

Medida experimental del comportamiento dinámico de fuentes de alimentación.

Juan A. Martín-Ramos, Abel Álvarez Álvarez, Pedro J. Villegas, Alberto Martín Pernía

Universidad de Oviedo
Edificios Departamentales Oeste, Mod 3.
Campus de GIJÓN, SPAIN
jamartin@uniovi.es

Resumen.— En últimos cursos de educación superior los alumnos deben abordar el diseño de lazos de realimentación de sistemas. La electrónica de potencia, y en particular las fuentes de alimentación de continua, proporcionan un entorno idóneo para introducir la teoría clásica de control. En este artículo se muestra una manera sencilla de obtener experimentalmente el comportamiento dinámico de convertidores CC/CC. El material necesario para ello es bastante habitual en un laboratorio de prácticas de electrónica, y consta de un generador de funciones, una tarjeta de adquisición de señales y un PC. El equipo resultante es portátil, de bajo coste y con excelentes prestaciones, pues la medida que proporciona es de alta fiabilidad y se realiza en un tiempo razonable. Para ello se ha desarrollado una aplicación informática de gestión de equipos y tratamiento de señal. La respuesta obtenida permite trazar la ganancia del sistema en módulo y fase para un rango de frecuencias configurable entre 10Hz y 100kHz. El resultado es una excelente herramienta para el diseño de lazos de realimentación de convertidores CC/CC con frecuencias de conmutación de hasta 500kHz o incluso algo superior.

Palabras clave- Conversión CC-CC, comportamiento dinámico, modelado, control.

I. INTRODUCCIÓN

Habitualmente los cursos de electrónica de potencia introducen las topologías básicas de conversión de energía bajo condiciones de régimen permanente y lazo abierto. Sin embargo, en el proceso de aprendizaje, un estudiante de ingeniería debe enfrentarse en algún momento al diseño de lazos de realimentación. En ese momento es de utilidad una herramienta que mida experimentalmente el comportamiento dinámico de dicho convertidor, obteniendo lo que se conoce como modelo experimental de pequeña señal. Aunque, en general, los modelos matemáticos teóricos están disponibles, su aplicación para el diseño de la realimentación resulta bastante ardua y relativamente imprecisa. Esto se debe a que siempre existe una diferencia entre cualquier modelo teórico y el comportamiento real. Por ejemplo, es común la aparición de fenómenos parásitos en los componentes de la etapa de potencia, lo que afecta al comportamiento dinámico del sistema hasta el punto de hacerle variar de orden. Un caso muy conocido es la apreciable resistencia serie, ESR, de algunos condensadores empleados como filtro. Esta ESR no resulta fácil de medir a la temperatura de funcionamiento,

introduciendo incertidumbre en el modelo matemático. Sin embargo, la medida experimental contempla todas las no idealidades y resulta por ello de indudable interés para realizar el diseño de su lazo de control y para, en su caso, determinar el grado de ajuste del modelo teórico.

Visto desde otro ángulo resulta igualmente cierto que los convertidores CC/CC proporcionan una planta muy interesante sobre la que aplicar los conocimientos de regulación de sistemas [1]. Con un medidor de comportamiento dinámico, se puede hacer de manera muy simple la medida experimental de la respuesta en frecuencia para un pequeño prototipo en lazo abierto. Posteriormente, el estudiante puede ser emplazado a diseñar un regulador para cerrar el lazo. La estabilidad del regulador puede comprobarse experimentalmente con ensayos en escalón tras haberlo implementado. Igualmente el medidor puede proporcionar el comportamiento dinámico experimental con el lazo cerrado.

En torno a esta idea es posible concebir diversas actividades docentes, en asignaturas avanzadas o trabajos fin de estudios, que aúnan conocimientos de electrónica y regulación automática. En este artículo se detalla cómo se puede construir con material común de un laboratorio de electrónica, y sin coste adicional, un equipo capaz de medir experimentalmente el comportamiento dinámico de un convertidor CC/CC. Este equipo puede adaptarse a otros tipos de aplicaciones.

II. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

En los convertidores CC/CC la tensión de salida se regula en general mediante la variación de un parámetro de control, pudiendo ser éste el ciclo de trabajo, d , o la frecuencia de conmutación, f_c . Para realizar la medición del comportamiento dinámico del sistema es necesario, en un primer momento, ajustar el parámetro de control de manera que el convertidor esté trabajando en condiciones nominales de tensión y potencia de salida en lazo abierto. En la mayoría de los diseños analógicos el parámetro de control depende de una tensión, mientras que en los diseños digitales es posible establecer esta dependencia para el estudio.

