

# **TESIS DOCTORAL**

---

## **Contribución a la Caracterización Automática de Funciones de Transferencia en Presencia de Ruido. Conversión Continua-Continua**

---

**Memoria presentada por**

**Antonio Manuel Lázaro**

**para la obtención del**

**Grado de Doctor Ingeniero de Telecomunicación**

**Departament d'Enginyeria Electrónica**

**Universitat Politècnica de Catalunya**

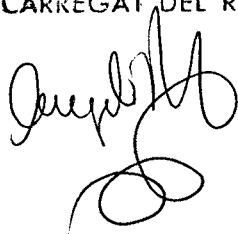


UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA  
ADMINISTRACIÓ DE TÍTOLS ACADÈMICS

Aquesta Tesi ha estat enregistrada  
a la pàgina 89 amb el número 805

Barcelona, 15-1-97

L'ENCARREGAT DEL REGISTRE,

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'Josep M.', written in a cursive style.

 **UPC**  
UNIVERSITAT  
POLITECNICA  
DE CATALUNYA

# **TESIS DOCTORAL**

---

## **Contribución a la Caracterización Automática de Funciones de Transferencia en Presencia de Ruido. Conversión Continua-Continua**

---

**Memoria presentada por**

**Antonio Manuel Lázaro**

**para la obtención del**

**Grado de Doctor Ingeniero de Telecomunicación**

**Director de la tesis: Dr. Francesc Guinjoan Gispert**

**Tutor de la tesis: Dr. Alberto Poveda López**

**Departament d'Enginyeria Electrónica  
Universitat Politècnica de Catalunya**



A Rosa  
A nuestros hijos Álar y Bernat  
A mis padres  
A toda mi familia  
A la memoria de Juan Fuster



## AGRADECIMIENTOS

Quiero expresar mi más sincero agradecimiento a todas aquellas personas que me han alentado y ayudado en la realización de este trabajo, y muy especialmente a mis compañeros Francesc Guinjoan y Alberto Poveda por su apoyo y dedicación. Gracias a Xavier Ruiz, Eduard Fornaguera, Carlos Valledor, Juan Martínez, Miguel Piqueras, Emiliano Martín, Martí Cortés, Xavier Barriga, Toni Gomà, Carlos Villacampa y Carlos Barahona, por todas esas horas que hemos pasado juntos en el laboratorio.

Agradezco de forma especial a Rafael Ramos su colaboración en los aspectos informáticos.





# INDICE

## CAPÍTULO PRIMERO **INTRODUCCIÓN**

1.1 Motivación	1
1.2 Introducción y antecedentes	1
1.3 Objetivos	3

## CAPÍTULO SEGUNDO **MÉTODOS DE MEDIDA PARA LA CARACTERIZACIÓN DE REGULADORES CONMUTADOS**

2.1 Introducción	5
2.2 Caracterización de reguladores conmutados cc-cc	5
2.2.1 Propuesta de índices a medir	5
2.2.2 Circuitos caracterizados	7
2.2.3 Modelos de convertidores utilizados en simulaciones numéricas	8
2.3 Consideraciones sobre la medida de los índices más característicos	10
2.3.1 Métodos de medida y señales de excitación	10
2.3.2 Fuentes de error incluidas en el estudio	12
2.3.2.1 Ruido aleatorio	12
2.3.2.2 Distorsión Armónica	14
2.3.2.3 Rizado y Ruido de Conmutación	17
2.3.2.4 Longitud finita de la secuencia de muestras	18
2.3.2.5 Efecto de carga asociados a los instrumentos de medida	19
2.4 Sistema de medida basado en el procesado temporal de la información	22
2.4.1 Obtención de la respuesta frecuencial a partir de señales uniseno con medida de amplitud y convolución circular	22
2.4.1.1 Error de módulo	23
2.4.1.2 Error de fase	29
2.4.1.3 Características óptimas de la señal de excitación y del sistema de adquisición	32
2.4.2 Método fasorial	34
2.4.2.1 Medida de módulo y fase	34
2.4.3 Método de Samulon	37

2 DEFINICIÓN Y GENERACIÓN DEL ENTORNO DE MEDIDA	II
2.5 Excitación multiseno con procesamiento mediante DFT	41
2.5.1 Introducción al método de medida	41
2.5.2 Señal de excitación multiseno	42
2.5.3 Condiciones de operación en zona lineal	46
2.5.4 Análisis de errores asociados al sistema de medida	49
2.5.4.1 Muestreo síncrono	49
2.5.4.2 Muestreo no síncrono. Errores de Leakage	53
2.5.4.3 Aliasing o solapamiento espectral	58
2.5.4.4 Error debido al ruido aleatorio	62
2.5.5 Características óptimas de la señal de excitación y del sistema de adquisición	68

**CAPÍTULO TERCERO**  
**SISTEMAS DE MEDIDA BASADOS EN INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL**

3.1 Herramientas para el diseño de sistemas de medida automatizados	73
3.1.1 Instrumentación Virtual	73
3.1.2 Sistema de medida automatizado	74
3.1.2.1 Instrumentación GPIB disponible	76
3.1.2.2 Programas para el Control de Instrumentación. Análisis comparativo	77
3.1.2.3 Entorno programación Labview (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)	80
3.1.3 Algoritmos y herramientas para conseguir la Transformada Discreta de Fourier	82
3.1.3.1 Algoritmos para la computerización de la DFT&FFT	82
3.1.3.2 Módulos de medida para cálculo de la FFT	84
3.2 Elección de instrumentos	86
3.2.1 Instrumentos para la generación de señales de excitación	86
3.2.2.1 Métodos de convolución circular y Método fasorial	86
3.2.2.2 Métodos transformados de Fourier	86
3.2.2.3 Método basado en el algoritmo de Samulon	87
3.2.2 Instrumentos para la adquisición de las señales de excitación y respuesta del convertidor	91
3.2.3 Circuitos auxiliares de medida	92

3.3 Instrumentación virtual asociada a los métodos de medida	95
3.3.1 Generación de la señal de excitación	95
3.3.2 Adquisición de la señal	101
3.3.3 Procesado y presentación de los datos	103
3.4 Integración de todo el sistema de medida.bus VXI	108

## CAPÍTULO CUARTO

### **RESULTADOS EXPERIMENTALES**

4.1 Medidas de las características dinámicas	111
4.1.1 Introducción	111
4.1.2 Respuesta en frecuencia <i>tensión salida/tensión entrada</i>	112
4.1.3 Admitancia de entrada	119
4.1.4 Impedancia de salida	126
4.1.5 Respuesta en frecuencia <i>tensión salida/ciclo de trabajo</i>	133
4.1.6 Respuesta en frecuencia <i>tensión salida/ tensión de referencia</i>	138
4.2 Comparativa entre los diferentes métodos de medida	145
4.3 Medidas adicionales	147
4.4 Características del sistema automático de medida	151

## CAPÍTULO QUINTO

### **ESTIMACIÓN PARAMÉTRICA DE CONVERTIDORES CONMUTADOS ELEMENTALES CC/CC**

5.1 Nociones previas sobre la teoría de la estimación	153
5.1.1 Estimación de sistemas LTI en dominio temporal	154
5.1.2 Modelos predictivos de sistemas LTI discretos	156
5.2 Método seguido en la identificación paramétrica de sistemas	158
5.2.1 Elección del modelo	158
5.2.2 Características señal de excitación	160
5.2.3 Validación de los resultados	161

2 DEFINICIÓN Y GENERACIÓN DEL ENTORNO DE MEDIDA	IV
<hr/>	
5.3 La estimación en los convertidores conmutados cc/cc	163
5.3.1 La estimación a partir de datos simulados	163
5.3.2 La estimación a partir de medidas reales	164
5.3.2.1 Medida del ancho de banda y linealidad	165
5.3.2.2 Frecuencias de excitación y muestreo	166
5.3.3 Resultados obtenidos	167
5.3.3.1 Análisis de resultados	167
5.3.3.2 Elección del modelo	168
5.3.3.3 Caracterización de funciones de transferencia	169
5.4 Estimación en dominio frecuencial	172
5.5 Automatización del proceso de estimación	174
5.5.1 Comunicación labview-matlab. intercambio dinámico de datos (DDE)	174
5.5.2 Instrumentación virtual para la estimación automática de convertidores cc/cc	175
5.5.2.1 Panel frontal del id-main.vi	176
5.6 Conclusiones	179

## CAPÍTULO SEXTO

### **CONCLUSIONES**

6.1 Conclusiones	181
------------------	-----

### **ANEXOS**

Anexo A	183
AnexoB	188
AnexoC	190
AnexoD	191
AnexoE	192

### **BIBLIOGRAFIA**

Bibliografía	193
--------------	-----

# CAPÍTULO PRIMERO

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 MOTIVACIÓN

Una parte importante del diseño de un regulador conmutado continua-continua la constituye el diseño del subsistema de control, que define el comportamiento del regulador en lo referente a su estabilidad y respuesta a variaciones de la tensión de entrada, de la carga y, en su caso, de la tensión de referencia.

Para poder diseñar adecuadamente el subsistema de control es necesario un conocimiento preciso del comportamiento estático y dinámico de la etapa de potencia ya sea a través de modelos analíticos o experimentales. En el primer caso a menudo aparece la necesidad de comparar los modelos disponibles mediante la caracterización experimental del convertidor en lazo abierto. En el segundo la caracterización experimental forma parte de la obtención del modelo.

Finalmente, la verificación del cumplimiento de los objetivos de diseño requiere, asimismo, la caracterización experimental del comportamiento del regulador completo, etapa de potencia y subsistema de control.

Queda así justificado el interés del presente trabajo, cuyo objetivo es el desarrollo de un sistema de caracterización automática de funciones de transferencia para reguladores conmutados continua-continua, atendiendo a la especificidad de comportamiento de estos sistemas y utilizando las modernas tendencias en la realización de sistemas inteligentes para la adquisición y procesado de datos. Se trata pues de un trabajo multidisciplinario que debe adaptar conceptos de instrumentación, adquisición y procesado de señales al contexto de reguladores conmutados.

### 1.2 INTRODUCCIÓN Y ANTECEDENTES

Los convertidores conmutados continua-continua son sistemas electrónicos que efectúan la conversión de energía eléctrica continua de un nivel de tensión o corriente a otro distinto, con un rendimiento energético muy elevado, debido a que sus componentes son inductores, condensadores y semiconductores, trabajando en régimen de conmutación. Asimismo, la utilización de frecuencias elevadas de conmutación permite una reducción considerable de peso y volumen de los inductores y condensadores que los componen. Todas estas características los hacen muy adecuados para la realización de reguladores, destinados a formar parte de los sistemas de alimentación de equipos electrónicos aeroespaciales o de equipos de pequeño tamaño y peso para informática y comunicaciones.

En contraposición, la principal desventaja de los reguladores conmutados frente a los reguladores lineales convencionales, es la dificultad de su diseño debido al comportamiento no lineal y variante con el tiempo producido en el convertidor por el cambio cíclico de topología que impone la conmutación.

Tradicionalmente, la falta de un conocimiento exacto de la respuesta dinámica de los convertidores conmutados se ha traducido en un diseño del regulador con bajas prestaciones, especialmente en lo que a su ancho de banda se refiere. No obstante, en los últimos veinticinco años, se ha dedicado un considerable esfuerzo a la obtención y refinamiento[MIDD77] [PRAJ76] [LEE79] [ERICK82] [VERGH84] [GUINJ90] [GARC92] [GUINJ93] [BURDIO95] de modelos para el convertidor, lo que ha

hecho posible a su vez el desarrollo de nuevas técnicas de control lineal y no lineal [POVED89] [MARPE89] [MAJO92] [MART93-1] [MART93-2] [MAIXÉ93] [JAMES93] que han supuesto un salto cualitativo en las prestaciones finales del regulador. De este modo, los reguladores conmutados han acabado por sustituir en la mayoría de las aplicaciones a los lineales.

Un papel importante en este avance le ha correspondido a la caracterización experimental del comportamiento del convertidor, que ha permitido la validación de los nuevos modelos y la verificación de las prestaciones finales conseguidas mediante las nuevas técnicas de control. Esta caracterización experimental tiene aspectos que son específicos de este tipo de sistemas [CAPEL77] [BARZE81] [HAMA83] [MILLER83] [FOLEY84] [CHO84], como son :

- Necesidad de realizar la caracterización en lazo abierto sin anular el lazo de control del convertidor.
- Muy baja relación señal/ruido en la medición, debido a los transitorios de conmutación y al rizado periódico inherente al funcionamiento del convertidor.
- Nivel considerable de potencia de la señal de excitación en la obtención de la impedancia de entrada (factor de potencia), impedancia de salida (variaciones con la carga) y rechazo a las variaciones de la tensión de entrada (audiosusceptibilidad).

Con el objetivo de resolver los problemas específicos de medición en estos sistemas, desde un primer momento se ha intentado automatizar el proceso de caracterización experimental mediante sistemas de medida basados en computadora [CAPEL77] [BARZE81] [HAMA83] [MILLER83] [FOLEY84], que han empleado la vía de caracterizar la respuesta transitoria [CAPEL77] o la respuesta permanente sinusoidal del sistema [BARZE81] [FOLEY84] [CHO84]. Estos sistemas automáticos de medición facilitan:

- La obtención rápida y repetitiva de medidas, que permiten la promediación de resultados finales y el rechazo de medidas singularmente separadas de la media [BARZE81], [MANUE94].
- La grabación de las medidas, que permite su posterior procesado mediante técnicas digitales [CAPEL77] [BARZE81] [HAMA83] [MILLER83] [FOLEY84] para minimizar los efectos del ruido y la utilización de herramientas "standard" de representación y análisis de sistemas [MARAN90].
- La generación de diferentes tipos de señal de excitación, con objeto de optimizar la medición [SCHOU88].

En la actualidad es posible la realización de sistemas versátiles de caracterización automática de altas prestaciones que ofrezcan una solución a las crecientes necesidades de precisión en la determinación de la respuesta dinámica de los reguladores conmutados continua-continua [TYMER91]. Esta posibilidad se fundamenta de una parte, en la oferta actual de instrumentos programables controlables mediante "bus standard" (GPIB, VXI, etc...) y de computadores personales de altas prestaciones, y por otro lado, en la aparición de técnicas que facilitan la programación de este tipo de aplicaciones [DAPON92] [LI92] [TYMER92] y de programas "standard" (Labview, Labwindows/CVI, HP-VEE, Visual Designer, etc...) para DDC (Direct Digital Control) que simplifican la creación de aplicaciones y que permiten la realización de instrumentos virtuales con funciones de generación, adquisición sincrónica, procesado y análisis de señales [MANUE93] [FERRER92] [ZRUDS92] [CARM192] [LOCCI88].

