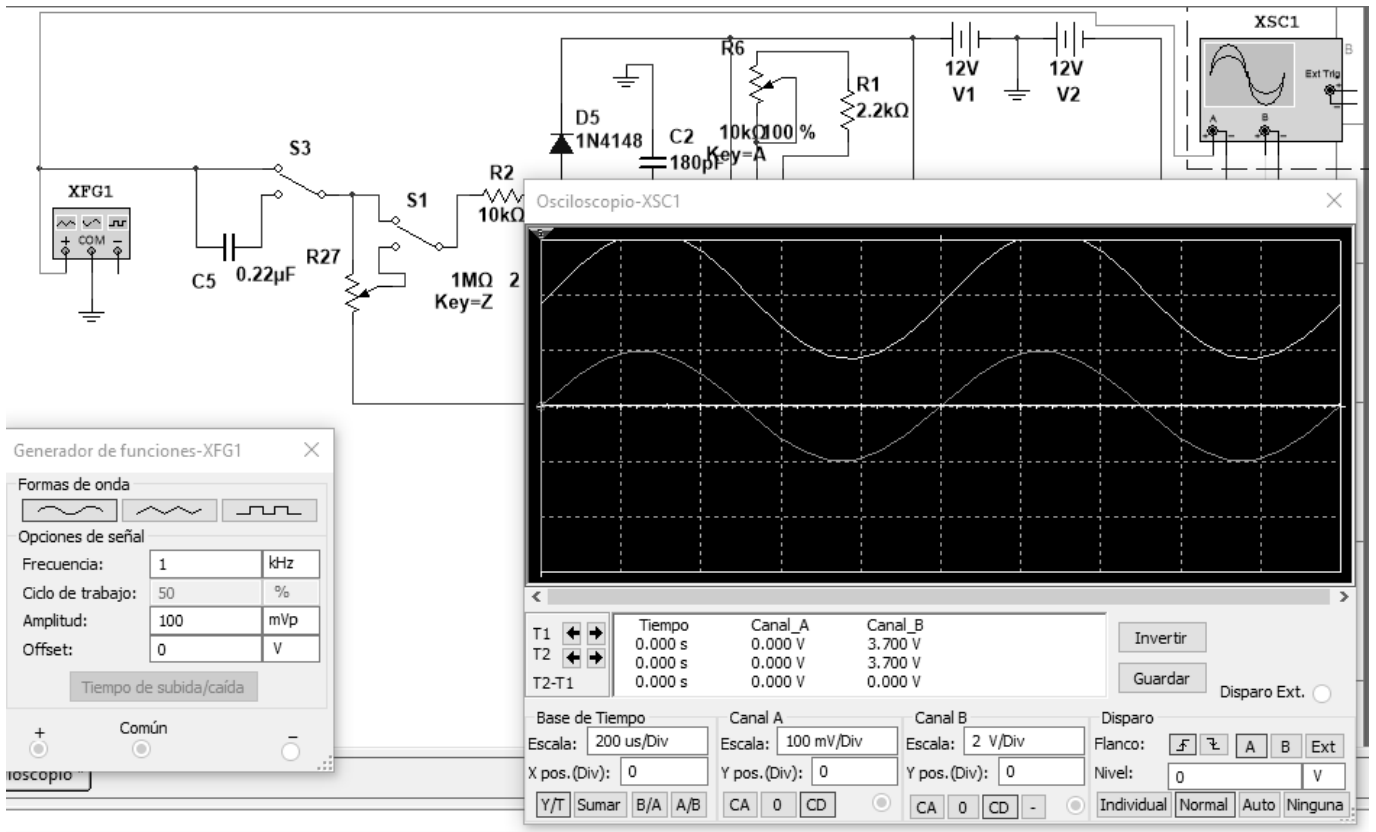


Figura 12. Simulación Osciloscopio

5.1 Algunas mediciones

La figura 13 muestra un oscilograma capturado con osciloscopio digital UNIT-T 2000UTDX, con una señal senoidal de entrada de 1Vp se obtienen a la salida 4Vp montado sobre el offset de 4V.

La señal de entrada está aplicada al canal A y la salida al B. Nótese las diferentes escalas de cada canal, ambos con acoplamiento en continua y el offset de 4V en la salida. Entrando con una señal de 0.1Vp, se obtiene a la salida 1Vp, o sea una ganancia $G=10$ como se especificó, montada sobre un offset de 4V.

