

Procedimiento para la medición directa del Rechazo de Modo Común

Procedure for direct measurement of Common Mode Rejection

Enrique Zothner^{#1}, Julio G. Zola^{*2}, Juan. M. Kelly^{*3}

[#] *Laboratorio de Instrumental y Mediciones*

^{*} *Laboratorio de Circuitos Electrónicos*

Universidad de Buenos Aires, Facultad de Ingeniería, Buenos Aires, Paseo Colón 850, Argentina (1063)

¹ ezothn@gmail.com

² jzola@fi.uba.ar

³ jkelly@fi.uba.ar

Recibido: 20/09/17; Aceptado: 24/12/17

Abstract— To measure the Common Mode Rejection (CMR) of an amplifier, it is necessary to carry out the measurements of the implemented and finished circuit, and then perform the measurement of its behavior in real operating conditions. This measurement is necessary to evaluate the susceptibility to conducted electromagnetic interferences (conducted EMI) on the amplifier. In this work, a procedure of direct measurement of the CMR of an amplifier without altering the circuit is described. The measurements are verified by simulation with PSpice.

Keywords: CMRR; EMI; Operational Amplifier.

Resumen— Para medir el Rechazo en Modo Común (CMR) de un amplificador, es necesario llevar a cabo las mediciones del circuito implementado y terminado, y entonces realizar la medición de su comportamiento en condiciones de funcionamiento real. Esta medición es necesaria para evaluar la susceptibilidad a las interferencias electromagnéticas conducidas (EMI conducidas) sobre el amplificador. En este trabajo, se describe un procedimiento de medición directa del CMR de un amplificador sin alterar el circuito. Las mediciones se verifican mediante simulación con PSpice.

Palabras clave: CMRR; EMI; Amplificador Operacional.

I. INTRODUCCIÓN

Para evaluar parámetros como la susceptibilidad en circuitos expuestos a señales interferentes conducidas (EMI conducidas), es necesario realizar las mediciones en un entorno que se aproxime a la realidad en cuanto a la forma de funcionamiento de dichos circuitos. Uno de los parámetros a evaluar, entre otros, es el rechazo a las señales en modo común, haciéndolo de manera directa sin reconfigurar o alterar el circuito al realizar la medición [1,2].

Sobre estos circuitos deberán evaluarse las ampliaciones para entrada diferencial (A_d) y

común (A_c), calculándose el Rechazo al Modo Común (CMR) – también llamado Relación de Rechazo de Modo Común o CMRR –, como se indica en (1):

$$CMR [dB] = 20 \cdot \log (A_d/A_c) \quad (1)$$

Distintas maneras de medición del CMR han sido desde hace tiempo estudiadas en muchas publicaciones. Pero en su mayoría se trabaja en hallar expresiones matemáticas teóricas basadas en mediciones sobre esquemas preestablecidos y no sobre cualquier esquema circuital [3,4,5,6,7,8].

El conjunto de prueba propuesto en este trabajo se basa en aislar los instrumentos de medición (y el circuito mismo) de la red de alimentación de alterna mediante transformadores.

El uso de transformadores de aislación en el banco de medición, permite utilizar el generador de excitación de entrada, tanto en forma diferencial como en modo común.

Se implementa el mismo esquema para conocer el comportamiento del amplificador con señales interferentes dentro y fuera de la banda de señal útil.

II. PRINCIPIOS GENERALES

El valor del CMR de un amplificador operacional (OPAMP), medido por el fabricante en condiciones de lazo abierto, no puede utilizarse directamente para conocer el CMR de circuitos amplificadores que lo incluyen, sean estos con entrada balanceada (amplificador diferencial) o desbalanceada. Esto se debe a distintas causas:

- Las corrientes de modo común se cierran a tierra a través de las capacitancias parásitas existentes en el circuito. Por lo que la influencia del modo común será dependiente de la distribución de componentes (layout) [9].
- En amplificadores de entrada balanceada, hay que agregar el hecho de que la dispersión en los valores de los componentes (por ejemplo, los resistores de un amplificador de instrumentación) tienen una fuerte influencia en el comportamiento de las señales de modo común [10].

Entonces, el *CMR* del circuito podría verse fuertemente degradado respecto de sus condiciones ideales, por lo que resultaría necesario medir el valor real del *CMR*.