Una vez que el convertidor está en el punto de trabajo nominal, la tensión de control, V_{CTRL} , se puede perturbar ligeramente a una frecuencia determinada, f . Esto tiene efecto en el parámetro de control. En fig. 1 se representa el

caso particular en que el parámetro de control es el ciclo de trabajo, d. Se puede observar como dicho ciclo varía senoidalmente a la misma frecuencia que la perturbación en V_{CTRL} . Si el parámetro perturbado fuera la frecuencia, la variación senoidal se trasladaría a la duración del periodo de conmutación. En cualquiera de los dos casos el sistema oscila alrededor del punto de trabajo nominal. Esto se observa en la tensión de salida como un rizado de la misma frecuencia que la perturbación, fig. 2. Comparando la magnitud y fase de la perturbación en el parámetro de control y su resultado en la tensión de salida, puede establecerse el valor de la ganancia compleja a la frecuencia de dicha perturbación (1) y (2).

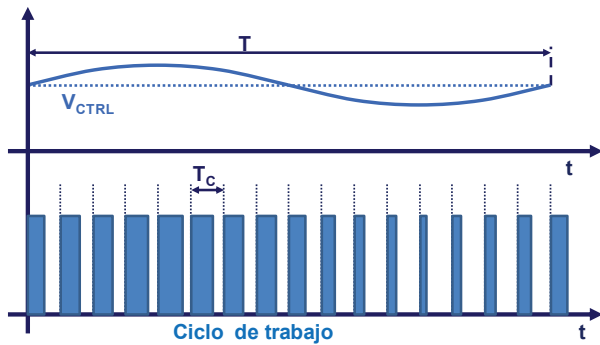


Fig. 1. Se representa la tensión de control, arriba, y su efecto, abajo. El ciclo de trabajo varía de tamaño senoidalmente a la misma frecuencia que la tensión de control. En la figura esta variación está exagerada para que se aprecie el efecto.

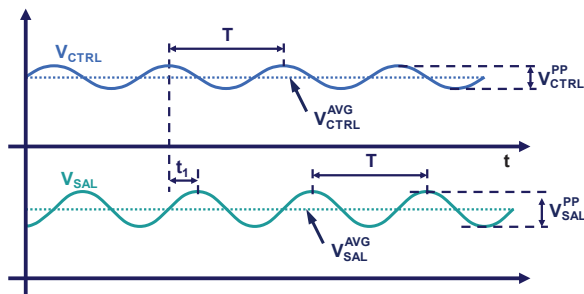


Fig. 2. Se representa la tensión de control, arriba, y su efecto en la tensión de salida, abajo. Cada periodo de la tensión de perturbación contiene al menos 5 veces el periodo de conmutación del convertidor.

$$|G| = \frac{V_{SAL}^{PP}}{V_{CTRL}^{PP}} \quad (1)$$

$$\varphi_G = \frac{t_1}{T} \cdot 2 \cdot \pi \quad (2)$$

donde $|G|$ es el módulo de la ganancia y φ_G es la fase expresada en radianes.

Posteriormente el proceso puede repetirse para otras frecuencias. Se genera así un gráfico de ganancia compleja dependiente de la frecuencia: el Bode del sistema. Como puede inferirse de fig. 1, este tipo de actuación sólo tiene sentido si el periodo de la perturbación, T , es mucho mayor que el periodo de la frecuencia de conmutación, T_C [3-5]. En la práctica, la frecuencia de la perturbación, f , puede alcanzar

como máximo $1/5$ ó $1/10$ de la frecuencia de conmutación, f_C .

III. CONSTRUCCIÓN DEL DISPOSITIVO

Para realizar el análisis anterior se establece el sistema físico que se propone en fig. 3. La perturbación sobre la tensión de control se programa con un generador de funciones. En el laboratorio está disponible el equipo Agilent 33220A que se conecta a un PC vía cable USB. Este generador de funciones introduce una tensión senoidal que se superpone a la tensión de control del convertidor. La amplitud de esta tensión superpuesta, perturbación del punto de trabajo nominal, es configurable por el usuario. La frecuencia de la perturbación se va variando, de manera que se realice un barrido puntos entre los límites inferior, f_{MIN} , y superior, f_{MAX} , propuestos por el usuario. Tanto los límites, como el número de puntos a utilizar para el barrido, son determinados por el usuario. Al final se tendrán registrados un vector de valores de $|G|$ y φ_G que describen la dependencia entre la señal de salida y el control en función de la frecuencia.