### 1.3 OBJETIVOS

Teniendo en cuenta los antecedentes del apartado anterior, el objetivo del presente trabajo es el desarrollo de un sistema basado en instrumentación virtual para la determinación automática de funciones de transferencia en un regulador conmutado continua-continua. La consecución de este objetivo nos ha llevado a estructurar este trabajo según se detalla a continuación:

Deberán definirse qué métodos de caracterización de sistemas lineales van a adoptarse y estudiar en qué medida pueden utilizarse en el contexto de convertidores cc-cc. Este será el objetivo del capítulo dos.

La problemática de la implementación de los distintos métodos de medida propuestos en un entorno de instrumentación virtual será abordada en el capítulo tres.

El capítulo cuatro está dedicado a la obtención automática de funciones de transferencia de un convertidor reductor y un convertidor elevador mediante los distintos métodos propuestos con objeto de establecer una comparativa entre estos últimos.

De forma complementaria, y dado que los capítulos anteriores están dedicados a una estimación no paramétrica de la respuesta lineal de convertidores conmutados, el capítulo cinco evalúa en qué medida distintas técnicas de estimación paramétrica de sistemas lineales pueden ser aplicadas a tales plantas y, por otra parte automatiza este proceso de identificación en un entorno de instrumentación virtual.

Finalmente el capítulo seis presenta las conclusiones de este trabajo y sugiere algunas ideas para abordar su continuidad.





## CAPÍTULO SEGUNDO

# MÉTODOS DE MEDIDA PARA LA CARACTERIZACIÓN DE REGULADORES CONMUTADOS

### 2.1 INTRODUCCIÓN

Como es conocido, el diseño de un regulador conmutado incluye la necesidad de una caracterización dinámica de la etapa de potencia (convertidor). En un contexto de regulación suele ser suficiente caracterizar dicha etapa por medio de un modelo dinámico linealizado de baja frecuencia [MIDD77]. Puede por tanto pensarse que los métodos de medida utilizados para dicha caracterización experimental sean métodos propios de sistemas lineales. Sin embargo, la aplicación de estos métodos queda condicionada al margen de validez de la linealización inherente a dicho modelo. Teniendo en cuenta estas consideraciones previas, este capítulo aborda:

- 1.- La definición de qué características del convertidor van a medirse.
- 2.- La propuesta de un conjunto de métodos de medida para obtener experimentalmente tales características y la discusión comparativa de sus prestaciones y limitaciones.

Tras este estudio se estará en disposición de fijar los parámetros de los métodos de medida propuestos que definan las características de excitación, adquisición y procesado, y minimicen la influencia de los errores considerados. Posteriormente, en los capítulos tercero y cuarto estos métodos serán llevados a la práctica con el objeto de ser comparados.

### 2.2 CARACTERIZACIÓN DE REGULADORES CONMUTADOS CC/CC

#### 2.2.1 PROPUESTA DE ÍNDICES A MEDIR

El objetivo principal de este trabajo consiste en la caracterización experimental en baja frecuencia y en condiciones de comportamiento lineal en torno al punto de trabajo de un regulador conmutado. Teniendo en cuenta estas restricciones, tiene sentido hablar de funciones de transferencia que describan el comportamiento del regulador. Refiriéndonos a la figura 2.1 en la que se representa un diagrama general de un regulador conmutado de tensión, las funciones de transferencia que van a medirse son:

- Función transferencia Control-tensión salida en lazo abierto  $\left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i(s)=0}$  (2.1)

- Función transferencia tensión entrada-tensión salida en lazo abierto  $\left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0}$  (2.2)

- Función de transferencia tensión de referencia-tensión salida en lazo cerrado  $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_R(s)}$  (2.3)

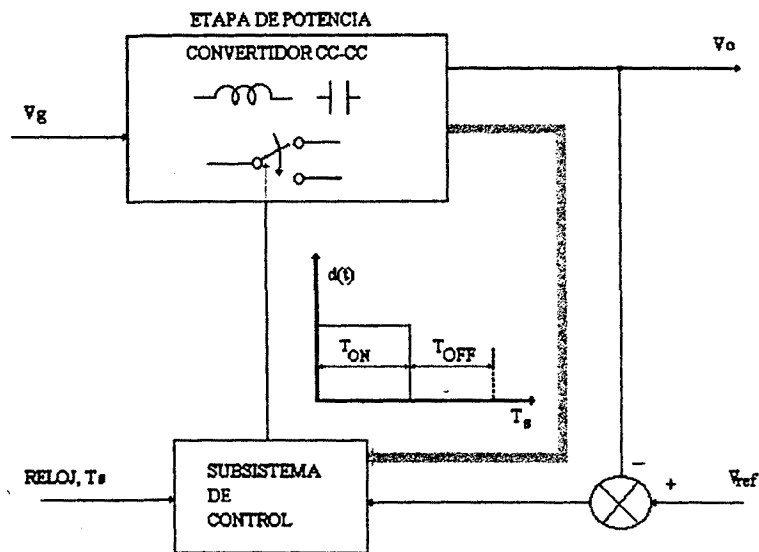


Figura 2.1 Diagrama general de un regulador conmutado tensión-tensión

Asimismo, se medirán la admitancia de entrada y la impedancia de salida del convertidor en lazo abierto, representado en la figura 2.2 en torno a su régimen de funcionamiento nominal.

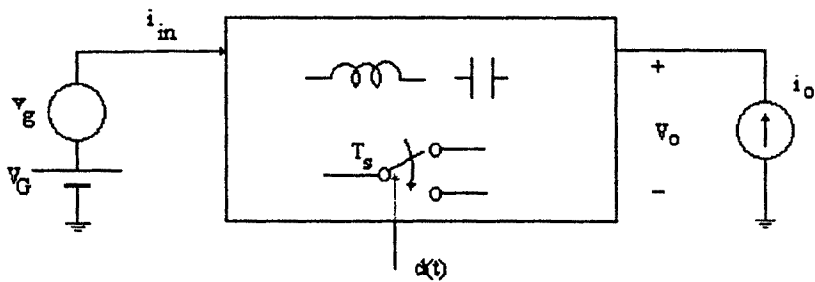


Figura 2.2. Diagrama general de un convertidor conmutado; se indican las variables que definen la admitancia de entrada y la impedancia de salida del convertidor.

- Impedancia de salida 
$$Z_o(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \quad (2.4)$$

- Admitancia de entrada 
$$Y_{in}(s) = \frac{\hat{i}_n(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \quad (2.5)$$

De forma complementaria se mediran las características estáticas del regulador en lazo cerrado:

- Regulación de línea 
$$R_{line} = \frac{V_o(V_{imax}) - V_o(V_{imin})}{V_o(V_{inon})} * 100\% \quad (2.6)$$

- Regulación de carga 
$$R_{load} = \frac{V_o(R_{Lmax}) - V_o(R_{Lmin})}{V_o(R_{Lmon})} * 100\% \quad (2.7)$$

- Eficiencia 
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.8)$$

El comportamiento lineal del sistema se garantizará acotando el nivel de distorsión armónica total de la señal medida frente a una excitación sinusoidal, mientras que el ancho de banda de medida vendrá dado por una fracción de la frecuencia de conmutación.

### 2.2.2 CIRCUITOS CARACTERIZADOS

Con objeto de particularizar el estudio y la aplicación de los distintos métodos de medida que se propondrán en apartados posteriores, se han construido dos reguladores conmutados con un único lazo de realimentación de la tensión de salida que incluye un modulador PWM basado en el CI SG3524.

El primero de ellos incluye un convertidor reductor (o "Buck") como etapa de potencia. El esquema eléctrico y los valores correspondientes pueden verse en la figura 2.3.

- Ciclo de trabajo: 50,6 %
- Frecuencia de conmutación: 50,034 kHz
- Tensión continua de entrada: 12 V
- Resistencia de carga:  $R_{out} = 6 \Omega$
- Condensador de carga:  $C_{out} = 100 \mu F$
- Bobina:  $L = 75 \mu H$
- Resistencia de pérdidas de la bobina:  $R_L = 0.4 \Omega$
- Resistencia de pérdidas del condensador:  $R_c = 0.2 \Omega$
- Transistor IRF 9530
- Diodo SB140

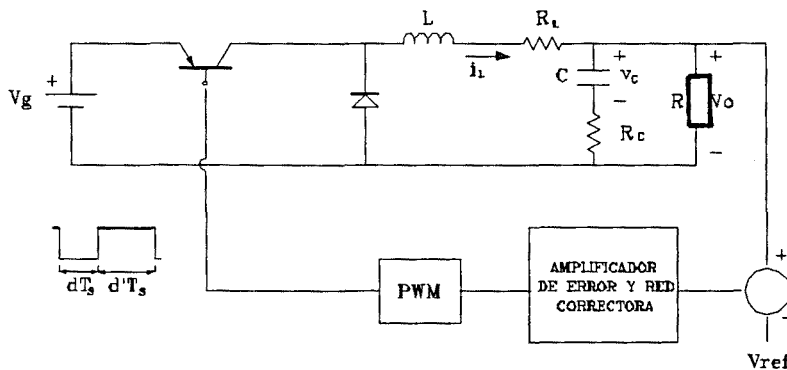


Figura 2.3 Esquema del regulador conmutado basado en el convertidor reductor utilizado en este trabajo.

Por otra parte, para incluir efectos asociados a la no linealidad de la etapa de potencia (efectos ausentes teóricamente en el caso del convertidor reductor), se ha construido otro regulador conmutado basado en un convertidor elevador (o "Boost") cuyo esquema eléctrico junto con los valores de los componentes correspondientes puede verse en la figura 2.4

- Ciclo de trabajo: 52,6 %
- Frecuencia de conmutación: 50,086 kHz
- Tensión continua de entrada: 15 V
- Resistencia de carga:  $R_{out} = 150 \Omega$
- Condensador de carga:  $C_{out} = 100 \mu F$
- Bobina:  $L = 0.6mH$
- Resistencia de pérdidas de la bobina:  $R_L = 0.5 \Omega$
- Resistencia de pérdidas del condensador:  $R_c = 0.2 \Omega$
- Transistor BUZ72A
- Diodo SB140

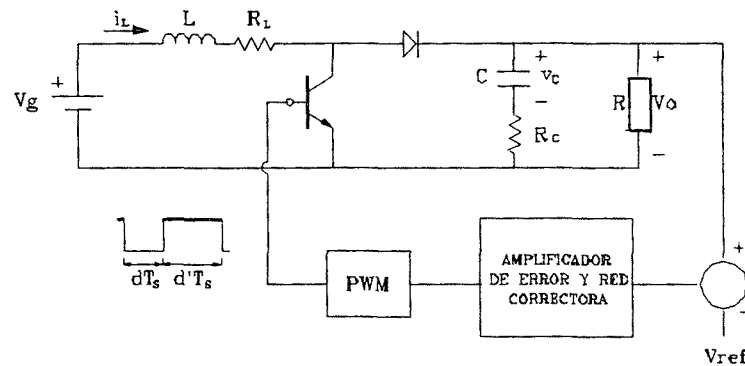


Figura 2.4 Esquema del regulador conmutado basado en el convertidor elevador utilizado en este trabajo.

Así, todos los resultados de simulación y experimentales restringidos al ancho de banda de interés, se referirán a uno de estos reguladores o a sus correspondientes etapas de potencia.

### 2.2.3 MODELOS DE CONVERTIDORES UTILIZADOS EN SIMULACIONES NUMÉRICAS

Será necesario disponer de un modelo que describa el comportamiento dinámico de los convertidores considerados. La justificación de esta necesidad radica en que estos modelos permiten obtener por simulación:

- Una evaluación previa del efecto de distintos errores considerados (véase el apartado 2.4 y 2.5) y de las soluciones propuestas para disminuir dichos efectos.
- Una estimación previa que permita fijar los grados de libertad de la señal de excitación y/o del procesamiento de la señal de respuesta (particularmente en el caso de señales multifrecuenciales)

Evidentemente, no puede utilizarse ninguno de los abundantes modelos que describen el comportamiento dinámico en baja frecuencia y condiciones de funcionamiento lineal de tales sistemas [MIDD77] [PRAJ76] [LEE79] [ERICK82] [VERGH84] [GUINJ90] puesto que:

- Son intrínsecamente lineales, por tanto la distorsión armónica no puede ser evaluada previamente por simulación
- Su cota frecuencial superior de validez no está determinada

La función del transistor y del diodo de los convertidores de las figuras 2.3 y 2.4 puede ser representada idealmente por el conmutador unidireccional de dos posiciones de la figura 2.5 a) controlado por una señal  $d(t)$ .

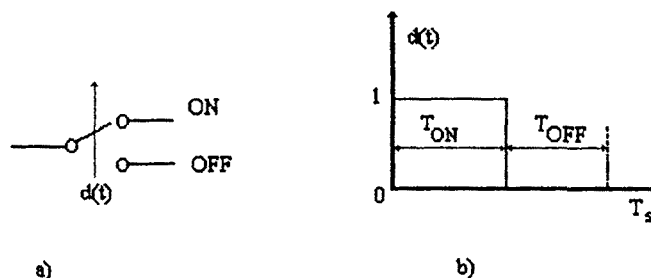


Figura 2.5 a) Conmutador unidireccional de dos posiciones b) señal de control del conmutador

Si se define la señal  $d(t)$  como:

$$\begin{cases} d(t) = 1 \text{ para el interruptor en la posición ON} \\ d(t) = 0 \text{ para el interruptor en la posición OFF} \end{cases}$$

y se supone modo de conducción continua. El comportamiento dinámico de cada convertidor puede representarse por medio de dos ecuaciones de estado, a saber:

$$\frac{dx}{dt} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot v_g \quad \text{mientras } d(t) = 1 \quad (2.9)$$

$$\frac{dx}{dt} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot v_g \quad \text{mientras } d(t) = 0 \quad (2.10)$$

donde  $x$  representa el vector de estado del convertidor. Estas ecuaciones pueden compactarse en una única ecuación, que constituye la descripción bilineal del convertidor:

$$\frac{dx}{dt} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot v_g + \left[ (A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)v_g \right] d \quad (2.11)$$

Las matrices  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$  y  $B_2$  de los convertidores considerados se dan en el apéndice A.

Este modelo, que evidencia la no linealidad potencial de los convertidores conmutados (bilinealidad en  $x$  y  $d$  del término  $A_1 - A_2$  según ecuación 2.11) permite simular la respuesta temporal de cualquier variable del convertidor frente a cualquier señal de excitación, así como su representación espectral vía FFT en cualquier banda de interés que en este trabajo se ha fijado a  $f_s/5$ , siendo  $f_s$  la frecuencia de conmutación. Las simulaciones se han realizado con el programa Matlab-Simulink, según se detalla en el apéndice A. así utilizaremos el término "función de transferencia simulada" para referirnos a la obtenida según el modelo anterior.