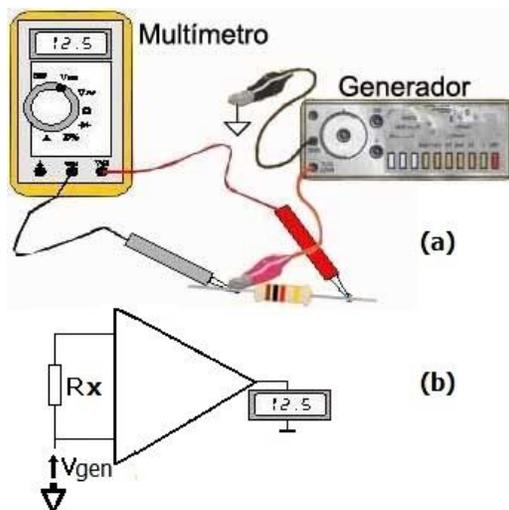


Fig. 1. Evaluación de *CMR* en la medición de resistencia con multímetro. (a) Banco de medición. (b) Esquema circuital.



Fig. 2. Banco de medición de la Fig. 1

En la Fig. 1 se muestra un esquema básico para ejemplificar la influencia del modo común en la medición del valor de resistencia medido con un multímetro. El multímetro, aislado de tierra, mide el valor de la resistencia a través de su amplificador diferencial. Si se le agrega la señal de un generador a uno de los terminales, respecto

de tierra, el valor medido podría verse modificado, lo que pondría en evidencia la influencia del *CMR* del multímetro. La Fig. 2 muestra una imagen de este banco de medición, donde se agregó un osciloscopio para monitorear la señal del generador.

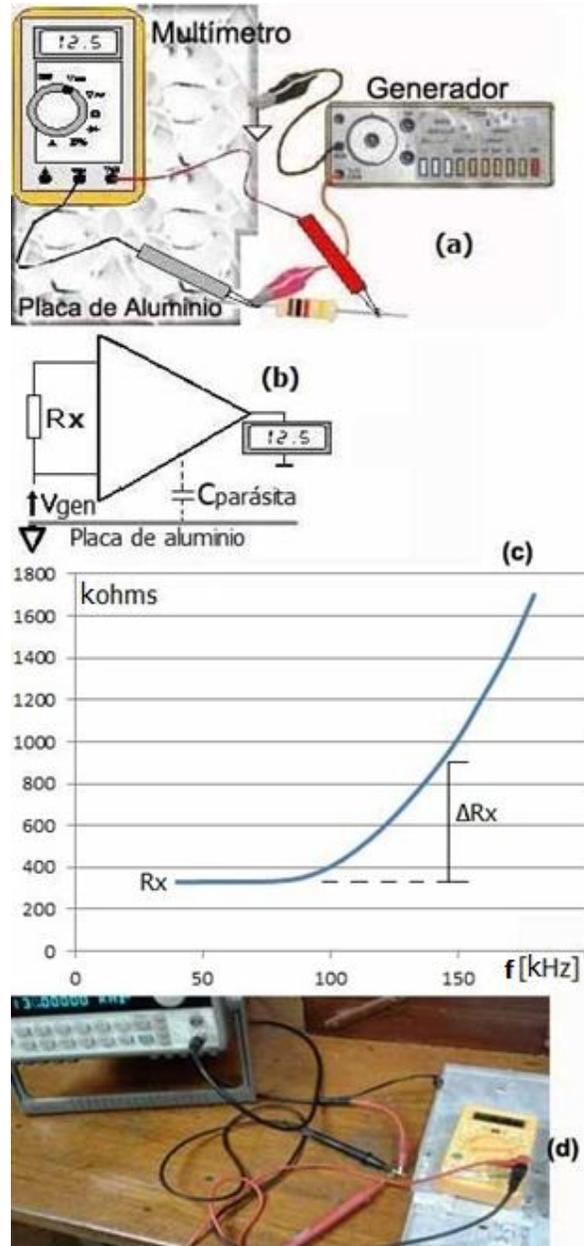


Fig. 3. Evaluación de *CMR* en la medición de resistencia con multímetro sobre una placa de aluminio conectada a tierra. (a) Banco de medición. (b) Esquema circuital. (c) Valor medido. (d) Imagen del banco de medición.