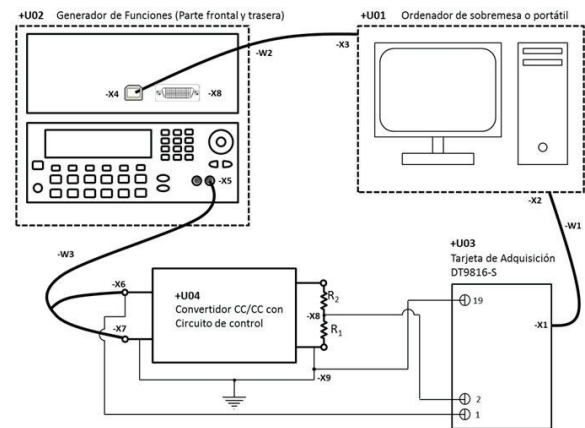


Fig. 3. Equipamiento necesario para realizar el ensayo.

Para controlar el generador de funciones desde un PC es necesario instalar las I/O Libraries de Agilent. Por otra parte al elegir MATLAB como entorno de programación adecuado, es necesario instalar un driver que realice la traducción de comandos desde esta aplicación al generador. El driver nativo está disponible para descargar en MathWorks (agilent_33220a.mdd). Se pueden emplear otros equipos para esta función, basta particularizar las librerías de comandos y el driver para el caso concreto.

El uso del generador de funciones está especialmente indicado para el caso de un control analógico en el que se emplee un oscilador controlado por tensión (VCO). En este caso el nivel de tensión que regula el ciclo de trabajo se puede programar mediante un potenciómetro. La tensión del generador de funciones se suma a dicho nivel de tensión mediante una capacidad. En fig. 4 se puede ver un ejemplo práctico en el que se emplea el oscilador UC3525. El condensador bloqueará el nivel de continua existente en el potenciómetro para que no afecte al generador de funciones. Al mismo tiempo, proporciona un camino de baja impedancia para añadir la perturbación sobre el

potenciómetro. El conjunto C, R_D que se muestra en fig. 4 actúa como un filtro paso-altos cuya función de transferencia viene dada por (3). El polo que aparece en (3) debe ser menor que la frecuencia mínima del barrido, f_{MIN} , si no se quiere observar su efecto en el diagrama de módulos, y una década anterior si tampoco se desea que su influencia se advierta en el diagrama de fases. Obsérvese que el potenciómetro R_D está dividido en dos resistencias: una desde el punto central hasta la patilla 16 del oscilador, otra desde la patilla central a masa. En (4), R es el equivalente paralelo de estas dos resistencias.

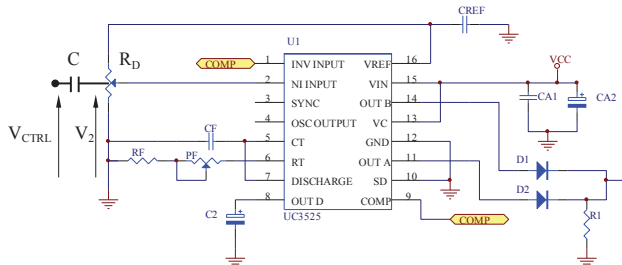


Fig. 4. Ejemplo de control analógico utilizando un oscilador discreto típico (UC325). El ciclo de trabajo se perturba añadiendo la salida del generador de funciones en V_{CTRL} .

Un caso diferente es aquel en el que el parámetro de control es la frecuencia. En este caso se debe modificar el circuito de fig. 4. Por un lado se elimina C y se deja el potenciómetro RD proporcionando un valor fijo de tensión para que el ciclo sea también constante. Por otra parte la resistencia que regula la frecuencia, RT, debe ser variable para que se incluya la perturbación. Esta resistencia variable se puede realizar por medio del circuito de fig. 5, donde RT indica el punto de conexión al VCO, Pfreq es el potenciómetro que regula la frecuencia del punto de equilibrio y V_{CTRL} es el punto en el que se conecta el generador de funciones.