## 2.3. CONSIDERACIONES SOBRE LA MEDIDA DE LOS ÍNDICES CARACTERÍSTICOS

### 2.3.1 MÉTODOS DE MEDIDA Y SEÑALES DE EXCITACIÓN

Para obtener experimentalmente la respuesta en frecuencia de las distintas funciones de transferencia necesitaremos aplicar unos métodos o procedimientos de medida. Conceptualmente estos métodos pueden representarse según la figura 2.6, y exigen:

- Aplicar una señal de excitación al convertidor,  $E(t)$ .
- Adquirir y medir la señal de respuesta  $R(t)$  a la excitación aplicada, así como la propia excitación.
- Procesar ambas señales para obtener la respuesta en frecuencia deseada.

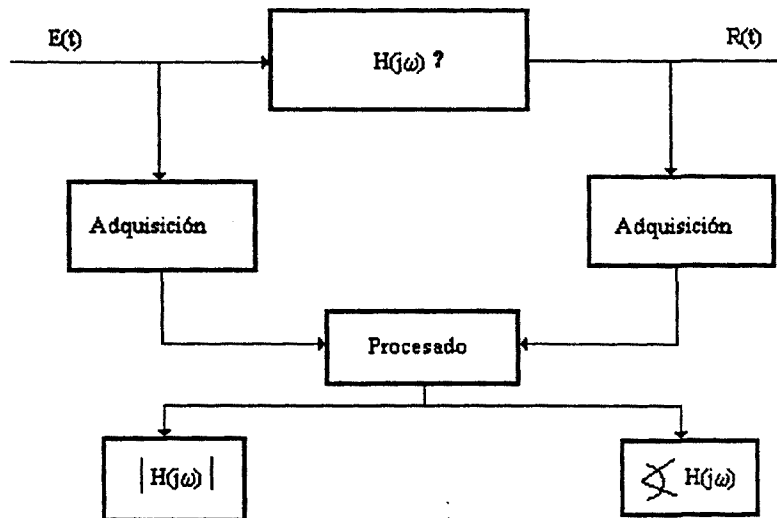


Figura 2.6 Esquema conceptual de un método de medida para la obtención de la respuesta en frecuencia incógnita  $H(j\omega)$ .

Evidentemente la realización de los distintos métodos de medida es altamente dependiente del sistema de medida (instrumentación disponible, circuitos auxiliares de excitación, sondas de medida, etc...). Esta dependencia se incluirá en la discusión de los distintos métodos cuando sea necesario.

Proponemos a continuación cuatro métodos de medida especificando el tipo de señal de excitación requerida y su procesado asociado, que serán estudiados con detalle en apartados posteriores.

#### A) Métodos de medida basados en un barrido frecuencial de una señal sinusoidal de excitación

Son métodos clásicos que realizan un barrido frecuencial en un ancho de banda determinado. Su ventaja principal es que permiten evaluar las características no lineales de la planta al poder medir su distorsión armónica total, THD [GODFR93]; son por tanto adecuados en un contexto de medida de convertidores conmutados. Su principal inconveniente deriva del elevado tiempo de medida requerido ya que es necesario un tiempo de espera para que el sistema alcance la respuesta permanente antes de cambiar a una nueva frecuencia.

Se han considerado dos métodos pertenecientes a esta clase, dependiendo del procesado aplicado. Nos referiremos a ellos como:

#### A.1 Método de la convolución circular:

Si el instrumento de adquisición es un osciloscopio digital, la fase de la función de transferencia a medir puede obtenerse realizando la convolución circular entre las señales de excitación y respuesta. El estudio de este método se realiza en el apartado 2.4.1.

#### A.2 Método fasorial:

Utilizado por F. Barzegar [BARZE81], permite medir el ángulo de fase de una función de transferencia usando un voltímetro y un filtro selectivo de seguimiento de la frecuencia de excitación. El método se basa en la representación fasorial de las formas de onda sinusoidales y en el hecho de que pueden hallarse los ángulos de un triángulo si se conocen sus tres lados. Este método se estudiará en el apartado 2.4.2.

Puede observarse que en ambos métodos el procesado se realiza directamente sobre la medida temporal, sin pasar al dominio transformado frecuencial.

Por otra parte, con objeto de reducir el tiempo de medida asociado a los métodos de barrido frecuencial, se han estudiado asimismo los métodos que se indican a continuación:

#### B) Método basado en el algoritmo de Samulon

Consiste en aplicar un escalón como señal de excitación y tratar la señal de respuesta mediante el algoritmo de Samulon [SAMU51]. Este método fue utilizado por A. Capel [CAPEL77] y se estudia en el apartado 2.4.3, tomando este último trabajo como referencia.

#### C) Métodos de medida en dominios transformados

El desarrollo de técnicas de procesado avanzado como la Transformada Discreta de Fourier (DFT) o la Transformada Rápida de Fourier (FFT) ha hecho posible la generación de señales de excitación más complejas [SCHOU88]: de este modo, la planta a caracterizar puede ser excitada con señales multisinusoidales de ancho de banda amplio adquiriendo todo el conjunto de información espectral, o buena parte de ella, en una sola medida. Este método se estudia en el apartado 2.5.

La tabla 2.1 resume los métodos de medida propuestos.

<b>Sistema de medida basado en el procesado temporal de la información</b>	
<b>Método de Medida</b>	<b>Señal de Excitación</b>
Convolución Circular	Uni-Seno
Fasorial	Uni-Seno
Samulón	Escalón
<b>Sistema de medida basado en el empleo de métodos transformados <i>DFT</i> (<i>Discrete Fourier Transform</i>)</b>	
Transformados Fourier	Multi-seno
Transformados Fourier	Uni-Seno

Tabla 2.1. Métodos de medida, señales de excitación y procesado asociado propuestos en este trabajo.

Finalmente, cabe observar que no se propone ningún método basado en señales de excitación estocásticas. Los motivos que nos han llevado a no considerarlas en este trabajo se pueden resumir en los siguientes puntos:



- La amplitud del espectro de una señal estocástica no es constante durante el tiempo de medida y por tanto será necesario un promediado espectral, incrementando así el tiempo de medida [SCHOU88].
- Una señal estocástica no es periódica, imposibilitando así técnicas basadas en la DFT o la FFT

### 2.3.2 FUENTES DE ERROR INCLUIDAS EN ESTE ESTUDIO

Se han incluido en este estudio el siguiente conjunto de fuentes de error que aparecen en cualquiera de los métodos de medida y que se abordan en apartados posteriores.

- Fuentes de error comunes al regulador conmutado y al sistema de medida:
  - Ruido aleatorio.
- Fuentes de error específicas del regulador conmutado:
  - Rizado de conmutación del convertidor
  - Ruido de conmutación producido por los interruptores
  - Distorsión armónica asociada a la no linealidad del convertidor
- Fuentes de error propias del sistema de medida:
  - Longitud finita de la secuencia de muestras
  - Efectos de carga asociados a los instrumentos de medida.

Asimismo aparecen otras fuentes de error dependientes del método de medida; estas últimas se incluyen específicamente en el estudio del método al cual están asociadas.

Se estudian a continuación las fuentes de error explicitadas en este apartado.

#### 2.3.2.1 Ruido aleatorio

Una fuente importante de error que afecta a la medida de la respuesta frecuencial es el ruido de carácter aleatorio presente en la señal de excitación y en la respuesta del circuito en el margen de frecuencias de interés.

Para poder realizar una estimación del error introducido por el ruido aleatorio será necesario obtener la varianza del ruido, en la banda frecuencial de interés, presente en la señal de excitación y en la respuesta del convertidor. La varianza del ruido se puede calcular a partir de la función densidad espectral de potencia, *PSD*. Para poder obtener la *PSD* del ruido se ha utilizado el método de Welch [WELCH67] que realiza la estimación de una *PSD* promediando periodogramas<sup>1</sup>.

A continuación se describen los pasos a efectuar para obtener la estimación de la *PSD* mediante el método de Welch:

---

<sup>1</sup> Un periodograma es el resultado de realizar el cuadrado del módulo de la *DFT* de una secuencia.

1) En primer lugar se divide la secuencia de muestras,  $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$ , en  $K$  segmentos:

Segmento 1:  $x_0, x_1, \dots, x_{M-1}$

Segmento 2:  $x_S, x_{S+1}, \dots, x_{M+S-1}$

Segmento  $K$ :  $x_{N-M}, x_{N-M+1}, \dots, x_{N-1}$ , (2.12)

donde  $M$  es el número de puntos de cada segmento,  $S$  es el número de puntos de desplazamiento entre segmentos, y  $K$  es el número de segmentos.

2) Para cada segmento ( $k = 1, \dots, K$ ), se calcula la transformada discreta de Fourier:

$$X_K(i) = \sum_{m=(k-1)S}^{M+(k-1)S-1} x_m e^{-j \frac{2\pi}{N} i m} \quad \text{con } -(M/2 - 1) \leq i \leq M/2 \quad (2.13)$$

3) Para cada segmento ( $k = 1, \dots, K$ ) se obtiene el períodograma,  $P_k(i)$ , de la transformada discreta de Fourier:

$$P_k(i) = \frac{1}{M} |X_k(i)|^2 \quad (2.14)$$

4) Promediando los períodogramas se obtiene la estimación de Welch de la función PDS:

$$S_x(i) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_k(i) \quad (2.15)$$

Conociendo la función densidad espectral de potencia se puede obtener la varianza de la secuencia  $x_n$ , que vendrá dada por:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{M} \sum_i S_x(i) \quad (2.16)$$

En las figuras 2.7 y 2.8 aparece representada la función PDS asociada al ruido presente en la señal de excitación y respuesta del convertidor Buck, en la banda frecuencial de interés, obtenida mediante el método de Welch.

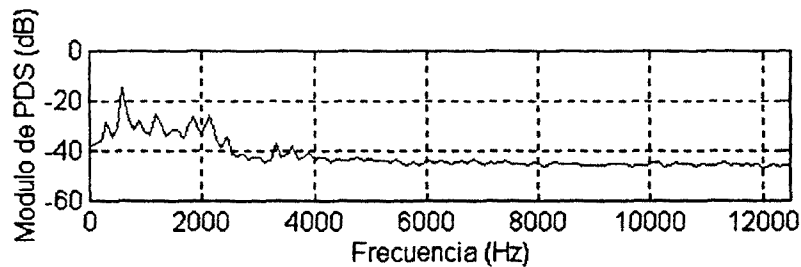


Figura 2.7. Medida del espectro de potencia de ruido asociado a la tensión de entrada del convertidor Buck. Expresada en  $\text{Vef}^2/\text{Hz}$  referido a un nivel de  $1\text{Vef}^2/\text{Hz}$

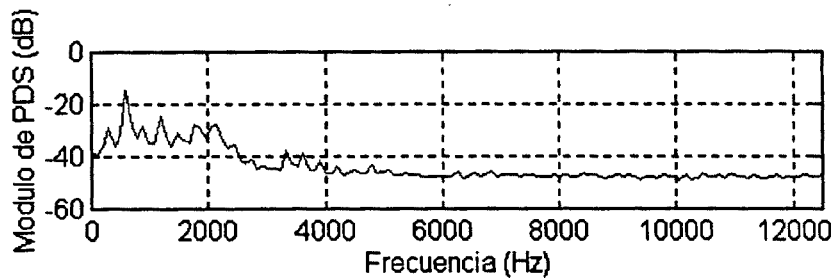


Figura 2.8. Medida del espectro de potencia de ruido asociado a la tensión de salida del convertidor Buck. Expresada en  $V_{ef}^2/Hz$  referido a un nivel de  $1V_{ef}^2/Hz$

A partir de estos resultados se ha realizado la estimación de la varianza del ruido presente a la entrada y salida del Buck. Los valores obtenidos son:

$$\begin{aligned} \sigma_{ni}^2 &= 1.995 \cdot 10^{-4} V_{ef}^2 \\ \sigma_{no}^2 &= 1.664 \cdot 10^{-4} V_{ef}^2 \end{aligned} \tag{2.17}$$

En la tabla 2.2 aparecen las varianzas del ruido medido en los distintos puntos del convertidor Buck y Boost donde se monitorizan las señales que nos permiten obtener las respuestas en frecuencia.

Punto de medida	Varianza Buck ( $V_{ef}^2$ )	Varianza Boost ( $V_{ef}^2$ )
Vout (lazo abierto)	$1.664 \cdot 10^{-4}$	$1.010 \cdot 10^{-4}$
Vg (lazo abierto)	$1.995 \cdot 10^{-4}$	$4.997 \cdot 10^{-3}$
Ciclo de trabajo <sup>2</sup>	$1.151 \cdot 10^{-3}$	$6.534 \cdot 10^{-4}$
Vout (lazo cerrado)	$3.622 \cdot 10^{-3}$	$3.027 \cdot 10^{-3}$
Tensión de referencia	$1.291 \cdot 10^{-3}$	$7.019 \cdot 10^{-4}$

Tabla 2.2. Varianza de ruido de los convertidores Buck y Boost obtenidas a partir del método de Welch.

En los apartados 2.4.1 y 2.5.3.4, se realiza un estudio del error generado por el ruido aleatorio en cada uno de los sistemas de medida diseñados, y una estimación de este error basado en las medidas de las varianzas a la entrada y salida del convertidor Buck.

### 2.3.2.2 Distorsión armónica

El estudio de la distorsión armónica del convertidor permitirá establecer el rango de amplitud de la señal de excitación para el cual el sistema se comporta de forma lineal.

La distorsión armónica total (THD) a una frecuencia  $f_o$ ,  $THD(f_o)$ , puede evaluarse a partir de la expresión 2.18a [RASH92].

$$THD(f_o, A) = \frac{1}{V(f_o, A)} \left( \sum_{i=2}^{\infty} V^2(i f_o, A) \right)^{1/2} \tag{2.18a}$$

donde  $V(f, A)$  es la respuesta a una excitación sinusoidal de frecuencia  $f_o$  y amplitud  $A$ . Sin embargo puede aparecer asimismo una distorsión de intermodulación que aporta componentes espectrales a

<sup>2</sup>El punto de medida es la entrada no inversora  $IN^+$  del amplificador incorporado en el PWM 3524 figura 3.43

frecuencias distintas de los múltiplos de la frecuencia de excitación  $f_0$ . Por tanto una estimación de todo el espectro de la señal de respuesta en la banda de interés, exceptuando la aportación a la frecuencia de excitación, permite una evaluación conjunta de ambas distorsiones: así notaremos como  $DT(f_0, A)$  la distorsión total en la banda de interés que vendrá dada por :

$$DT(f_0, A) = \frac{1}{V(f_0, A)} \left( \int_0^{f_{max}} V^2(f, a) df \right)^{1/2} \quad \text{para } f \in [0, f_0 \cup] f_0, f_{max}] \quad (2.18b)$$

Se han estimado previamente por simulación los dos índices THD y DT en la banda de interés, según se detalla a continuación:

El índice THD se ha evaluado calculando la expresión.  $THD(f_0, A) = \frac{1}{V(f_0, A)} \left( \sum_{i=2}^{f_{max}/f_0} V^2(i f_0, A) \right)^{1/2}$  con

$f_{max} = 10\text{kHz}$  y  $f_0$  1000, 100 y 50hz.