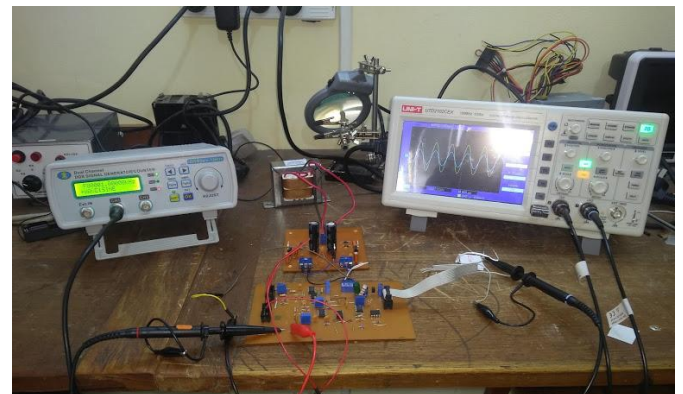


Figura 14. Banco de pruebas

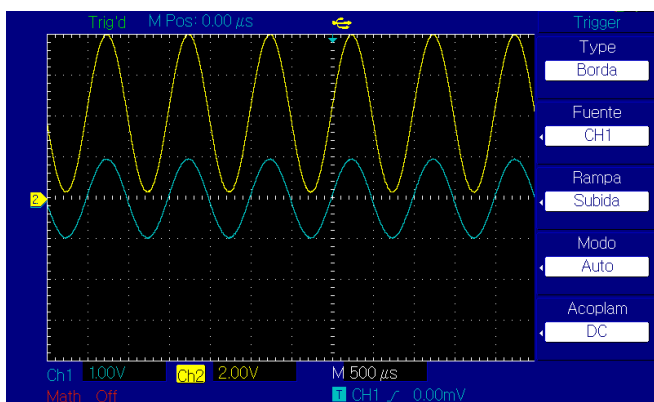


Figura 13. Oscilograma de entrada y salida osciloscopio



Figura 15. Generador de funciones con señal senoidal de 1KHz

Emanuel Unrein

Maximio Victoria 55

Catamarca

Argentina

er24unrein@gmail.com

http://tecno.unca.edu.ar/

6 Conclusiones

Se obtuvo un diseño adecuado para las etapas de entrada de los tres instrumentos requeridos, multímetro, amperímetro y osciloscopio cumpliendo con las especificaciones de las mismas. Este desarrollo muestra flexibilidad en el ajuste de parámetros por lo que podrá ser utilizado en futuros desarrollos, incluso con otras placas CPU diferentes de la CIAA. Al momento de concluir este artículo se está trabajando en el proyecto Optimización de un laboratorio de escritorio portátil, con una placa STM32F.

Posteriormente pretendemos someter los circuitos diseñados a una simulación de Monte Carlo, la cual tiene en cuenta la tolerancia de los componentes y así tener una aproximación más ajustada de las simulaciones con el comportamiento real de los circuitos.

7 Referencias

- [1] Proyecto CIAA (2020) [Online] <http://www.proyecto-ciaa.com.ar/devwiki/doku.php?id=desarrollo:edu-ciaa:edu-ciaa-nxp>
- [2] M. D. Aranda, P. I. Beltramini, J. E. Cano, M. L. D'Amore, G. A. Díaz; "Uso de la CIAA como Generador de señales de un Laboratorio de Enseñanza de Electrónica"; en 1° Congreso Latinoamericano de Ingeniería (Cladi). Entre Ríos, Argentina, 2017, pp. 13-15.
- [3] J. E. Cano; M. V. Poliche; P. Beltramini; S. H. Gallina; M. L. D'Amore; L. Schneiter; M. D. Aranda; F. Fama; "Laboratorio portátil de escritorio para la enseñanza de la electrónica analógica y digital", en *Producción Científica de la Facultad de Tecnología y Ciencias Aplicadas VI.* Catamarca. Editorial Científica Universitaria. 2017. pp. 57 - 64. ISBN: 9789876612333.
- [4] J.M. Fiore, *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*, Thomson, Madrid, 2002.
- [5] LowCost LowPower Instrumentation Amplifier [Online] https://www.analog.com/media/en/technical_documentation/data-sheets/AD620.pdf, 17 abril. 2018
- [6] TL431 / TL432 Precision Programmable Reference [online] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>, 18 abril. 2018
- [7] Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier [online] https://www.analog.com/media/en/technical_documentation/data-sheets/OP07.pdf, 18 abril. 2018

*Información de Contacto de los Autores:***Marcelo D'Amore**

Maximio Victoria 55

Catamarca

Argentina

mldamore@tecno.unca.edu.ar

<http://tecno.unca.edu.ar/>**Autor 1**

Ingeniero Electricista Electrónico egresado en 1985 de la UNC.

Docente de la carrera de Ingeniería Electrónica de la UNCa desde 2003. Profesor adjunto concursado en las Cátedras Taller Electrónico, Electrotecnia II y Electrónica II.

Se desempeñó en el ámbito privado durante más de 21 años en Epson Argentina SA, Siemens – Itron Bussines Services y en un emprendimiento propio de informática.

Autor 2

Estudiante avanzado de la Carrera de Ingeniería Electrónica de la UNCa.

Becario BIET en los años 2017 y 2018, en cuyo marco realizó distintas presentaciones en las Jornadas de Investigación de la FTyCA de la UNCa. Asistió a distintos Congresos como los SASE 2017 y 2018.