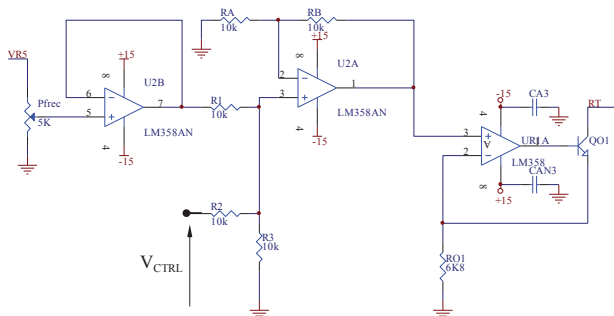


Fig. 5. Ejemplo de control analógico. El potenciómetro Pfreq se controla para establecer el punto de funcionamiento nominal. El colector de Q01 se conecta a la patilla RT, que regula la frecuencia en el circuito oscilador. V_{CTRL} es la perturbación que proviene del generador de funciones.

Para controles digitales, cada diseñador deberá decidir como incorporar la perturbación. Existen dos alternativas principales: adquirir el valor de la perturbación del generador de funciones mediante una entrada analógica; o generar la perturbación en el propio control digital y proporcionar una señal externa que la represente. En cualquier caso, estos problemas son propios de cualquier realimentación digital y

deben resolverse para cualquier medida de medición del comportamiento dinámico.

$$V_2 = V_{CTRL} \cdot \frac{j \cdot \omega RC}{1 + j \cdot \omega RC} \quad (3)$$

Las señales del generador de funciones y de la salida del convertidor se adquieren mediante una tarjeta, DT9816-S disponible en laboratorio. Las características básicas de la misma pueden verse en la tabla I. El rango de tensión para las entradas analógicas no permite superar los 10V de valor absoluto. En general, esto no será un problema para la señal de control, pues los valores de la perturbación serán menores de un voltio. En cambio, la señal de salida sí que fácilmente superará los 10V máximos, en cuyo caso el usuario deberá colocar un divisor de tensiones a la salida del convertidor, fig. 3. La aplicación diseñada para controlar el medidor permite seleccionar el factor por el cual ha sido dividida la tensión de salida (3).

$$factor = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (4)$$

La máxima velocidad de muestreo de la tarjeta, tabla I, es de 750kS/s. La aplicación del teorema de Nyquist-Shannon limita la frecuencia de muestreo a 375kHz para la reconstrucción completa de cualquier señal digitalizada. En esta aplicación no se ha hecho uso de todo el ancho de banda de la tarjeta, habiéndose limitado la frecuencia de la perturbación a 100kHz. De manera conservadora se puede afirmar que este rango es válido para convertidores cuya frecuencia de conmutación no supere los 500kHz. El muestreo de ambas señales, la proporcionada por el generador de funciones, y la medida en la salida del convertidor de potencia es simultáneo. Se registran de esta manera varios periodos de ambas señales que serán tratados posteriormente.

Para emplear la tarjeta de adquisición es preciso instalar un driver proporcionado por el propio fabricante: "Data Translation DAQ Adaptor for MATLAB" y la herramienta de MATLAB para adquisición de datos: "MATLAB Data Acquisition Toolbox".

Tabla I. Características de la tarjeta de adquisición

Referencia	Entradas analógicas (E.A.)	Resolución de las E.A.	Rango E/S	Tasa de muestreo de las E.A.
DT9816-S	6 SE	16-bit	$\pm 10V$ ó $\pm 5V$	750kS/s por canal

El uso conjunto de ambos equipos permite la generación de la señal de perturbación y la adquisición, desde un entorno de programación, de los valores de dicha perturbación y de la señal de salida. Cabe decir que en esta última, la adquisición comprende el valor de continua propio del convertidor más el rizado producto de la perturbación alrededor del equilibrio. En todos los casos, la señal adquirida presentará ruido. Es por ello necesario un proceso de tratamiento digital de señal.

IV. TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑAL

En la fig. 6 se muestran tanto la señal de entrada como la de salida cuando se trabaja a 1kHz. La señal de entrada presenta cierto nivel de ruido, pero no lo suficiente como para motivar una acción específica para reducirlo. Sin embargo, la señal de salida sí que presenta niveles altos de ruido, que llegan a desfigurar su esperada apariencia senoidal. Este ruido contiene, además, tanto componentes de alta frecuencia como de baja, aunque estas últimas puedan no ser evidentes en la fig. 6, debido a que se muestran sólo cuatro periodos, y no se observa el nivel de continua que tiene la señal de salida, por haberse adquirido la medida con acoplamiento de alterna. Nótese que los niveles de ruido se incrementarán al realizar la adquisición a través de la tarjeta, puesto que aunque el osciloscopio también es un dispositivo digital, su velocidad de muestreo, 1GS/s, es más de tres órdenes de magnitud mayor que la máxima de la tarjeta empleada (750kS/s). Como consecuencia, en esta última el ruido asociado al aliasing y a errores de digitalización será mayor.