Mientras que el índice DT ( $f_0, A$ ) se ha evaluado calculando todos los coeficientes de la DFT de la señal de respuesta hasta  $f_{max} = 10\text{kHz}$  con una resolución de 50hz (ver figura 2.9).

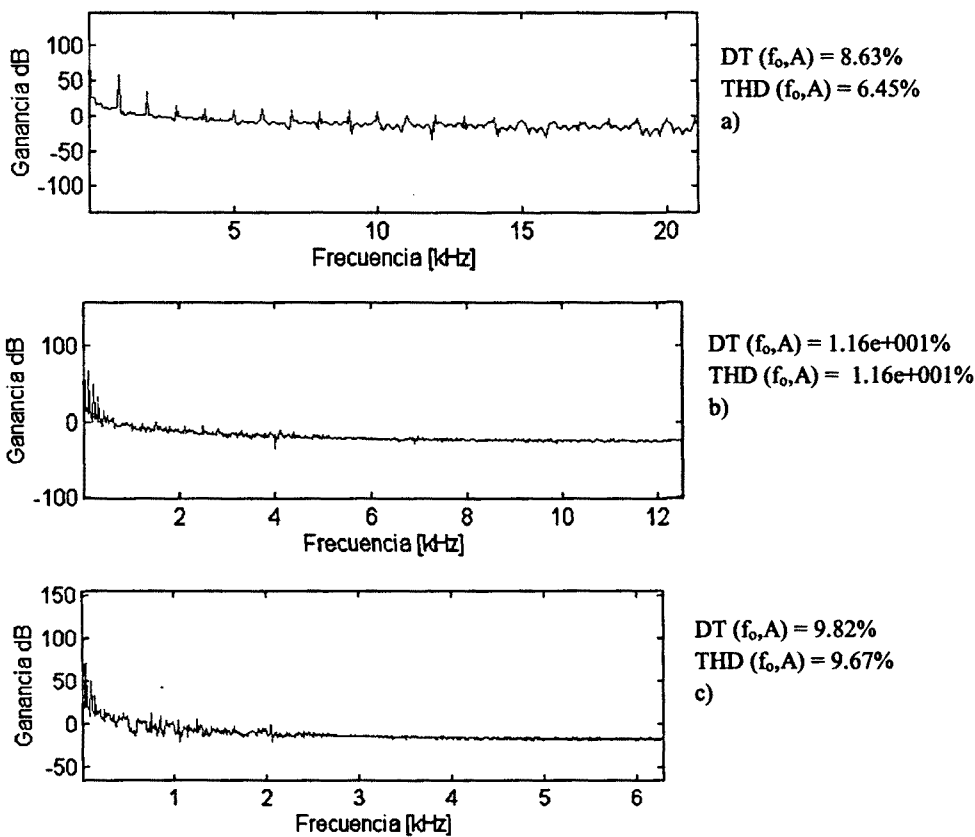


Figura 2.9. Resultados de la simulación de la distorsión armónica sobre el convertidor Boost para la función tensión de Salida/Ciclo de trabajo. La distorsión armónica se ha calculado contabilizando todos los coeficientes de la DFT hasta 10kHz, con una resolución de 50Hz DT ( $f_0, A$ ) y THD ( $f_0, A$ ) teniendo en cuenta sólo los tonos múltiplos de la señal de excitación.

- a) Resultado para una señal de excitación de  $f_0=1000\text{Hz}$  y  $A=0.25\text{ Vp}$  de amplitud
- b) Resultado para una señal de excitación de  $f_0=100\text{Hz}$  y  $A=0.25\text{ Vp}$  de amplitud
- c) Resultado para una señal de excitación de  $f_0=50\text{Hz}$  y  $A=0.25\text{ Vp}$  de amplitud

A la vista de los resultados de la figura 2.9, la distorsión de intermodulación, presenta valores pequeños y no será considerada. Mediremos de forma automatizada en los convertidores Buck y Boost, la distorsión armónica debida tan sólo a las componentes espectrales múltiplos de la frecuencia de excitación. Para tal fin se ha diseñado un subprograma que permite discernir qué armónicos de la señal de excitación se hallan por encima del nivel de ruido, actuando del siguiente modo:

1. Se mide el espectro del ruido en la banda de frecuencias de análisis, calculando su varianza ( $\sigma$ ) y esperanza ( $\mu$ ) (ver apartado 2.3.2.1).
2. Se excita la entrada de la función de transferencia cuya THD queremos medir con un seno puro. El generador de señal Hameg 8130 crea la onda sinusoidal a partir de una matriz de 1024 puntos empleando un mantenedor orden cero. Dicho generador presenta una distorsión armónica cuyos valores se pueden observar en la figura 2.10; el conocimiento de dichos valores permite la corrección de la señal de excitación.

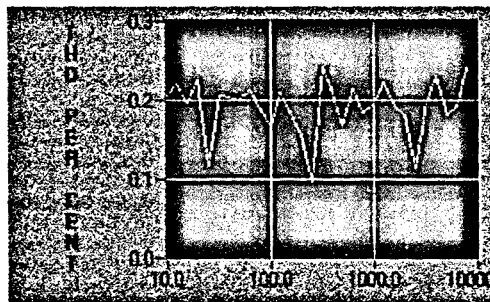
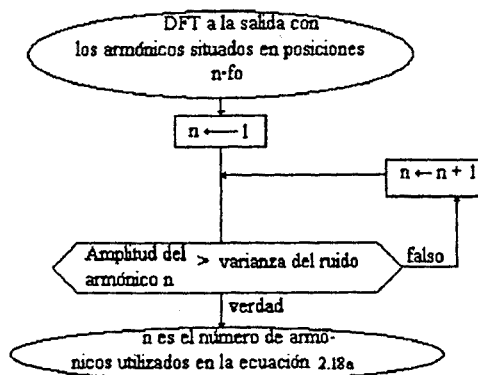


Figura 2.10. Distorsión armónica del generador Hameg 8130

3. Empleando la DFT se miden los armónicos de la señal de excitación. El cálculo de los coeficientes de la DFT debe de ser muy preciso (muestreo sincrónico apartado 2.5.4.1) para obtener una buena determinación de la THD. Una forma de disminuir el error de sincronismo es el empleo de eventanados.

Al medir niveles pequeños de señal de los armónicos ante el fundamental mucho mayor, interesa que la ventana presente velocidades de caída elevadas (*fall-off*) y una relación de nivel de lóbulo principal a secundario mínima (NLPS mínimo). Ponderaciones clásicas como las ventanas Hanning, Blackman, Hamming que están implementadas en la librería de LabVIEW no presentan esas características. Todo ello ha comportado la necesidad de programar otras ventanas que sí ofrecen esas características, añadiéndolas a la librería de eventanado del software Labview. Así hemos desarrollado el grupo de ventanas Blackman-Harris[Harr78] y Nutall [Nuta81].

4. Una vez definido el nivel del ruido se compara con los valores eficaces de los armónicos obtenidos. Los armónicos mayores que el nivel de ruido serán utilizados en el cálculo de la ecuación 2.18a siguiendo el algoritmo de la figura 2.11.



2.11 Diagrama de flujo de la determinación de los armónicos útiles para la THD.

En la figura 2.12 se muestra, a modo de ejemplo, el valor medido de la distorsión armónica total del convertidor Buck con respecto a su función de transferencia *tensión de Salida/tensión de Entrada* en función de la amplitud de la señal de entrada. Para realizar la medida de la distorsión armónica se ha utilizado el instrumento virtual Tesciliv del apartado 3.3.

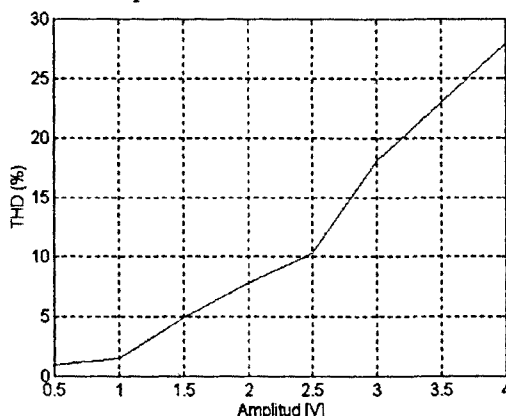


Figura 2.12. Medida de la distorsión armónica del convertidor Buck.

En la tabla 2.3 se detallan los resultados obtenidos en la medida de la distorsión armónica del convertidor Buck y Boost, tomándose para cada amplitud el valor máximo de *THD* obtenido para las diversas frecuencias de señal de excitación empleadas.

Respuesta en frecuencia	Buck	Boost
$v_o(f)/v_i(f)$	(1.5V, 5%), (2.5V,10%),(3V,18%)	(0.3V, 1%), (1.5V,6.7%),(3V,27%)
$Y_{in}(f)$	(1.5V, 4%), (2.5V,8%),(3V,10%)	(0.3V, 4%), (1V,5.5%)
$Z_{out}(f)$	(0.15A, 6%), (0.25A,8%),(0.3A,23%)	(0.15A, 6%), (0.25A,9%),(0.3A,24%)
$v_o(f)/d(f)$	(0.15V, 3%), (0.3V,4%),(0.7V,6%)	(0.15V, 8%), (0.3V,16%),(0.7V,17%)
$v_o(f)/v_{ref}(f)$	(0.15V, 3%),(0.3V,3.7%),(0.7V,13%)	(0.15V, 8%),(0.3V,9.6%)

Tabla 2.3. Medida de la distorsión armónica para las distintas respuestas en frecuencia de los convertidores Buck y Boost en función de la amplitud de la señal de excitación.

### 2.3.2.3.- Rizado y ruido de conmutación

El rizado y ruido de conmutación, generado por el convertidor, está presente tanto en la señal de excitación como en la respuesta del circuito. Es de carácter determinista y posee una función densidad espectral de potencia discreta, con niveles de potencia significativos únicamente a la frecuencia de conmutación y sus múltiplos.

Los convertidores Buck y Boost, utilizados en el test, poseen una frecuencia de conmutación de 50kHz, por lo tanto, este ruido determinista tendrá componentes de dicha frecuencia y sus múltiplos. En la tabla 2.4 aparecen los valores medidos, amplitud y fase de sus distintas componentes espectrales a la entrada,  $n_{ic}$ , y a la salida,  $n_{oc}$ , del convertidor Buck de la figura 2.3. La medición se ha realizado mediante la función *FFT* que incorpora el osciloscopio *TDS520A*<sup>3</sup>, siendo la frecuencia de muestreo de 2,5MS/s.

<sup>3</sup> Esta función permite visualizar en la pantalla del osciloscopio el espectro de la señal monitorizada. entrada

Cabe destacar que el nivel de ruido es mayor a la entrada que a la salida del convertidor, debido al efecto de filtrado del propio convertidor. La diferencia de niveles de rizado y ruido de conmutación entre entrada y salida depende de la componente espectral considerada y oscila entre 2.4 dB, para 50 kHz, y 24.8 dB, para 150 kHz.

Frecuencia (kHz)	Módulo $n_{ic}$ (dB <sub>ef</sub> )	Fase $n_{ic}$ (deg)	Módulo $n_{oc}$ (dB <sub>ef</sub> )	Fase $n_{oc}$ (deg)
50	-12.8	-86.4	-15.2	-103
100	-26.4	-167.4	-31.2	-140
150	-16.8	-106.2	-41.6	0
200	-31.2	95.4	-39.2	0
250	-20.8	-142.2	-39.2	0
300	-30.4	23	-39.2	0
350	-22.4	-173	-43.6	0
400	-29.6	-27	-38.4	0
450	-24.8	149	-40.4	0
500	-29.6	-72	-36	0
550	-26.4	115	-39.2	0
600	-29.6	-112	-39.2	0
650	-31.2	74	-	-
700	-29.6	-146	-	-
750	-31.2	36	-	-
800	-31.2	-180	-	-
850	-34.4	-9	-	-
900	-32	142	-	-
950	-36	-52	-	-
1000	-38.4	101	-	-

Tabla 2.4. Tensión de entrada y salida de los componentes del ruido y rizado de conmutación del convertidor Buck medidas con el osciloscopio TDS520A. Valores del módulo en dB<sub>ef</sub> (relativo a 1Veficaz).

El ruido y rizado de conmutación, presentes a la entrada y salida de los convertidores, provoca un error de módulo y fase en la medida de la respuesta en frecuencia. En los apartados 2.4.1 y 2.5.4 se estudia de que forma afecta a los sistemas de medida diseñados, realizándose una estimación del error y proponiendo soluciones para disminuirlo.

#### 2.3.2.4 Longitud finita de la secuencia de muestras

Debido a las limitaciones de los sistemas que efectúan el procesado de datos, la secuencia de muestras que se adquiere, tanto de la señal de excitación como de la respuesta del circuito, debe tener una extensión finita.

En el método de medida de la Convolución Circular, la longitud finita de la secuencia de muestras equiespaciadas genera, principalmente, error en la medida de la fase (ver apartado 2.4.1.2).

En el sistema de medida basado en la *DFT*, la longitud de la secuencia está relacionada con el error generado por el ruido aleatorio (ver apartado 2.5.4.4).

### 2.3.2.5. Efecto de carga asociado a los instrumentos de medida

En todas las medidas de respuesta en frecuencia realizadas para los métodos de convolución circular y DFT se ha conectado un filtro paso bajo de cuarto orden<sup>4</sup>, de  $40\text{ k}\Omega$  de impedancia de entrada, en los puntos donde se monitoriza la tensión de excitación y/o respuesta del convertidor.

Estos puntos de test, que intervienen en la medida de las diversas repuestas frecuenciales, son de muy baja impedancia en el rango de frecuencias de trabajo (baja frecuencia), siendo su valor:

- Impedancia salida de convertidor: menor de  $2\Omega$  para el convertidor Buck y menor de  $6\Omega$  para el Boost.
- Impedancia de salida del AO LM12L utilizado para inyectar la excitación a la entrada del convertidor: menor de  $0.1\Omega$  para frecuencias menores de  $100\text{kHz}$ .
- Impedancia de salida del generador de funciones HM 8130:  $50\Omega$ .