En esta medición de ejemplo se utilizó un multímetro HP de ancho de banda 1MHz, para medir un resistor de 330kΩ. La medición en todo el ancho de banda fue de 332,58 kΩ, pero al agregar una señal de 8Vrms y frecuencia máxima

de la banda desde un generador de funciones, el valor indicado por el multímetro se modificó a 331,78 k Ω . Es decir, hubo un corrimiento en el valor medido del 0,24%.

En la Fig. 3a se muestra un esquema de un segundo ejemplo, donde se realizó nuevamente la medición del resistor de 330k Ω , montando el multímetro sobre una placa de aluminio puesta a tierra a través del generador de funciones. De esta forma se intenta poner en mayor evidencia el efecto de capacitancias parásitas que influyen en el valor del *CMR* (Fig. 3b).

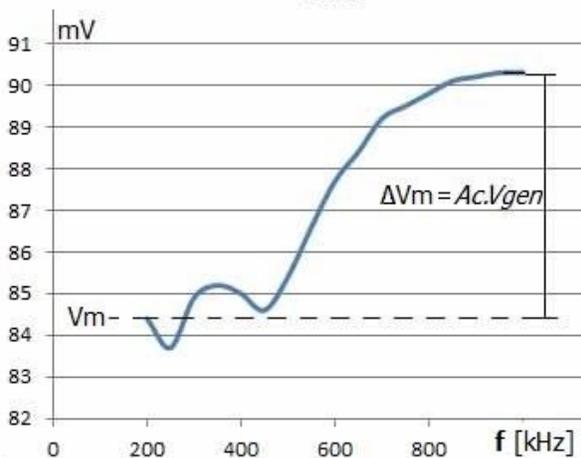
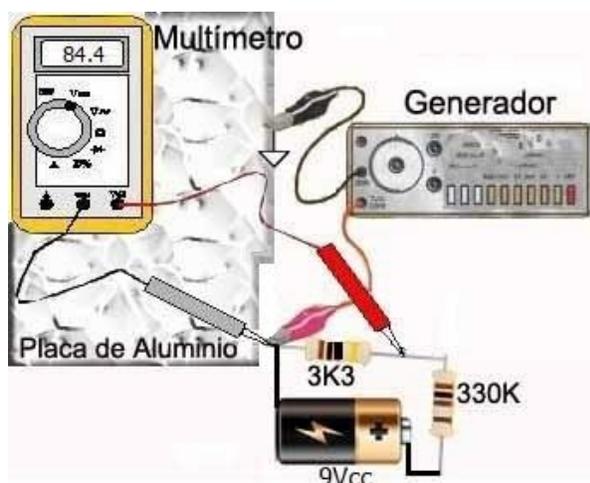


Fig. 4. Evaluación de *CMR* en la medición de tensión.

En este caso se utilizó un multímetro UNI-T de bajo costo, aplicándose una tensión senoidal interferente de modo común de 3,5Vrms a través del generador para distintos valores de frecuencia, obteniéndose una gráfica del valor medido como la indicada en la Fig.3c. La Fig. 3d muestra la imagen del banco de medición. Cabe aclarar que la misma medición realizada para valores de señal senoidal interferente de menor valor, arrojó una

variación menor del valor medido y con 2Vrms, el valor medido permaneció casi inalterado. Del mismo modo, la desconexión a tierra de la placa de aluminio hace que la variación del valor medido sea mucho menor a la que se muestra en la gráfica.

Por último, la Fig. 4 muestra el esquema de un tercer ejemplo de medición de una tensión continua de unos 85mVcc, realizada con el mismo multímetro y aplicando una señal de modo común de 3,5Vrms para distintos valores de frecuencia. Tal como se observa en la gráfica de la figura, la diferencia entre el valor medido en bajas frecuencias (o en ausencia de señal de modo común) y el valor indicado por el multímetro a frecuencias más elevadas, estaría asociado al *CMR* del multímetro.

En síntesis, estos ejemplos muestran que las condiciones de funcionamiento pueden alterar la respuesta de un amplificador a las señales de modo común. Asimismo, de acuerdo a la medición, podría expresarse la *CMR* como proporcional a $R_x/\Delta R_x$ o $V_m/\Delta V_m$, según el multímetro se lo utilice como óhmetro o voltímetro, respectivamente.

Cabe aclarar que, si bien el ejemplo de la medición de resistencia pone en evidencia el problema, el agregado del ejemplo de medición de tensión puede resultar de más simple interpretación puesto que no entran en juego los circuitos anexos del óhmetro. Por otro lado, las imágenes con el instrumental utilizado son al solo efecto de mostrar que es un esquema simple de medición con instrumental replicable en cualquier laboratorio.