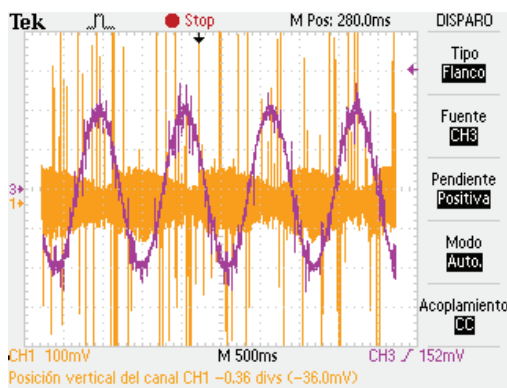


Fig. 6. Señales de entrada y de salida capturadas con osciloscopio en acoplamiento AC.

Para eliminar tanto el ruido de bajas frecuencias como el de altas, se emplea un filtro paso banda. Se optó por un filtro digital de ventana sincronizada (Windowed-Sinc) con [2], que se aplica a las señales de entrada y salida. Existen múltiples opciones de ventana, siendo la Blackman la escogida en este caso, debido a su excelente atenuación en la banda de rechazo y al hecho de que no introduce apenas rizado en la banda de paso. Se prefirió una implementación FIR frente a una IIR en función de las siguientes premisas:

- 1.- La señal de salida tienen niveles de ruido muy altos, tanto en bajas como altas frecuencias. Esto exige una banda de transición muy estrecha y una atenuación alta en la banda de rechazo para conseguir un filtrado adecuado; características tan exigentes son adecuadas para filtros Windowed-Sinc. Simultáneamente, estos filtros proporcionan una banda pasante sin rizado en la ganancia.
- 2.- Se estimó que la lentitud de la convolución de la implementación FIR puede atenuarse empleando la Transformada Rápida de Fourier.
- 3.- La fase lineal es, en principio, una mejor opción si se quiere medir dicha magnitud. De hecho, algunos autores desaconsejan los filtros recursivos (como el de Chebyshev),

para aplicaciones en que se requiera precisión en el manejo de la fase.

En las fig. 7, 8 y 9, pueden verse los resultados de aplicar filtros con diferentes características a la señal de salida. Según crece el número de puntos del filtro se reduce el ancho de la banda pero aumenta el tiempo de ejecución. Se han capturado 240 periodos para que las señales contengan suficiente información sobre la estabilidad de la amplitud en la señal filtrada, clave en el cálculo de ganancia, siendo a la vez una buena medida de la efectividad del filtrado. Como cabría esperar, los resultados mejoran según se usan más puntos de filtro. Puede observarse que los resultados para el caso mostrado en la fig. 8 no son buenos, sin embargo el tiempo de filtrado es de 1,697s, lo que implicaría que para un proceso en el que se cubra una excursión de frecuencia de cuatro décadas, con una resolución de cien puntos por década, sólo el proceso de filtrado ya ocuparía 22min y 37s. Si por el contrario se empleara un filtro de 30.001 puntos (4,960s), cuyos resultados sí que tienen una calidad aceptable, el tiempo de filtrado alcanzaría 1h y 7min, fig. 9. Está claro que estos resultados muestran un problema: el tiempo de proceso es inaceptable.