Teniendo en cuenta estos valores de impedancia, el efecto de carga que produce el filtro paso bajo sobre la medida de las respuestas frecuenciales de los convertidores (figura 2.13) es despreciable. En efecto, se ha calculado el error de módulo y fase que genera el filtro en la medida de las diversas respuestas en frecuencia, siendo el caso más desfavorable de todos los analizados el de la medida de la respuesta frecuencial Salida/Entrada del convertidor Boost.

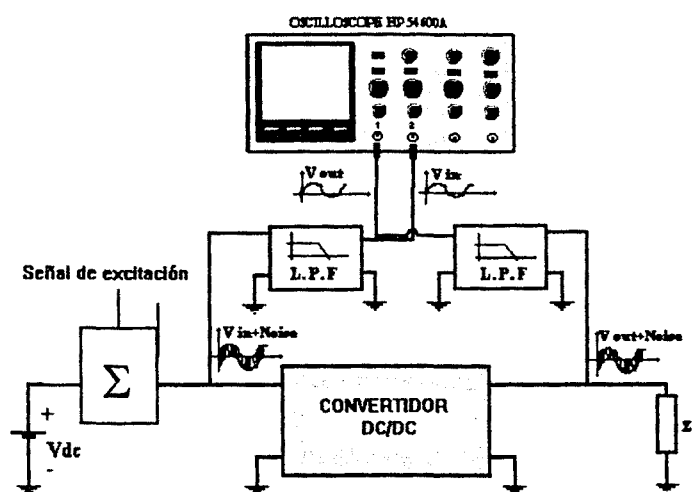


Figura 2.13. Conexión de los filtros supresores de ruido y el circuito sumador para perturbar la entrada del convertidor.

Al medir la tensión de salida, la impedancia de entrada del filtro queda en paralelo con la resistencia de carga del convertidor. La función de transferencia resultante obtenida de este modo se ha comparado con la simulada. El error de módulo de la respuesta en frecuencia,  $\epsilon_m$ , se ha calculado como la diferencia de módulo de las dos funciones de transferencia (con y sin filtro) dada como un porcentaje del valor ideal del módulo de la respuesta en frecuencia, esto es:

<sup>4</sup>En los apartados 2.4.1 y 2.5.3.3 está justificado la utilización de este filtro en los dos sistemas de medida.



$$\varepsilon_m(f_i) = \left| \frac{|H(f_i)| - |H'(f_i)|}{|H(f_i)|} \right| \cdot 100 \quad (2.19)$$

donde  $|H(f_i)|$  es la respuesta en frecuencia simulada en ausencia de filtro y  $|H'(f_i)|$  la respuesta en frecuencia simulada teniendo en cuenta la influencia del filtro. El error de fase,  $\varepsilon_f$ , se obtiene como la diferencia de fases de ambas respuestas frecuenciales:

$$\varepsilon_f(f_i) = \text{Fase}\{H(f_i)\} - \text{Fase}\{H'(f_i)\} \quad (2.20)$$

Estos errores considerando el efecto de carga del filtro y sin considerarlo, se han evaluado en el margen frecuencial de trabajo siendo su valor máximo de 0.0157% en el módulo y de 0.0059 grados en la fase.

Por otra parte la salida del filtro paso bajo está conectada al canal de entrada del osciloscopio mediante sondas de tensión cuyas características son:  $R_{in}=10M\Omega$  y  $C_s=10pF$  (figura 2.14).

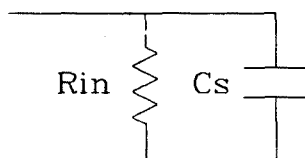


Figura 2.14 Modelo equivalente de la sonda de tensión.

La impedancia de la sonda de tensión queda en paralelo con la impedancia de entrada del osciloscopio<sup>5</sup>. Teniendo en cuenta que el valor de resistencia de salida del filtro es del orden de  $0.1\Omega$ , el efecto de las sondas de tensión junto con la impedancia de entrada del osciloscopio es despreciable.

Por otra parte, el sistema de medida incorpora una nueva sonda al medir la admitancia de entrada (figura 2.15) ya que debemos capturar la tensión y corriente de entrada del convertidor, empleando, para medir ésta, una sonda diferencial (AD400A) junto con una resistencia "shunt" de  $1\Omega$  situada en serie a la entrada del convertidor. La sonda diferencial AD400A posee un ancho de banda de  $100\text{ kHz}$  con un  $CMRR = 60\text{ dB}$  y una impedancia de entrada de  $1M\Omega$ , tanto en modo común como diferencial; luego la impedancia equivalente de la sonda diferencial más la resistencia "shunt" es de  $1\Omega$ . La introducción de la resistencia "shunt" supone añadir una impedancia adicional al convertidor, que se debe tener en cuenta. La presencia de la resistencia no introduce ningún efecto en la respuesta frecuencial medida siempre y cuando se monitorice la tensión de entrada a la entrada del convertidor (después de la resistencia "shunt").

<sup>5</sup> Para el osciloscopio TDS520A la impedancia de entrada por canal es:  $1M\Omega/10pF$ ; para el osciloscopio HP54600A es:  $1M\Omega/13pF$ .

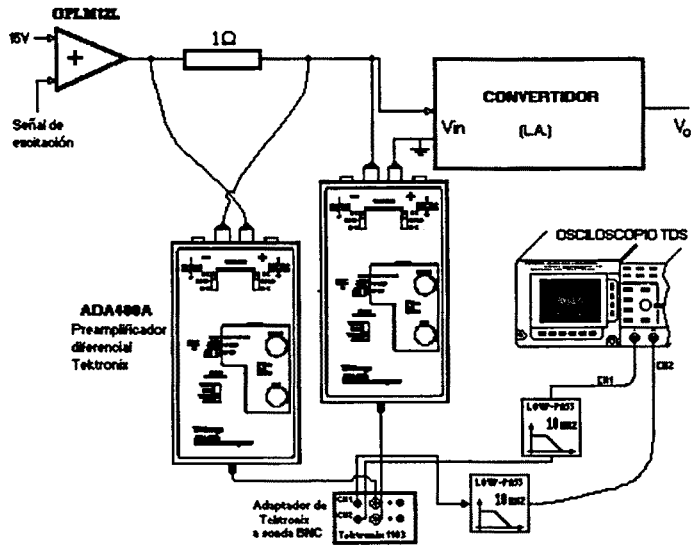


Figura 2.15 Conexionado de las sondas diferenciales AD400A en la medida de la admitancia de entrada de los convertidores

En continua, la presencia de la resistencia “shunt” modifica el punto de trabajo del convertidor debido a la caída de tensión en sus bornes (0.5V de caída para el convertidor Buck y de 0.4V para el convertidor Boost aproximadamente). Para corregir este efecto basta con aumentar la tensión de entrada hasta que la entrada del convertidor alcance su valor nominal de tensión.

Para evitar el efecto de carga del filtro en la entrada del convertidor se ha optado por utilizar otra sonda diferencial AD400A para monitorizar la tensión de entrada, conectando el filtro a la salida de esta sonda diferencial. De este modo la impedancia de ambos canales es idéntica.

Para medir la *Impedancia de salida*,  $Z_{out}(f)$  se debe monitorizar la tensión y corriente de excitación de salida (figura 2.16). La corriente se genera con una carga programable modelo PLZ150W. Para monitorizar la corriente de salida se ha utilizado la misma sonda diferencial y resistencia “shunt” que en la admitancia de entrada. El efecto de carga del filtro utilizado para monitorizar la tensión de salida es despreciable: 0.0026% de error de módulo y  $7.53 \cdot 10^{-4}$  grados de error de fase para el convertidor Buck; 0.0151% de error de módulo y 0.0052 grados de error de fase para el convertidor Boost. Estos errores se han calculado siguiendo el mismo procedimiento apuntado por las expresiones (2.19) y (2.20).

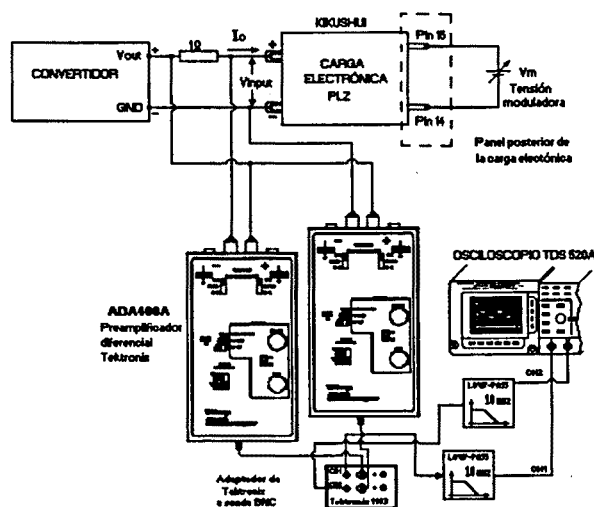


Figura 2.16 Conexionado de las sondas diferenciales AD400A en la medida de la impedancia de salida de los convertidores

## 2.4 SISTEMA DE MEDIDA BASADO EN EL PROCESADO TEMPORAL DE LA INFORMACIÓN

### 2.4.1. OBTENCIÓN DE LA RESPUESTA FRECUENCIAL A PARTIR DE SEÑALES UNISENO CON MEDIDA DE AMPLITUD Y CONVOLUCIÓN CIRCULAR

Este método de medida consiste en excitar el convertidor con sucesivos tonos de distintas frecuencias para realizar posteriormente un procesado temporal de la señal de excitación y de la respuesta del circuito que permitirá obtener el módulo y la fase de la respuesta en frecuencia (figura 2.17). Se considerará el transitorio de un régimen estacionario al siguiente al variar la frecuencia.

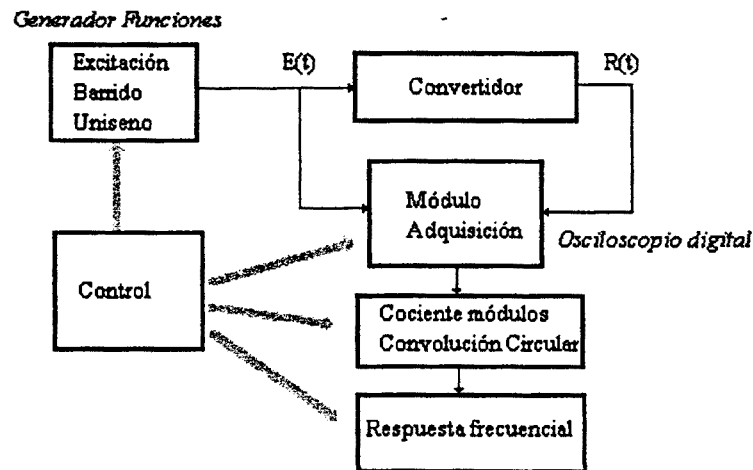


Figura 2.17. Diagrama general del método de medida para la obtención de funciones de transferencia empleando la convolución circular

#### Medida de Módulo:

En primer lugar se captura la señal de excitación y la respuesta del circuito empleando el módulo de adquisición del osciloscopio digital (convertidor A/D de tipo paralelo de 8 bits) en autoescalado (cambio automático de escala para obtener la máxima resolución) y a continuación se transmite la secuencia de puntos al ordenador. El cociente entre los máximos de las secuencias de muestras de entrada y salida nos proporciona el módulo de la respuesta en frecuencia del circuito a la frecuencia de la señal de excitación.

#### Medida de fase:

Para la medida del desfase entre dos señales de la misma frecuencia se descarta el empleo de los cursores del osciloscopio, ya que el osciloscopio proporcionaba la posición del cursor con un error del 2% (según las características de fabricante) y además la actualización del valor de la posición del cursor no es instantánea, lo cual hace necesario la introducción de retardos entre el posicionamiento del cursor y la lectura de su posición.

Técnicas como la que propone Syed Masud Mahmud [MASUD90] de convertir las señales sinusoidales a cuadradas de la misma frecuencia, y medir la diferencia de tiempos de pase por cero o entre el punto central de los pulsos cuadrados, son asimismo descartadas pues se demuestran erróneas al estar contaminada la señal por un alto nivel de ruido.

De este modo, para calcular el desfase se realiza la convolución circular entre las muestras obtenidas por el osciloscopio digital de un número de períodos enteros de las señales de entrada y salida del convertidor (figura 2.18). Como resultado de esta convolución se consigue una secuencia,  $s(n)$ , que presenta un máximo en el valor del desfase, siempre y cuando el número de muestras que intervienen en

la convolución se corresponda con un número entero de períodos de las señales de excitación y respuesta [BRIGH88]. En efecto, suponiendo que la secuencia de la señal de excitación de entrada,  $v_g(n)$ , y la secuencia de la respuesta del convertidor,  $v_o(n)$ , poseen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} v_g(n) &= V_g \cos(w_o n) \\ v_o(n) &= V_o \cos(w_o n - \vartheta) \end{aligned} \quad \text{con } 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.21)$$

donde  $N$  es el número de muestras adquiridas y  $\vartheta$  el desfase entre la señal de entrada y la respuesta del circuito, la convolución circular de ambas señales vendrá dada por:

$$s(n) = \sum_{m=0}^{N-1} v_g(m) v_o((n-m)_N) = V_g V_o \frac{T_o}{2T} \cos(w_o n - \vartheta), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.22)$$

donde  $T_o$  es el período de la señal de excitación y  $T$  es el período de muestreo. La función obtenida,  $s(n)$ , presenta un máximo en el valor del desfase entre las señales  $v_g$  y  $v_o$ .

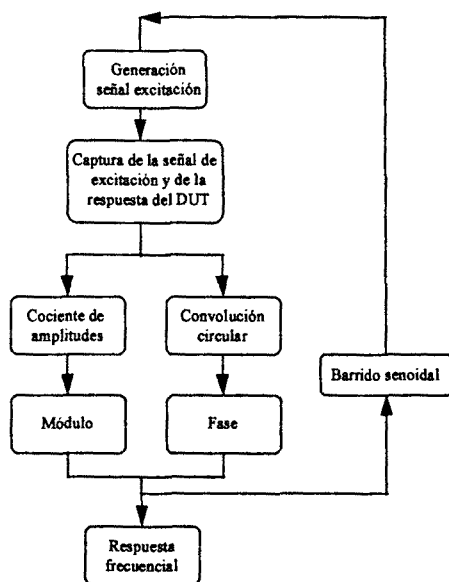


Figura 2.18. Diagrama cíclico del proceso del test de medida

Si  $n_i$  es el coeficiente de la muestra de la señal  $s(n)$  que presenta el máximo, entonces el valor del desfase medido,  $\theta$ , vendrá dado por:

$$\theta \text{ (deg)} = \frac{n_i}{N} \cdot 360 \quad (2.23)$$

En los apartados 2.4.1.1 y 2.4.1.2 se realiza un estudio del error de módulo y fase que genera el ruido y rizado de conmutación, el ruido aleatorio y la longitud finita de las secuencias adquiridas.