III. ANÁLISIS TEÓRICO

Tal como se mencionó anteriormente, los métodos para la medición del *CMR* descriptos en la bibliografía, se basan en la reproducción de la configuración teórica de un amplificador diferencial, donde se analiza el valor del voltaje de salida ante señales de entrada en modo diferencial y común [5].

Cuando el circuito amplificador deja de tener una entrada balanceada, la reproducción de señales de modo diferencial y común no es tan simple de realizar sin modificar el circuito, lo cual podría cambiar su comportamiento respecto a la configuración real de funcionamiento.

Otra forma de obtención del *CMR* que también se utiliza en circuitos amplificadores no

balanceados, es la de medir la amplificación que se admite aproximadamente igual a A_d y obtener A_c mediante el valor del error entre el valor medido de A_d y el valor teórico calculado. Este método dependerá del tipo de instrumental empleado y del error con que se realicen las mediciones [3].

El procedimiento propuesto en este trabajo, se basa en considerar que, en funcionamiento real, el amplificador se verá afectado por señales de modo común respecto de tierra en todos sus terminales, no solamente en la entrada, debido a corrientes que circulan a través de las capacitancias parásitas equivalentes entre los terminales del circuito y tierra (EMI conducidas).

Por ejemplo, en la Fig. 5a se muestra un amplificador no inversor, donde se puede ver la acción de las señales de modo común, conjuntamente con la señal útil V_i .

En la Fig. 5b se muestra un esquema simplificado para analizar la influencia del modo común. En esta figura, se puede observar que para el modo común, da lo mismo si el amplificador es inversor o no inversor, lo que permite un análisis más general, independiente de la configuración.

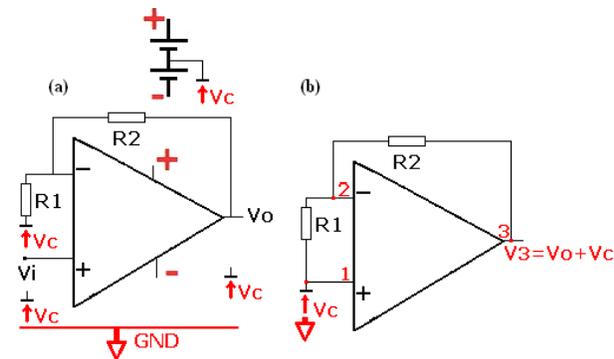


Fig. 5. (a) Modo común sobre un circuito real. (b) Esquema simplificado.

Cabe aclarar que se hace foco en el análisis de A_c , ya que la amplificación de la señal útil del circuito, V_o/V_i , será prácticamente A_d , la cual es simple de obtener en una medición directa. En el caso de la Fig. 5b, se puede expresar V_o como (2):

$$v_3 - v_c = v_o \approx v_c A_c \quad (2)$$

La expresión (2) indica que para medir directamente A_c , se debería conectar un instrumento aislado de tierra entre la salida y el terminal común del circuito, como por ejemplo un voltímetro, como se indica en la Fig. 6. Cabe

aclarar que algunos multímetros tienen implementado la medición de verdadero valor eficaz, otros son de valor medio y están calibrados a valor eficaz. Es muy importante conocer de qué tipo es el multímetro, especialmente si se está midiendo señales con ruido, como puede ser este caso. Por ello el multímetro utilizado mide verdadero valor eficaz.

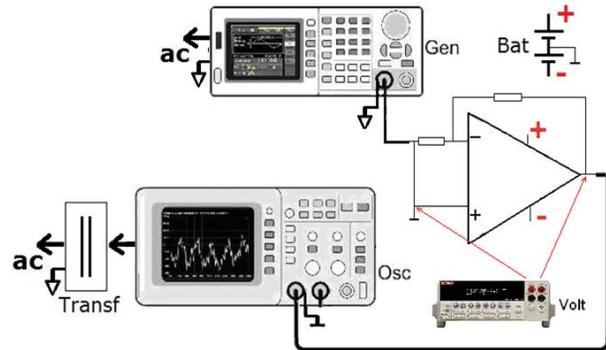


Fig. 6. Esquema genérico de medición.