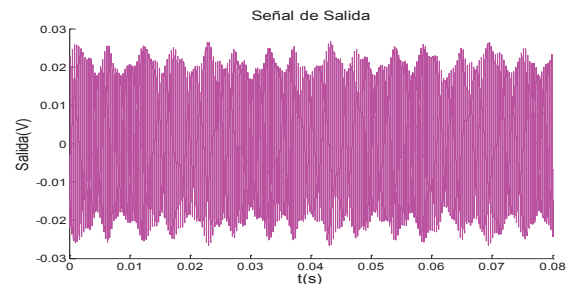


Fig. 7. Filtro de 3.001 puntos y banda de paso de 1kHz

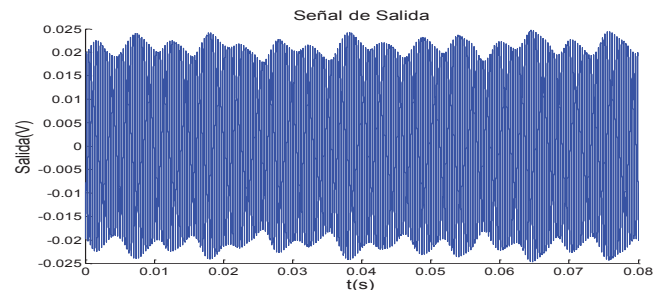


Fig. 8. Filtro de 10.001 puntos y banda de paso de 400Hz

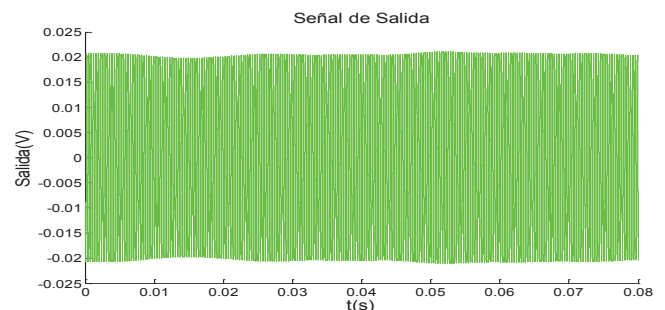


Fig. 9. Filtro de 30.001 puntos y banda de paso de 100Hz

Como solución, se implementa la convolución basada en transformada rápida de Fourier (FFT). Al cambiar la convolución del dominio del tiempo por la multiplicación en el dominio de la frecuencia, el proceso se acelera. El filtrado sigue el esquema mostrado en fig. 10. La diferencia de tiempos entre el método estándar y el basado en FFT crece con el número de puntos del filtro [2]. De hecho para un filtro de 30.001 puntos de longitud, el método basado en FFT es del orden de 500 veces más rápido que el anterior. Empleando esta alternativa de filtrado pueden aplicarse filtros de 30.001 puntos, o incluso más, con tiempos razonables..

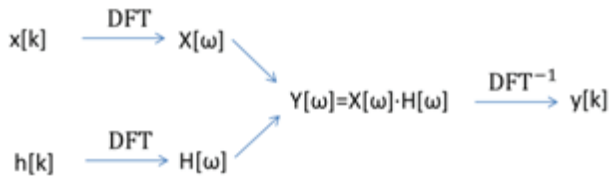


Fig. 10. Esquema de la convolución basada en FFT

La implementación de este método se ve facilitada por el hecho de que el algoritmo de la FFT está programado en el paquete MATLAB.

V. OBTENCIÓN DE GANANCIA Y FASE

Una vez que se han filtrado las señales de entrada y salida, se ajustan los datos por medio de una expresión de la forma (5), mediante la técnica de mínimos cuadrados discretos. Nótese que esto es equivalente a aproximar la serie de datos por la expresión mostrada en (6). Sin embargo, la primera de las dos formas da lugar a un problema lineal, lo que reporta ventajas en lo que se refiere a la implementación y, sobre todo, al tiempo de resolución. Conocidos los factores a y b de (5), obtener la amplitud y la fase es directo empleando (7) y (8).

$$Y \cong y(t) = a \sin(2\pi f t) + b \cos(2\pi f t) \quad (5)$$

$$y(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi) \quad (6)$$

$$A = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (7)$$

$$\varphi = A \tan \frac{b}{a} \quad (8)$$

Conocidas la amplitud y la fase de las señales de entrada y de salida, la ganancia puede obtenerse directamente empleando (9), donde el factor que aparece sirve para corregir la influencia del divisor resistivo comentado. Por lo que respecta al desfase, no puede emplearse únicamente la ecuación clásica (10), sino que hay que diseñar un pequeño algoritmo que corrija las discontinuidades que surgen al emplear dicha ecuación, que son causadas por la definición de la atan2 que la reduce al rango $\pm 180^\circ$.

$$Ganancia(dB) = 20 \log_{10} \left(\text{factor} \cdot \frac{A_{SAL}}{A_{ENT}} \right) \quad (9)$$

$$Desfase = \varphi_{SALIDA} - \varphi_{ENTRADA} \quad (10)$$

VI. RESULTADOS EXPERIMENTALES

La aplicación final ofrece dos opciones para la obtención de Bodes con la finalidad de adaptarse mejor a las necesidades del usuario. Ambos métodos se basan en las técnicas explicadas en las secciones II y III.