#### 2.4.1.1 Error de módulo

##### Debido al rizado y al ruido de Conmutación

La amplitud de la señal de excitación  $A_{mi}$ , es la suma de la amplitud de la señal de excitación,  $A_i$ , más el nivel de tensión de ruido de conmutación presente en dicha señal,  $n_{ic}$ , esto es:

$$A_{mi} = A_i + n_{ic} \quad (2.24)$$

La amplitud que se mide en la señal de salida,  $A_{mo}$ , es la suma de la amplitud ideal de la respuesta del convertidor,  $A_o$ , más el nivel de tensión de rizado y ruido de conmutación presente a la salida,  $n_{oc}$ , esto es:

$$A_{mo} = A_o + n_{oc} \quad (2.25)$$

Este ruido, presente a la entrada y salida del convertidor, genera un error en el cálculo del módulo de la respuesta frecuencial. En efecto, idealmente, en ausencia de ruido y rizado de conmutación, el módulo de la respuesta en frecuencia a una determinada frecuencia  $f_i$  viene dado por:

$$|H(f_i)| = \frac{A_o(f_i)}{A_i(f_i)} \quad (2.26)$$

donde  $A_o(f_i)$  y  $A_i(f_i)$  son las amplitudes de la señal de salida y de la excitación a la frecuencia  $f_i$ .

En presencia de ruido, el módulo de la función de transferencia,  $|H'(f_i)|$ , obtenido como resultado del proceso de medida, vendrá dado por:

$$|H'(f_i)| = \frac{A_{mo}(f_i)}{A_{mi}(f_i)} = \frac{A_o(f_i) + n_{oc}}{A_i(f_i) + n_{ic}} = \frac{A_i(f_i)|H(f_i)| + n_{oc}}{A_i(f_i) + n_{ic}} \quad (2.27)$$

Si evaluamos el error de medida del módulo de la respuesta en frecuencia,  $\varepsilon_m$ , como la diferencia entre (2.26) y (2.27) dada como un porcentaje del valor ideal del módulo de la respuesta en frecuencia,  $|H(f_i)|$ , nos queda:

$$\varepsilon_m(A_i, f_i) = \left| \frac{|H(f_i)| - |H'(f_i)|}{|H(f_i)|} \right| \cdot 100 = \left| 1 - \frac{A_i(f_i) + \frac{n_{oc}}{|H(f_i)|}}{A_i(f_i) + n_{ic}} \right| \cdot 100 \quad (2.28)$$

El error dependerá, por lo tanto, de la amplitud de la señal de entrada,  $A_i$ , y de su frecuencia,  $f_i$ . En la figura 2.19 está representado gráficamente el error cometido al evaluar el módulo de la función de transferencia,  $\varepsilon_m(A_i, f_i)$ , para un rango de amplitud de señal de excitación comprendido entre 1.2 y 2.6V y un margen de frecuencias comprendido entre 10 y 10.000Hz. El error se ha calculado, mediante simulación, para la respuesta en frecuencia *tensión de Salida/tensión de Entrada* del convertidor Buck, teniendo en cuenta las medidas del ruido de conmutación de pico que alcanzan los valores extremos:  $n_{ic} = n_{icmin} = 1.2171V$  y  $n_{oc} = n_{ocmax} = 0.2269V$ .

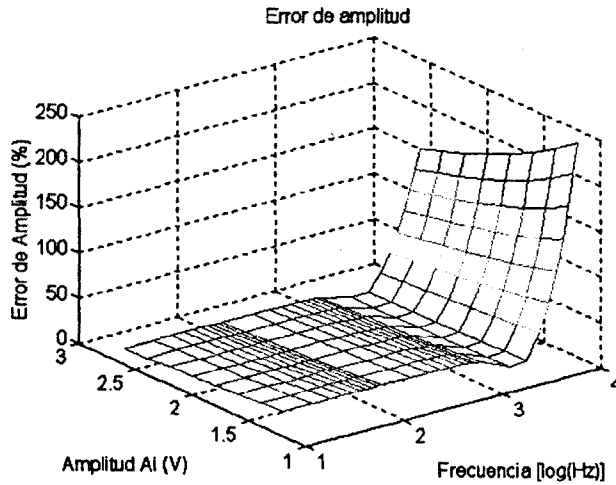


Figura 2.19. Simulación del error de amplitud en la determinación del módulo de la respuesta en frecuencia *tensión Salida/tensión Entrada* del convertidor Buck.

Tal y como se observa en la figura 2.19, se obtienen valores de error muy elevados (desde 27 hasta 236 %) debido a que los niveles de amplitud de señal útil son de magnitud similar a los niveles de rizado y ruido de conmutación. Lógicamente el error será mayor para amplitudes de señal de excitación pequeñas, debido a la disminución de la relación *Señal/Ruido*, y para frecuencias grandes, debido a la disminución del módulo de la respuesta en frecuencia del convertidor,  $|H(f_i)|$ .

Para minimizar el error introducido por el ruido se deben filtrar las señales de entrada y salida del convertidor. Este proceso de filtrado de la señal de medida se ha realizado con un filtro paso bajo *Butteworth* de cuarto orden, aplicado tanto a la señal de excitación como a la señal de respuesta. El diseño de este filtro está basado en el integrado *MAX274*, que incorpora cuatro secciones independientes de filtros de segundo orden, como la mostrada en la figura 2.20. Estas secciones se pueden conectar en cascada para realizar dos filtros apareados de cuarto orden o bien un filtro de octavo orden.

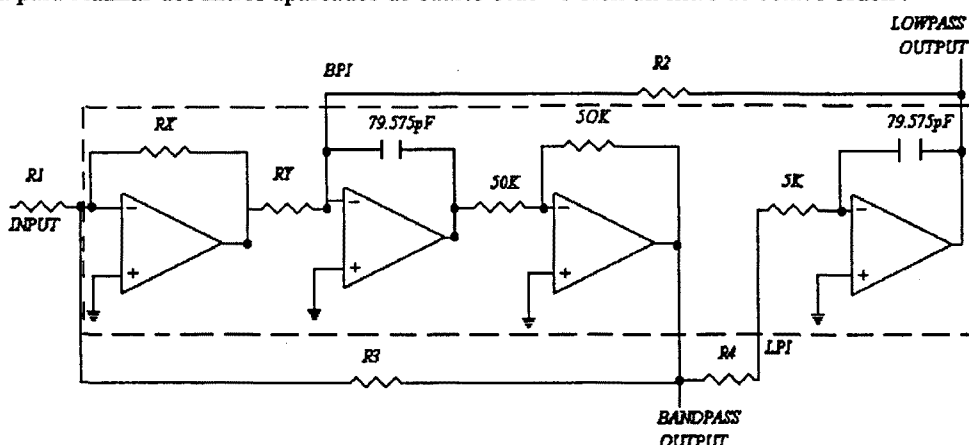


Figura 2.20. Sección individual del filtro de segundo orden del integrado *MAX274*.

La expresión de la función de transferencia asociada al filtro paso bajo presentado en la figura 2.20 es:

$$G(s) = H_{OLP} \frac{\omega_o^2}{s^2 + s(\omega_o^2/Q) + \omega_o^2} \quad (2.29)$$

donde la ganancia en continua,  $H_{OLP}$ , la frecuencia natural no amortiguada,  $\omega_o$ , y  $Q$  vienen dados por:

$$H_{OLP} = \frac{R_2 R_X}{R_1 R_Y} \quad (2.30)$$

$$\omega_o \text{ (rad/s)} = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{1}{R_2 \cdot (R_4 + 5k\Omega)}} \cdot 2 \cdot 10^9 \quad (2.31)$$

$$Q = \sqrt{\frac{1}{R_2 \cdot (R_4 + 5k\Omega)}} \cdot R_3 \cdot \frac{R_Y}{R_X} \quad (2.32)$$

Para conseguir un filtro de cuarto orden basta conectar en cascada dos secciones como la mostrada en la figura 2.20. Los valores de resistencias se han escogido de manera que se obtiene una ganancia unidad en la banda de paso y una frecuencia natural de 10kHz coincidiendo con el margen frecuencial de medida:

$$R_1 = 40 k\Omega, \quad R_2 = 200 k\Omega, \quad R_3 = 28 k\Omega, \quad R_4 = 195 k\Omega, \quad R_Y/R_X = 65/13$$

Con estos valores de resistencias se consigue además la respuesta máximamente plana

$$(Q = 1/\sqrt{2}) \text{ típica de los filtros } \textit{Butteworth}.$$

Utilizando el filtro paso bajo se consigue reducir significativamente el nivel de rizado y ruido de conmutación. En la figura 2.21 está representada gráficamente la función  $\varepsilon_m(A_i, f_i)$ , simulada teniendo en cuenta el efecto del filtrado, para un rango de amplitud de señal de excitación,  $A_i$ , comprendido entre 1.2 y 2.6V y un margen de frecuencias comprendido entre 10 y 10.000Hz. En el cálculo se ha considerado el peor caso, cuando los niveles de ruido y rizado de conmutación alcanzan valores extremos:  $n_{ic} = n_{icmin} = 0.52mV$  y  $n_{oc} = n_{ocmax} = 0.42mV$ .

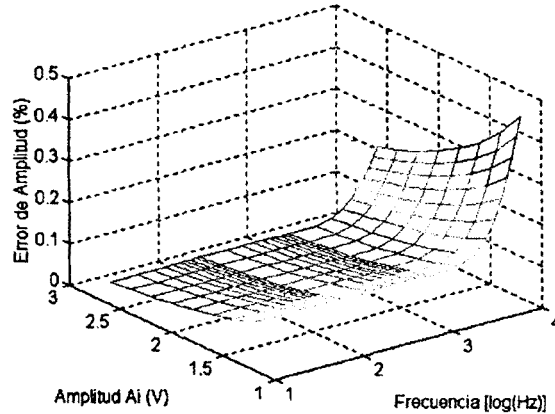


Figura 2.21. Error de amplitud con filtro supresor de rizado y ruido de conmutación.

Como se puede observar en la figura 2.21 el error de módulo generado por el ruido y rizado de conmutación se reduce considerablemente al utilizar el filtro ( $0.0532 \leq \varepsilon_m \leq 0.4389\%$ ).

**Debido al ruido aleatorio**

El error que genera el ruido aleatorio en la medida del módulo de la respuesta en frecuencia posee una expresión análoga a (2.28):

$$\varepsilon_m(A_i, f_i) = \left| \frac{|H(f_i)| - |H(f_i)|}{|H(f_i)|} \right| \cdot 100 = \left| 1 - \frac{A_i(f_i) + \frac{\sigma_{no}}{|H(f_i)|}}{A_i(f_i) + \sigma_{ni}} \right| \cdot 100 \quad (2.33)$$

donde  $\sigma_{ni}$  y  $\sigma_{no}$  son la desviación típica del ruido de la señal de excitación y respuesta del convertidor respectivamente.

El valor de la expresión (2.33) se ha calculado, mediante simulación, para la respuesta en frecuencia *tensión Salida/ tensión Entrada* del convertidor Buck, tomando los valores de desviación estándar presentados en el apartado 2.3.2.1. En la figura 2.22 aparece la representación gráfica de  $\varepsilon_m$  en función de la amplitud de la señal de excitación,  $A_i$ , y de la frecuencia,  $f_i$ .

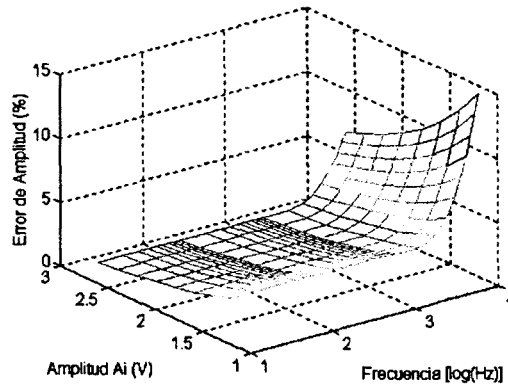


Figura 2.22. Error de amplitud debido al ruido aleatorio presente en la banda de frecuencia de interés.

Tal y como se observa en la figura 2.22, el error de amplitud oscila entre 1.64 y 14.43%. Para reducir el error de amplitud debido al ruido aleatorio emplearemos un filtro FIR pasa banda de la librería de análisis de Labview centrado a la frecuencia de excitación y con  $Q=10$  en toda la banda de interés.

Puede determinarse por simulación el efecto de dicho filtro a partir de la expresión 2.34 [BEMDA86] donde la densidad espectral,  $S_{yy}(f)$  de ruido a la salida de un sistema lineal viene dada por:

$$S_{yy}(f) = |H(f)|^2 S_{xx}(f) \tag{2.34}$$

donde  $S_{xx}(f)$  es la densidad espectral a la entrada del sistema y  $|H(f)|$  es el módulo de la respuesta en frecuencia.

La potencia de ruido a la salida del sistema vendrá dada por:

$$N_f = \int_B S_{yy}(f) df = \int_B S_{xx}(f) |H(f)|^2 df \tag{2.35}$$

donde  $B$  es el ancho de banda de ruido de entrada.

Considerando el ruido blanco, de media cero, el valor de  $S_{xx}(f)$  es constante con la frecuencia. Luego la potencia de ruido sin filtrar es:

$$N = \int_B S_{xx}(f) df = S_{xx} B \tag{2.36}$$

Para obtener el grado de atenuación del ruido debido al filtro se calcula el cociente de (2.35) con la potencia de ruido sin filtrar (2.36):

$$\frac{N_f}{N} = \frac{\int_B |H(f)|^2 df}{B} \tag{2.37}$$

Se ha simulado el cociente (2.37) para filtros FIR con distinto número de coeficientes y para toda la banda frecuencial de interés. Los resultados de la figura 2.23 expresan en dB la reducción de potencia de ruido debido al filtrado para cada una de las frecuencias de la señal útil.



En la figura 2.23 quedan representados gráficamente los resultados de la simulación para filtros FIR paso banda de  $Q=10$  y número de coeficientes igual a 50, 75, 100, 125, 150, 175 y 200. El rango de frecuencia se limita a 10kHz.

El cálculo se ha realizado a frecuencias: 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1000, 2000, 3000, 4000, 5000, 6000, 7000, 8000, 9000 y 10000Hz.