Resulta importante el hecho de aislar dicho instrumento conectado a la red de alimentación de alterna mediante un transformador de aislamiento con muy baja capacitancia parásita entre primario y secundario, ya que en caso de una conexión directa agregaría un nuevo componente de modo común: corrientes de 50Hz y sus armónicos que circularían por el instrumento y el circuito a través de tierra.

Aun así, las corrientes de 50Hz podrían estar presentes circulando a través de la alimentación de corriente continua del amplificador, aspecto que debe ser tenido en cuenta en el diseño de dicho circuito. En este trabajo, se alimentó al amplificador con baterías.

Nótese que las simbologías para el común y para la tierra difieren. Es muy importante recordar que la de forma triangular es tierra y puede estar referida a una jabalina, mientras que la que se representa con una rayita horizontal es la referencia común de las tensiones del circuito que en este caso está aislada de tierra por el transformador de aislamiento.

En el ejemplo de la Fig. 6, el osciloscopio aislado de la red de alimentación eléctrica mediante un transformador se lo muestra como un auxiliar para monitorear la forma de la señal de salida respecto del terminal común. Se utilizó este tipo de instrumento ya que permite visualizar algún malfuncionamiento del circuito bajo prueba,

como ruido, oscilaciones, saturación, deformación de la onda, etc., que con el multímetro quedaría enmascarado.

Puede observarse, de acuerdo con este análisis teórico, que la limitación en cuanto al valor medido de A_c estaría dado por el CMR propio del voltímetro utilizado.

IV. MEDICIONES Y RESULTADOS

Dado que se presupone un CMR elevado para el amplificador (teniendo en cuenta que se conoce que para el OPAMP utilizado se especifica un valor superior a los 80dB en el ancho de banda útil), la señal necesaria para la excitación en modo común tiene que ser de un valor lo más alto posible que permita una respuesta del amplificador aceptable para ser medida. En este caso se utilizó para las pruebas una señal entre 2 y 8 Vrms respecto del terminal de tierra, es decir entre 5,5 y 22 Vpp, estando el amplificador alimentado con baterías entre ± 9 V respecto del terminal de referencia común.

Entonces, mediante el esquema de medición de la Fig. 6 y utilizando un generador senoidal de frecuencia variable, un osciloscopio aislado de la red eléctrica y un multímetro digital de 6 1/2 dígitos y que tiene 1 MHz de ancho de banda, se procedió a medir la tensión de salida del amplificador respecto del terminal común.

Se calcularon los valores de A_c en función de la frecuencia como están indicados en la Fig. 7a (curva azul). Se utilizaron para ello OPAMP de la serie TL082 y OPA2277.

En la misma gráfica se muestran además las curvas en rojo y verde correspondientes a los resultados de la simulación en PSpice [12] del circuito bajo prueba. En la simulación se consideraron capacitancias parásitas C_p entre cada terminal y tierra, tal como se indica en el esquema circuital de la Fig. 7b, de 100pF y 500pF respectivamente. Si bien se consideraron para simplificar todas las capacitancias de igual valor, la más influyente resultó ser C_{p1} y puede observarse que el aumento de esta capacidad aproxima la curva simulada de A_c al valor medido.

La Fig. 7a resulta similar para el TL082 y el OPA2277 evaluados.

Por otra parte, el valor de A_d puede medirse fácilmente conectando la señal de entrada V_i como se indica en la Fig. 5a o bien calcularse mediante la relación entre R_1 y R_2 . Para $R_1 \cong 1k\Omega$ y $R_2 \cong 10 k\Omega$ la medición de $A_d \cong 11$ resultó

constante para todo el rango de frecuencias barrido.

De este modo, la gráfica de A_c brinda información directa de la variación del CMR . Es decir, CMR disminuye con la frecuencia a medida que aumenta A_c , calculándose un valor máximo de $CMR \cong 57dB$.

Estos valores de A_c confirman que el elevado valor de CMR de los OPAMP indicado en sus especificaciones queda enmascarado por los elementos constitutivos del circuito completo incluyendo las capacidades parásitas que se ven reflejadas en la respuesta de A_c con la frecuencia.