En el “Método de muestreo a frecuencia constante” se muestrea siempre a la misma frecuencia, siendo recomendable usar la máxima. En la implementación de este método debe usarse un filtro paso banda para frecuencias altas y medias, mientras que para frecuencias bajas (inferiores a 100Hz), las características de los filtros digitales obligan al uso de un filtro paso bajo, eliminando la componente de continua con un aproximación por mínimos cuadrados a través de la expresión (11). Además, es importante reseñar que los Bodes experimentales obtenidos son tratados con un filtro de Media Móvil. Los resultados mostrados tanto en este método como en el siguiente, son siempre tras aplicar este tratamiento.

$$y(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi) + \text{Offset} \quad (11)$$

Las medidas se realizaron empleando 401 frecuencias diferentes en el rango de 10Hz-100kHz para un convertidor reductor CC/CC de 100kHz de frecuencia de conmutación. Con el fin de que estos resultados puedan ser comparados con los de un analizador comercial se recogen los resultados del analizador ganancia-fase HP4194A sobre el mismo rango y empleando la misma resolución que se ha usado para obtener los resultados del prototipo. Puede apreciarse que los resultados de ambos dispositivos son muy similares hasta 20 kHz. A partir de ahí los resultados difieren algo más, pero carecen de sentido debido a que el convertidor ensayado tiene una frecuencia de conmutación de 100kHz. El tiempo de proceso en este caso es de 2m 34s.

El “Método de muestreo a frecuencia variable”, se caracteriza por usar sólo tres filtros en todo el barrido de frecuencias. Esto puede conseguirse gracias a las características de los filtros digitales, y a una frecuencia de muestreo que varía linealmente con la de entrada, en una definición a trozos formada por tres regiones. Los resultados de este método se observan también en fig. 11 y 12. Son resultados muy similares a los anteriores, con una calidad de filtrado algo inferior. Los tiempos de proceso varían entre algo menos de 2min y 2min 15s. La variabilidad se debe a ralentizaciones en la comunicación PC-tarjeta de adquisición. Este método se ofrece como una alternativa más rápida y ligeramente menos precisa frente a la otra opción.

Una vez que el prototipo funciona adecuadamente, es conveniente llevar a cabo un breve análisis del tiempo empleado en cada iteración. Con un filtro de 45.001 puntos y una señal capturada de 105 puntos, cuando se barre la frecuencia entre 10Hz y 100kHz con 441 puntos (401 dentro del rango y 20 a cada lado para la media móvil), los tiempos empleados en cada iteración (tiempos medios de las 441 iteraciones) pueden verse en fig 13

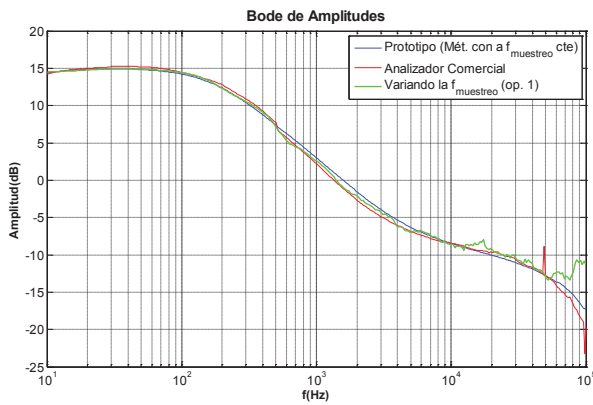


Fig. 11. Bode de Amplitudes, medida experimental. En rojo con un equipo comercial, en azul con el prototipo mostrando a frecuencia constante y en verde con el prototipo y frecuencia de muestreo variable.

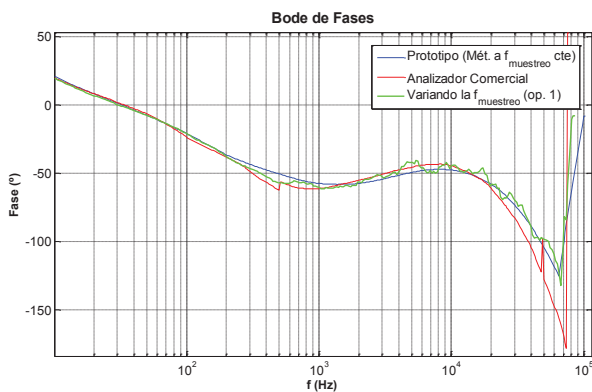


Fig. 12. Bode de Fases, medida experimental. En rojo con un equipo comercial, en azul con el prototipo mostrando a frecuencia constante y en verde con el prototipo y frecuencia de muestreo variable.