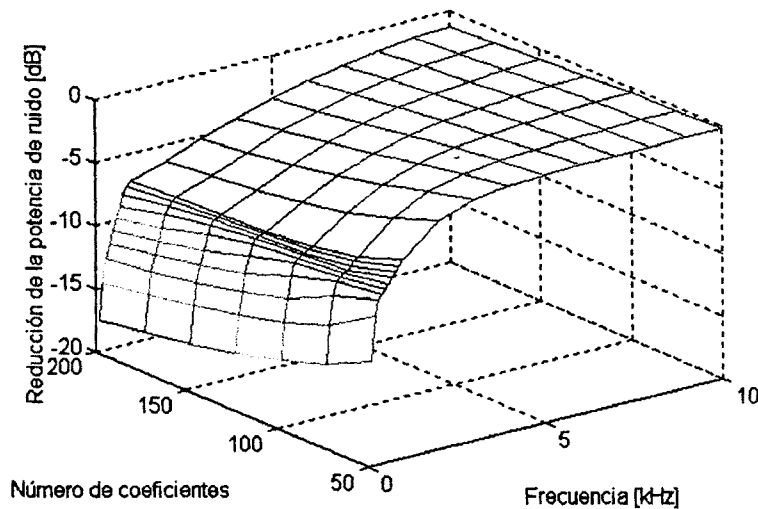


Figura 2.23. Reducción de la potencia de ruido.

La potencia de ruido al aplicar el filtro FIR de 100 coeficientes se reduce 7db, esto representará un error de módulo del 6,05%.

**Debido a la longitud finita de la secuencia**

Si consideramos que la señal muestreada es del tipo:

$$v(n) = A \cos(2 \pi f n T_s) = A \cos\left(\frac{2 \pi n}{N}\right) \quad \text{con } 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2.38)$$

donde  $f$  es la frecuencia de la señal de excitación,  $T_s$  es el período de muestreo y  $N = 1/(f T_s)$  es el número de muestras por período, el error de máximo que se obtiene al medir la amplitud,  $\varepsilon_{máx}$ , debido al carácter discreto de la secuencia  $v(n)$ , y considerando nulos el rizado y ruido de conmutación, y el ruido aleatorio, será de:

$$\varepsilon_{máx} = A - A \cos\left(\frac{\pi}{N}\right) \quad (2.39)$$

Este error, evaluado como un porcentaje sobre la amplitud de la señal muestreada, es menor de 0.088% para  $N > 75$  puntos (ver figura 2.24).

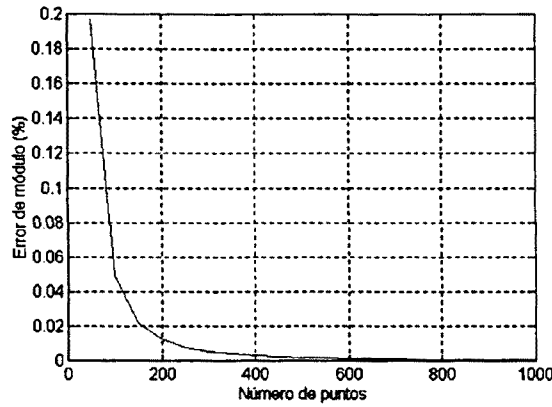


Figura 2.24. Error de módulo generado por la longitud finita de la secuencia.

Una primera estimación del error total de módulo,  $\epsilon_{m\ total}$ , viene dada por la raíz cuadrada de la suma cuadrática de los distintos errores supuestos todos incorrelados entre sí:

$$\epsilon_{m\ total} = \sqrt{\epsilon_{m\ ruido\ aleatorio}^2 + \epsilon_{m\ ruido\ rizado\ conmutación}^2 + \epsilon_{m\ conv.\ circular}^2} = \sqrt{6.05^2 + 0.43^2 + \left( \left[ 1 - \cos\left(\frac{\pi}{N}\right) \right] \cdot 100 \right)^2} \quad (2.40)$$

En la figura 2.25 está representado el error total de módulo en función del número de puntos. En dicha figura se observa que el error de módulo varía un 0.0014% para un margen de variación de  $N$  de:  $50 < N < 4000^7$  muestras.

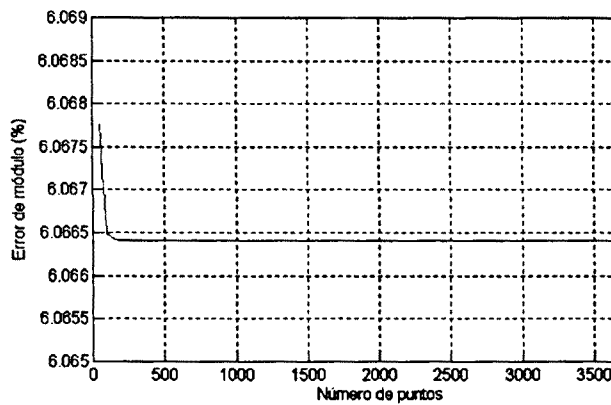


Figura 2.25. Error total de módulo.

### 2.4.1.2- Error de fase

En cuanto a la fase de la respuesta frecuencial, ésta se obtiene a partir de la convolución circular, lo cual genera un error de cuantización debido a la naturaleza discreta del método. En efecto, en ausencia de ruido, el error de fase,  $\epsilon_f$ , estará limitado a  $\pm 360/(2 \cdot N)$  grados:

$$\left| \epsilon_f(f_i) \right| = \left| Fase\{H(f_i)\} - \theta \right| \leq \frac{360}{2N} (deg) \quad (2.41)$$

<sup>7</sup> El número máximo de muestras que toma el osciloscopio HP 54600A es de 4000.

donde  $\theta$  es el valor de la fase, de la respuesta en frecuencia del convertidor a la frecuencia  $f_i$ , calculada mediante la convolución circular (ver expresión 2.23) y  $N$  es el número de muestras obtenidas de la señal de excitación y de la respuesta del convertidor. En la figura 2.26 aparece representado el error de fase,  $\varepsilon_f(f_i)$ , obtenido mediante simulación para  $N = 1000$  puntos y para un margen de frecuencias comprendido entre 10 y 10.000 Hz.

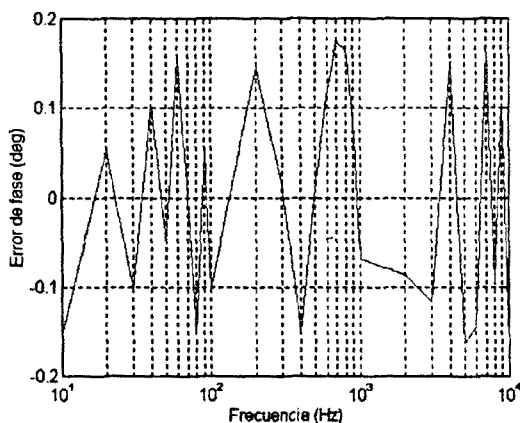


Figura 2.26. Error de fase en la estimación de la respuesta en frecuencia Salida/Entrada del convertidor Buck en ausencia de ruido.

El resultado de la simulación, para  $N = 1000$  puntos, indica que el error de fase está comprendido entre  $-0.1793$  y  $0.1785$  grados, lo cual se corresponde con las predicciones teóricas ( $\pm 0.18$  grados). El error de fase se ha calculado también para 500, 2000 y 4000 puntos, ya que son las longitudes de registro del instrumento utilizado para tal fin (osciloscopio HP 54600A). En la tabla 2.5 aparecen los resultados obtenidos mediante simulación junto con los valores teóricos del error de fase obtenidos a partir de (2.41).

Nº de puntos	$\varepsilon_f$ mín. (deg)	$\varepsilon_f$ máx. (deg)	$\varepsilon_f$ teórico (deg)
500	-0.3590	0.2913	$\pm 0.36$
1000	-0.1793	0.1785	$\pm 0.18$
2000	-0.0893	0.0858	$\pm 0.09$
4000	-0.0447	0.0428	$\pm 0.045$

Tabla 2.5. Error de fase generado por la convolución circular.

Si se tiene en cuenta la presencia del ruido y rizado de conmutación sumado a la señal de entrada y salida del convertidor, el error de fase que se obtiene, mediante simulación, oscila dentro de un margen de  $\pm 6$  grados (figura 2.27). La simulación se ha efectuado tomando 8000 puntos de señal de excitación y respuesta del convertidor Buck, de tal forma que el error generado por la convolución discreta es de 0.0225 grados como máximo (expresión 2.41), y apenas influye en los resultados obtenidos.

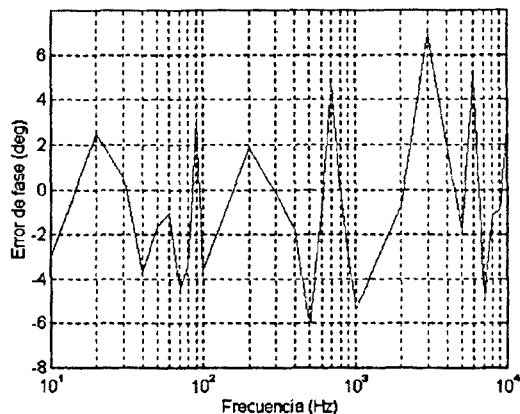


Figura 2.27. Error de fase teniendo en cuenta el rizado y ruido de conmutación para una amplitud de señal de excitación de 1.2V.

Filtrando la señal de excitación y la respuesta del convertidor se reduce el margen del error de fase a  $\pm 0.1$  grados (ver figura 2.28).

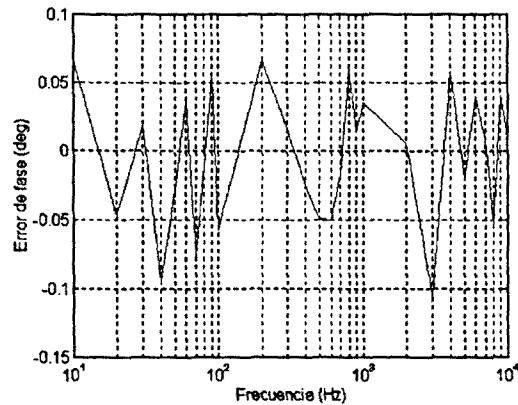


Figura 2.28. Error de fase con rizado y ruido de conmutación filtrado, para una amplitud de señal de excitación de 1.2V.

El ruido aleatorio presente en el margen frecuencial de interés también influye en el error de fase. En la figura 2.29 aparece representado el resultado de simular el error de fase generado por el ruido aleatorio. Las condiciones de la simulación son iguales a las utilizadas en el cálculo de error de fase debido al rizado y ruido de conmutación. Los resultados de esta simulación estiman que el error máximo provocado por el ruido aleatorio presente en la banda de interés es de  $\pm 0.8$  grados.

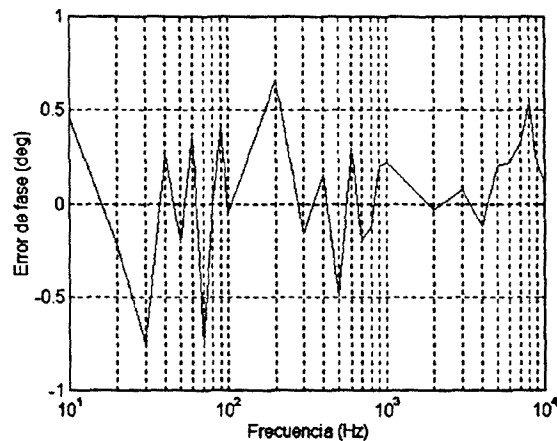


Figura 2.29. Error de fase generado por el ruido aleatorio para una señal de excitación de 1.2V.

Una primera estimación del error total de fase viene dada por la raíz cuadrada de la suma cuadrática de los distintos errores supuestos todos incorrelados entre sí:

$$\epsilon_{f \text{ total}} = \sqrt{\epsilon_{f \text{ ruido aleatorio}}^2 + \epsilon_{f \text{ ruido rizado conmutación}}^2 + \epsilon_{f \text{ conv. circular}}^2} = \sqrt{0.8^2 + 0.1^2 + \left[\frac{360}{2N}\right]^2} \quad (2.42)$$

En la figura 2.30 está representado el error total de fase en función del número de puntos. En dicha figura se observa que el error de fase disminuye al aumentar  $N$ , hasta alcanzar una cota mínima de 0.806 grados para  $N=4000$  puntos.

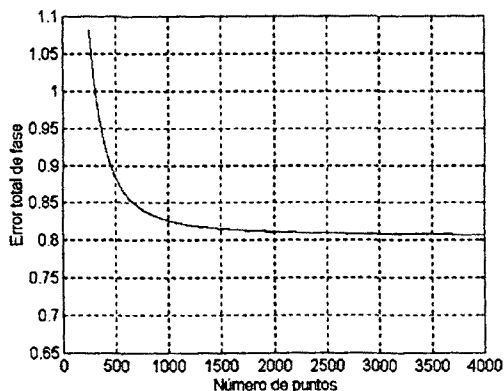


Figura 2.30 Error total de fase en función del número de puntos por período.

#### 2.4.1.3 Características óptimas de la señal de excitación y del sistema de adquisición

El objetivo de todo el apartado 2.4 es obtener las características óptimas de la señal de excitación y del sistema de adquisición. Hemos de seleccionar margen de frecuencias y amplitud de la señal de excitación empleada en el proceso de test y para las condiciones de muestreo se debe escoger el número de muestras adquiridas y la escala temporal.

El margen de frecuencias de la señal de excitación se escogerá en función de la respuesta frecuencial esperada, siendo un margen ampliamente utilizado la elección como frecuencia máxima de la banda de interés  $1/5$  de la frecuencia de conmutación. Así para caracterizar, en baja frecuencia, la respuesta frecuencial *tensión Salida/tensión Entrada* del convertidor Buck de la figura 2.3, se escogerá un margen de frecuencias de la señal de excitación entre  $100\text{ Hz}$  y  $10\text{ kHz}$ .

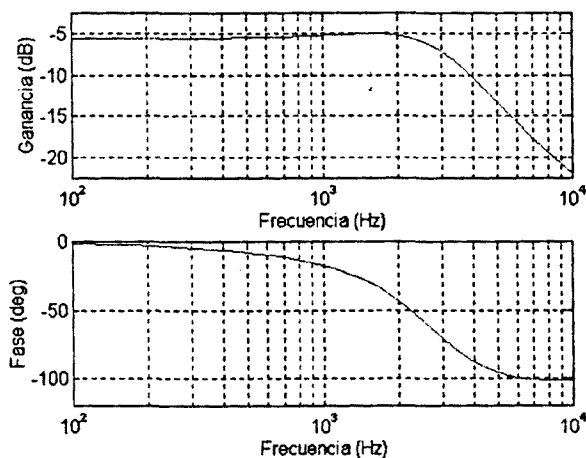


Figura 2.31 Simulación de la respuesta en frecuencia *tensión Salida/tensión Entrada* del convertidor Buck.

El número de tonos a emplear en el barrido sinusoidal dependerá de la precisión frecuencial que se desee obtener. La respuesta frecuencial esperada del convertidor Buck representada en la figura 2.31 presenta una característica suave por lo que se ha optado por efectuar un barrido con 20 tonos equiespaciados linealmente para permitir la comparativa entre los diferentes métodos de caracterización de la respuesta frecuencial. Para sistemas cuyas características sean más abruptas será necesario emplear un número mayor de tonos, lo cual supone un incremento del tiempo de medida.