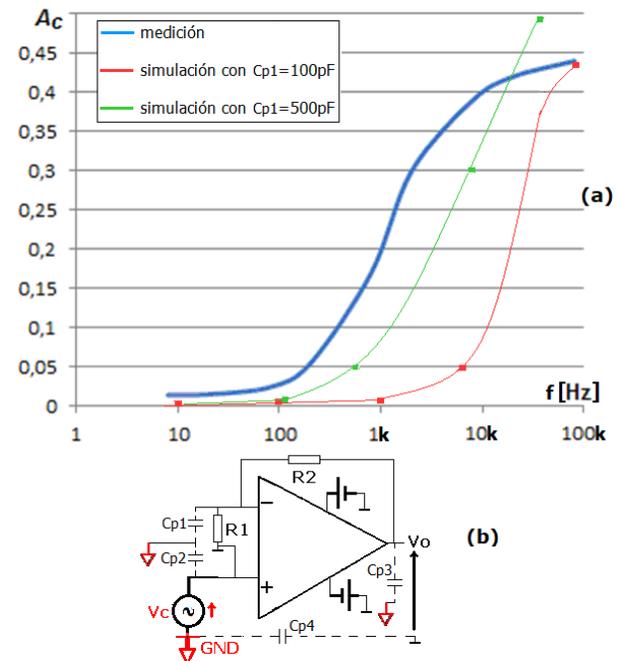


Fig. 7. (a) Medición de A_c de un OPAMP TL082 con entrada no balanceada (curva azul) y simulaciones para dos valores de capacitancia parásita C_{p1} . (b) Circuito de simulación agregando C_p .

En el caso de un amplificador con entrada balanceada, puede realizarse un procedimiento directo similar, modificando la señal de entrada en diferencial y común, mediante el uso de llaves de conexión, como se indica en la Fig. 8.

En la Fig. 8a se muestra una típica configuración de un amplificador de instrumentación diferencial. En este caso se utilizó una relación de 10 entre $R_2/R_1 \cong R_4/R_3 \cong 10$ a los fines de comprobar los valores medidos en base a una configuración conocida del amplificador y así verificar el método de medición propuesto. Para realizar el cálculo y verificar el funcionamiento, teniendo en cuenta que la diferencia entre los valores de las

resistencias establece el *CMR* en bajas frecuencias, se introdujo una diferencia conocida de forma de calcular teóricamente el *CMR* y luego verificar con el circuito propuesto los valores medidos.

Para verificar el funcionamiento del conjunto de prueba se utilizó esta configuración típica, donde se midieron previamente cada uno de los resistores componentes que se utilizaron, ya que, como se aclaró previamente, la disparidad respecto a sus valores nominales (entre $\pm 1\%$ o $\pm 5\%$, por ejemplo) influye directamente en el valor del *CMR* del conjunto OPAMP más resistores [10], resultando (3), expresión dependiente de la disparidad entre los resistores [11]:

$$CMR \approx \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2R_2 R_4}{2(R_1 R_4 - R_2 R_3)} \quad (3)$$

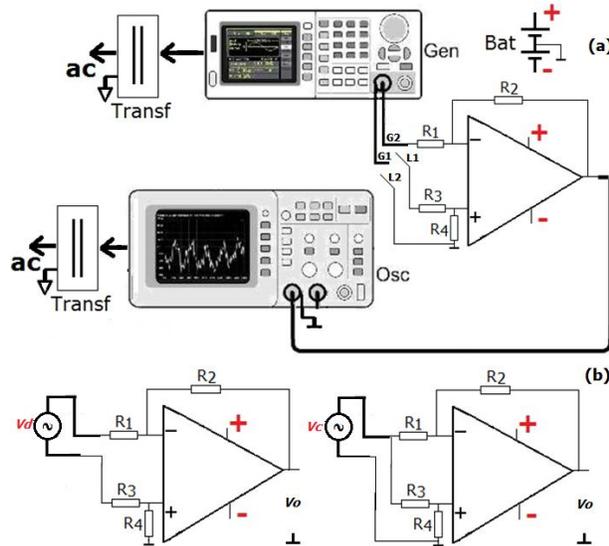


Fig. 8. (a) Esquema de medición para un amplificador diferencial. (b) Conexión de las llaves para modo diferencial y común.

Esto hace que el valor elevado del *CMR* del OPAMP quede enmascarado frente a la diferencia en el valor de los resistores (sin considerar aún efectos de capacitancias parásitas).

Para realizar la medición de este circuito con entrada balanceada se utilizó para excitar el amplificador bajo prueba, un generador senoidal de frecuencia variable y para la medición de la respuesta, un osciloscopio conectado a través de un transformador de aislación, como se indica en la Fig 8a.