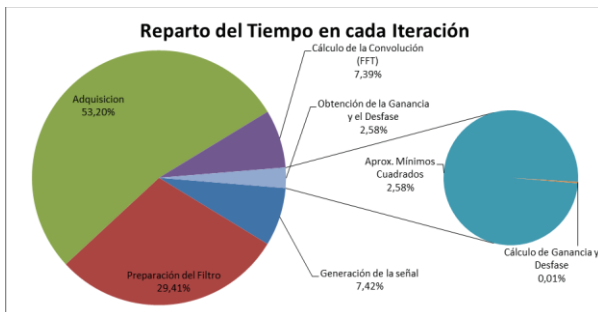


Fig. 13. Estimación del tiempo de cómputo según las actividades del dispositivo.

El tiempo medio por iteración es de 349,23 ms. Este valor permite estimar la duración del proceso en función del número de iteraciones. Para 441 iteraciones se obtiene un tiempo total de 2 min 34s, sin contar la inicialización, que añade unos dos segundos más. El tiempo de cómputo es pues asumible y comparable con el de los equipos comerciales. Se observa que el proceso dominante es la adquisición. El tiempo medio de adquisición es de 185,8ms, cuando la adquisición de 105 puntos a una frecuencia de 750kHz serían idealmente 133,3ms. La diferencia entre esos dos tiempos (que representa un 30%), es el tiempo empleado en los procesos internos del hardware, en el envío de la información

al PC y el almacenamiento en este. Se ha reducido este tiempo al mínimo, incializando la tarjeta al principio (fijado de todas las características, incluido frecuencia de muestreo y número de muestras por disparo), y limitando el proceso en cada iteración a la simple adquisición. La preparación del filtro es el otro proceso lento. El problema proviene de que el filtro debe generarse en cada iteración, no siendo posible generarlo una sola vez para todas ellas, lo que haría el proceso notablemente más rápido. Gracias a la FFT se observa que el cálculo de la convolución es muy rápido teniendo en cuenta la magnitud de las señales con las que trabaja.

VII. CONCLUSIONES

Se ha diseñado un equipo que permite obtener el comportamiento dinámico de sistemas CC/CC de potencia, para perturbaciones entre 10Hz y 100kHz. Puede pues emplearse en convertidores con frecuencia de conmutación de hasta 500kHz. El equipo es además portátil, y se basa en instrumental disponible en un laboratorio de prácticas. La comunicación con el usuario se realiza mediante una interfaz gráfica simple y fácil de usar, fig 14, que al tiempo ofrece múltiples opciones para la gestión de resultados y un gran control sobre los ajustes del prototipo. El tiempo de medida y el resultado obtenido son de alta calidad, muy similares a los de un analizador ganancia-fase comercial.

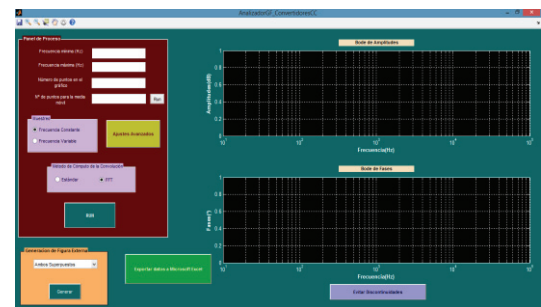


Fig. 14. Aspecto del interfaz de usuario.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente subvencionado a través del Plan de Ciencia Tecnología e Innovación del Principado de Asturias, (Ref: FC-15-GRUPIN14-122)

REFERENCIAS

- [1] K. Ogata "Ingeniería de control moderna" Prentice-Hall 2010, ISBN 9788483226605
- [2] Steven W. Smith, 1997. "The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing". California Technical Publishing. ISBN 0-9660176-3-3.
- [3] G. W. Wester and R. D. Middlebrook. "Low-Frequency Characterization of Switched dc-dc Converters," IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-9, No. 3, May 1973, pag. 376-385.
- [4] Ben-Yaakov, D. Wulich, and W. M. Polivka, "Resolution of an averaging paradox in the analysis of switched-mode dc-dc converters," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 30, pp. 626-632, Apr. 1994
- [5] Dragan Maksimović, and Slobodan Cuk. "A Unified Analysis of PWM Converters in Discontinuous Modes" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, nº 3, Julio 1991, pag. 476-490