Nótese nuevamente que la referencia del osciloscopio no está conectada a tierra sino a un

potencial que no tiene conexión galvánica con la tierra. Esto permite realizar la medición propuesta, aunque el transformador de aislación introduce como efecto indeseado una capacidad parásita entre la tierra y la referencia.

De acuerdo con el esquema de llaves, el generador puede ser utilizado tanto para excitación diferencial como para la común siendo los esquemas equivalentes los mostrados en la Fig. 8b. Para entrada diferencial, L1 se conecta al terminal G1, permaneciendo L2 abierta. Para entrada común, L1 se conecta a G2 y L2 a G1.

Se optó por alimentar al amplificador por baterías de 9V en lugar de utilizar fuentes de alimentación conectadas a la red mediante un transformador de aislación. Esto facilita la medición y reduce los errores que introducen las capacidades parásitas de los transformadores de aislación.

Por otro lado, los valores de las señales de excitación entregadas por el generador aislado se eligieron de acuerdo con la ganancia del amplificador y la máxima señal del modo diferencial y común admisibles. En este caso, para la obtención de A_c se aplicó una señal de entrada del generador de excitación respecto de común de varios Volts (dentro del rango de modo común del OPAMP), y en el caso de A_d , por su valor elevado, fue suficiente una señal de cientos de mV.

Este esquema permite utilizar el canal del osciloscopio hasta su sensibilidad máxima. En la medición realizada a pesar de medirse señales de poca amplitud, la señal útil no llegó a ser enmascarada por la señal de 50Hz de la red de alimentación o sus componentes armónicos.

Con el esquema de la Fig. 8a se midió A_d y luego A_c y se varió la frecuencia de excitación para conocer el *CMR* a distintas frecuencias.

TABLA I
VALORES MEDIDOS USANDO EL ESQUEMA DE LA FIG. 8 PARA
 $R_1 \cong 985\Omega$, $R_2 \cong 9,85k\Omega$, $R_3 \cong 981\Omega$ Y $R_4 \cong 9,87k\Omega$

f [Hz]	0,5	5	50	500	5k	50k	500k
A_d	10	10	10	10	10	10	7,5
A_c [10^{-3}]	4,8	5,1	5,8	5,8	5,9	7,7	21
<i>CMR</i> [dB]	66,4	65,8	64,7	64,7	64,6	62,3	50,7

En la Tabla I se muestran los resultados de los valores medidos para distintas frecuencias de A_d , A_c y el valor del *CMR* correspondiente. Tal como se indica en la Tabla I, los valores medidos se obtuvieron utilizando los siguientes valores de

resistencia: $R_1 \cong 985\Omega$, $R_2 \cong 9,85k\Omega$, $R_3 \cong 981\Omega$ y $R_4 \cong 9,87k\Omega$.

En la Fig. 9 se muestran los resultados de la simulación en PSpice [12] (línea azul) del amplificador bajo prueba (A_d y A_c en función de la frecuencia), según los circuitos mostrados en la Fig. 8b, agregando en cada caso las capacitancias parásitas C_p entre cada terminal y tierra, tal como el caso de la Fig. 7b (se omitió representarlas en la Fig. 8b para una más sencilla interpretación del esquema circuital).

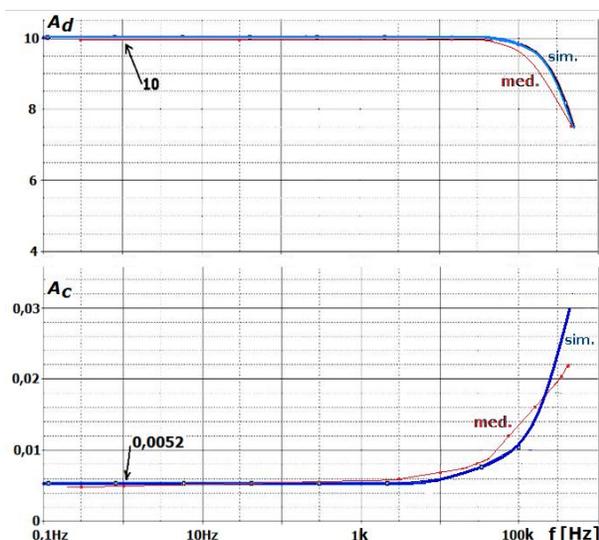


Fig. 9. Simulación en PSpice de A_d y A_c y valores medidos para el TL082

En línea roja se grafican los valores de la Tabla 1. Puede notarse que los valores de CMR calculados a partir de la simulación (65,7dB en bajas frecuencias y 48dB a 500kHz), resultan similares a los obtenidos en la medición. Las simulaciones realizadas con el modelo del OPAMP TL082 y con el OPA2277 resultaron similares (en la figura se muestra los resultados para el TL082). El resultado de la simulación que mejor se aproximó a la medición de A_c resultó para un desbalance entre las capacitancias parásitas de entrada C_{p1} y C_{p2} de algunos pocos pF. Este resultado es esperable ya que estas capacidades de entrada desbalancean las impedancias del amplificador balanceado. Dicho desbalance no alteró prácticamente la respuesta en la simulación de A_d .

V. CONCLUSIONES

La medición del Rechazo de Modo Común, para evaluar la susceptibilidad de un amplificador ante señales interferentes, resulta en general en

procedimientos que modifican la topología del circuito. Por lo tanto, el valor resultante de la medición podría no ser el mismo a aquel cuando el amplificador se encuentra en funcionamiento real, en especial en los casos en que la entrada no es balanceada. El procedimiento propuesto permite la medición directa de la amplificación de modo común como una EMI conducida aplicada al circuito. Dicho procedimiento resulta aplicable a amplificadores con entrada balanceada o no balanceada, indistintamente.

Asimismo, conviene resaltar que este trabajo solamente se ha utilizado la herramienta de simulación para la comprensión de los resultados de los valores medidos del circuito bajo prueba. No se está analizando sólo la respuesta de un amplificador operacional sino la del circuito donde éste es una parte de los componentes que hacen al amplificador.

En el modelo de simulación se tuvieron en cuenta los efectos parásitos de capacitancias del circuito bajo prueba. La medición del CMR tal como se propone en distintos papers y notas de aplicación solo brinda información del CMR del amplificador operacional, mientras que en este trabajo se propuso medir el CMR del circuito donde el amplificador operacional es una parte componente.

Tal como se dijo, para obtener los resultados indicados en las simulaciones, especialmente en la obtención de la amplificación de modo común, se agregaron valores de capacitancias parásitas entre los distintos terminales del circuito y tierra que pusieron en evidencia su influencia en las gráficas. Sin estos elementos parásitos, el resultado de la simulación para A_c difiere notablemente de la gráfica obtenida mediante medición. Es decir, los resultados de la simulación se aproximan a los valores medidos al agregar al circuito las capacidades parásitas. Tampoco es el objetivo de este trabajo hallar los valores exactos de las capacitancias parásitas, que variarían con la distribución de componentes e incluso podría esperarse con la conexión del instrumental en particular, pero sí mostrar su influencia sobre el parámetro medido.

REFERENCIAS

- [1] R. Pallas, J. Webster, "Common mode rejection ratio in differential amplifiers", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 40, No. 4, Aug 1991.
- [2] P. Gray, P. Hurst, S. Lewis, R. Mayer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits", 5th Ed., Wiley & Sons., 2009.

- [3] Analog Devices, "Op Amp Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)", MT-042 Tutorial, 2000.
- [4] B. Baker, "Measuring amplifier DC offset voltage, PSRR, CMRR, and open-loop gain", EDN Network, 2014.
- [5] J. Zhou, J. Liu, "On a measurement of Common-Mode Rejection Ratio", IEEE CAS, Vol. 52, No. 1, January 2015.
- [6] Texas Instruments, "What you need to know about CMRR – the operational amplifier", TI E2E Community, 2013.
- [7] B. Baker, "Understanding CMR and instrumentation amplifiers", EDN Network, 2009.
- [8] A. Saab, "Experiments suggest methods for CMRR measurement", EE Times, 2004.
- [9] Pulse Technitrol Company, "Understanding Common Mode Noise", G019, April 1999.
- [10] E. Nash, "A Practical Review for Common Mode and Instrumentation Amplifiers", www.sensormags.com, July 1998.
- [11] K. Lokere, T. Hutchison, G. Zimmer, "Precision Matched Resistors Automatically Improve Differential Amplifier CMRR – Here's How", Linear Technology Design Note 1023., 2013.
- [12] OrCAD.com, "OrCAD-PSpice Designer Lite (OrCAD & PSpice only)", 2016.