En cuanto al valor de la amplitud de la señal de excitación, interesa que sea el mayor posible para obtener la mejor relación  $S/N$ . Por el contrario, para tener un comportamiento lineal de la planta bajo tests, interesa que el nivel de señal no genere una elevada relación  $THD$  ("Total Harmonic Distortion"). De este modo en el capítulo cuarto para fijar el nivel óptimo de excitación se deberán tener en cuenta ambos criterios ( $S/N$  y  $THD$ ) (ver apartados 2.3.2.1 y 2.3.2.2).

Para la elección del número,  $N$ , de muestras adquiridas de la señal de excitación y de la respuesta del circuito, se debe tener en cuenta: el error de módulo y fase que genera la longitud finita de la secuencia, y el tiempo invertido en el test.

- El error de módulo se mantiene constante para valores de  $N > 75^8$  (ver figura 2.25), por lo tanto la elección de  $N$  no influirá en dicho error.
- A partir de 1000 puntos el error total de fase no mejora significativamente (ver figura 2.30), y por otra parte la captura de un número elevado de puntos aumenta el tiempo de medida. La transmisión de las muestras por el osciloscopio al ordenador vía GPIB supone una parte muy importante del tiempo invertido en el test, luego se debe elegir adecuadamente el número de puntos para disminuir en lo posible la duración del test sin aumentar significativamente el error de fase.

Teniendo en cuenta que el número de muestras adquirido por el osciloscopio está limitado a 500, 1000, 2000 y 4000, se ha optado por realizar las medidas con una longitud de registro de 1000 muestras con lo que se asegura un tiempo de ejecución de test de 653 sg. (para 20 tonos), con un error de fase no superior en 0.02 grados (ver figura 2.30).

Por otra parte se debe realizar la convolución circular sobre un período completo (o múltiplo entero de un período) de señal de excitación y respuesta del circuito, condición imprescindible para obtener la fase de la respuesta frecuencial. Esto indica que se debe capturar como mínimo un período. En la práctica se capturan entre uno y tres períodos (el número exacto depende de la frecuencia de la señal de excitación y de las escalas temporales permitidas por el osciloscopio *HP54600A*) de los cuales sólo se utiliza uno para calcular la fase.

---

<sup>8</sup> La variación es menor de  $8.4 \cdot 10^{-5} \%$

### 2.4.2 MÉTODO FASORIAL

Es un método simple de medida del módulo (valor eficaz de tensión o corriente), que a partir del empleo de tan sólo un multímetro y un filtro banda estrecha centrado a la frecuencia de excitación, permite obtener tanto el módulo como la fase de la función de transferencia del convertidor bajo test F.Barzegar[BARZE81] (figura 2.32).

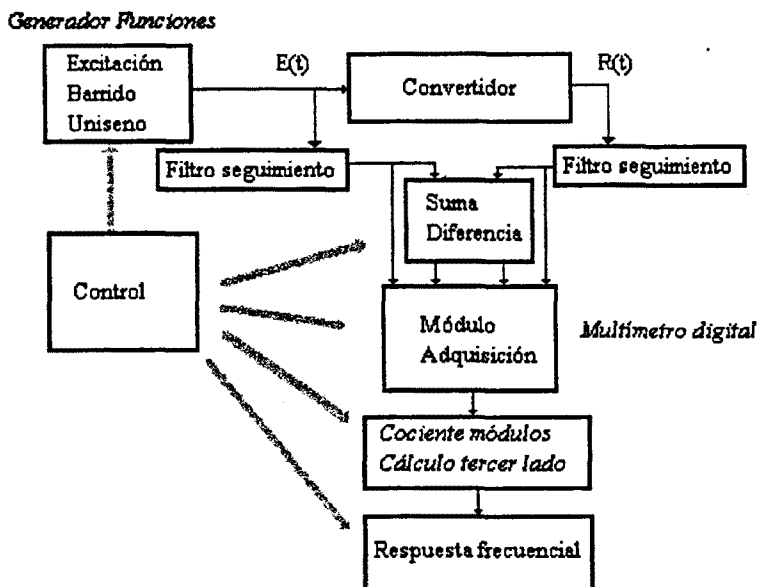


Figura 2.32 Diagrama general del método de medida empleando fasores

#### 2.4.2.1 Medida de módulo y fase

Excitamos el sistema bajo estudio con una señal sinusoidal  $u_x$  a una frecuencia dada, produciendo una señal  $u_y$  como respuesta a esa excitación, medimos los valores de amplitud a la entrada y salida, que previamente han sido amplificados por un factor A. Si en la convolución circular empleábamos el osciloscopio ahora el instrumento de adquisición es el multímetro, que mide el verdadero valor eficaz para cada frecuencia de excitación.

$$\frac{|u_y|}{|u_x|} = \frac{|Au_y|}{|Au_x|} \tag{2.43}$$

Representamos las formas de onda sinusoidal mediante fasores. El método de medida de la fase se basa en el hecho de que podemos conocer los ángulos de un triángulo conocidos sus tres lados (figura 2.33); luego el objetivo de la medida será conocer el valor del tercer lado.

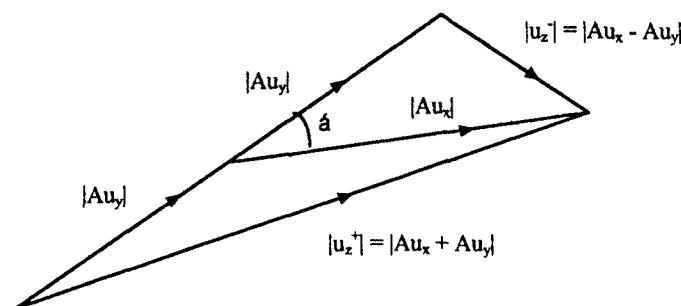


Figura 2.33. Medida del ángulo de fase.

Las magnitudes de la señal  $u_x$ , ( $|Au_x|$ ), y de la señal  $u_y$ , ( $|Au_y|$ ) (figura 2.30), medidas por el multímetro nos determinarán dos lados del triángulo. El tercer lado se podrá calcular de dos formas diferentes:

$$1.- \text{ Como la magnitud del fasor diferencia de las señales } u_x \text{ y } u_y. \quad |u_z^-| = |Au_x - Au_y| \quad (2.44)$$

$$2.- \text{ Como la magnitud del fasor suma de las señales } u_x \text{ y } u_y. \quad |u_z^+| = |Au_x + Au_y| \quad (2.45)$$

El ángulo de fase de la razón de las señales  $u_y/u_x$  se encuentra como:

$$\angle \frac{u_y}{u_x} = \pm \cos^{-1} \left[ \frac{|Au_x|^2 + |Au_y|^2 - |u_z^-|^2}{2|Au_x||Au_y|} \right] = \pm \cos^{-1} \left[ \frac{|u_z^+|^2 - |Au_x|^2 - |Au_y|^2}{2|Au_x||Au_y|} \right] \quad (2.46)$$

Usando las fórmulas del ángulo-medio, estas relaciones se pueden convertir a

$$\begin{aligned} \angle \frac{u_y}{u_x} &= \pm 2 \operatorname{sen}^{-1} \sqrt{\frac{|u_z^-|^2 - (|Au_x| - |Au_y|)^2}{4|Au_x||Au_y|}} \\ &= \pm 2 \operatorname{cos}^{-1} \sqrt{\frac{|u_z^+|^2 - (|Au_x| - |Au_y|)^2}{4|Au_x||Au_y|}} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Cuando la magnitud del fasor  $u_y$  es mucho más grande o mucho más pequeña que la magnitud del fasor  $u_x$ , tanto  $|u_z^-|$  como  $|u_z^+|$  se acercan a  $|Au_y|$  o  $|Au_x|$ , y las dos fórmulas de la ecuación 2.47 pasan a ser poco precisas debido a la pequeña diferencia existente entre dos números grandes al ser procesados por el ordenador. Para evitar esta imprecisión se puede realizar una pequeña modificación en el método que consiste en utilizar ganancias diferentes para los fasores  $u_x$  y  $u_y$  de forma que  $|A_y u_y|$  se aproxime lo máximo posible a  $|A_x u_x|$ . De esta manera el Triángulo Fasor tendrá otra forma, pero el ángulo de fase deseado se mantendrá inalterado y las expresiones vistas anteriormente continuarán siendo válidas para cualquier conjunto de tres magnitudes leídas, independientemente de  $A_x$  y  $A_y$ . El caso extremo se producirá cuando  $|A_x u_x|$  sea igual a  $|A_y u_y|$  (triángulo isósceles), con lo cual el término  $(|A_x u_x| - |A_y u_y|)^2$  de la ecuación 2.47 se anulará y las expresiones se reducirán a:

$$\angle \frac{u_y}{u_x} = \pm 2 \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{1}{2} \frac{|u_z^-|}{|A_x u_x|} \right) = \pm 2 \operatorname{cos}^{-1} \left( \frac{1}{2} \frac{|u_z^+|}{|A_x u_x|} \right) \quad (2.48)$$

Existe una consideración de precisión que determina cual de las dos expresiones de la ecuación 2.47 debe utilizarse para un valor particular del ángulo de fase que se está midiendo. El proceso de medida da lugar a un error que queda determinado por las especificaciones de precisión del multímetro  $\pm$  (% de lectura + % de rango).

La expresión 2.47 que incluye el fasor diferencia  $|u_z^-|$  da lugar a resultados de ángulos imprecisos cuando el ángulo se acerca a  $180^\circ$  y la expresión 2.47 que incluye el fasor suma  $|u_z^+|$  da un resultado impreciso cuando el ángulo tiende a  $0^\circ$ . Así el seno (fasor diferencia) da un resultado más preciso para



ángulos de fase de  $\pm 0^\circ$  a  $\pm 90^\circ$ , y la expresión del coseno (fasor suma) da una respuesta más precisa para ángulos de fase de  $\pm 90^\circ$  a  $\pm 180^\circ$ . En figura 2.34 se puede constatar dicha afirmación.

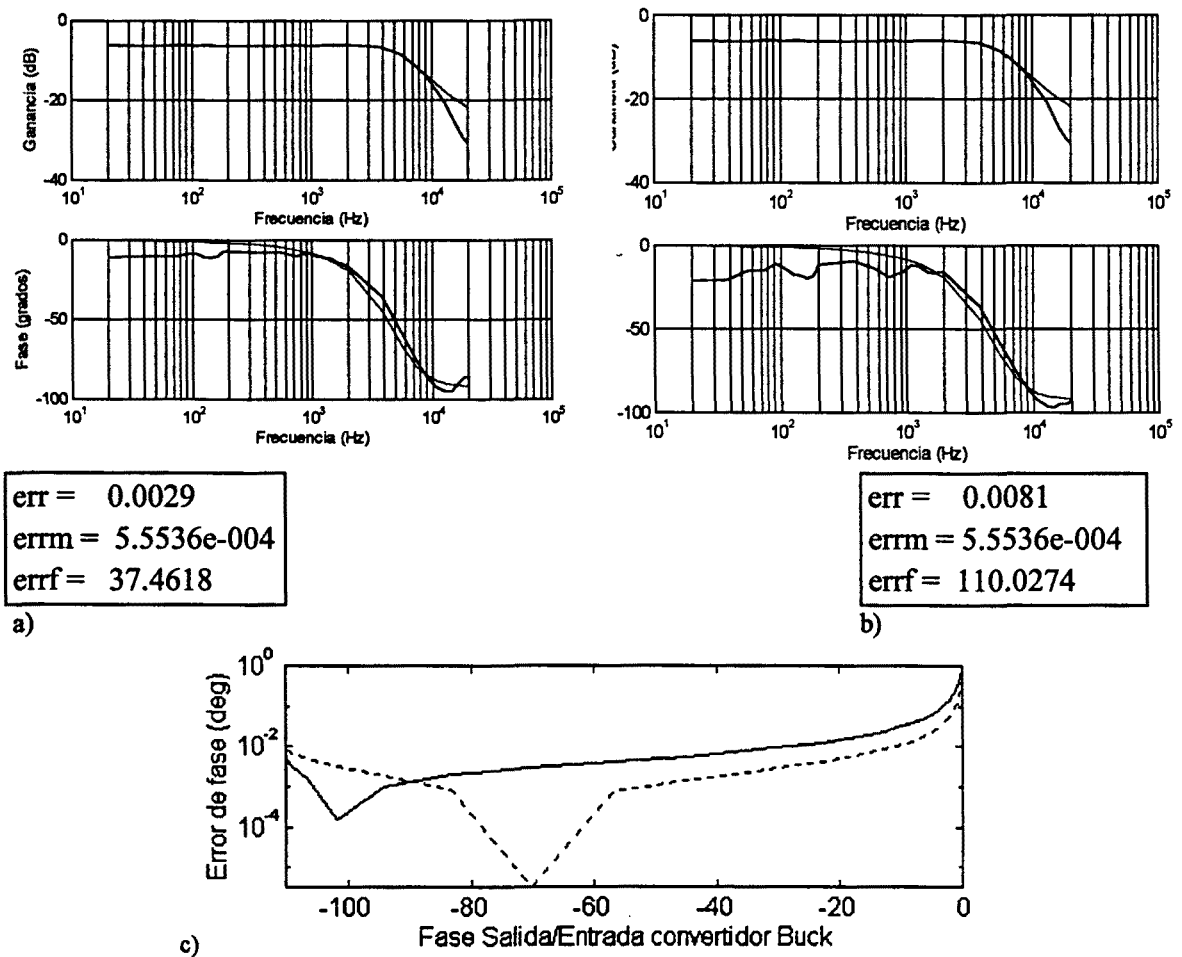


Figura 2.34. Función de transferencia  $V_{out}/V_{in}$  del convertidor Buck, en raya discontinua resultados de simulación, en raya continua función transferencia medida. Elección de la expresión 2.47 seno o coseno en función del ángulo a medir a) Empleando el seno b) Empleando el coseno c) Simulación error de fase, el trazo continuo corresponde al coseno y el discontinuo al seno. Considerando según el fabricante que el error introducido por el multímetro es de 0,04% de lectura y de 0,03% de rango en la escala de 100mV; escala empleada en las medidas.

Una de las dificultades inherente al método de los Fasores es la pérdida del signo de la fase. Ya en la misma formulación lo hemos indicado con el símbolo  $\pm$ . Se fija un signo para la fase observando el comportamiento del módulo, que no presenta incertidumbre, decidiendo cuando emplear un signo u otro.

2.4.3 MÉTODO BASADO EN EL ALGORITMO DE SAMULON

El tercer método que se presenta está basado en el algoritmo de Samulon [SAMU51] y será utilizado para la caracterización de funciones de transferencia de cualquier orden, empleando como señal de excitación un escalón (figura 2.35).

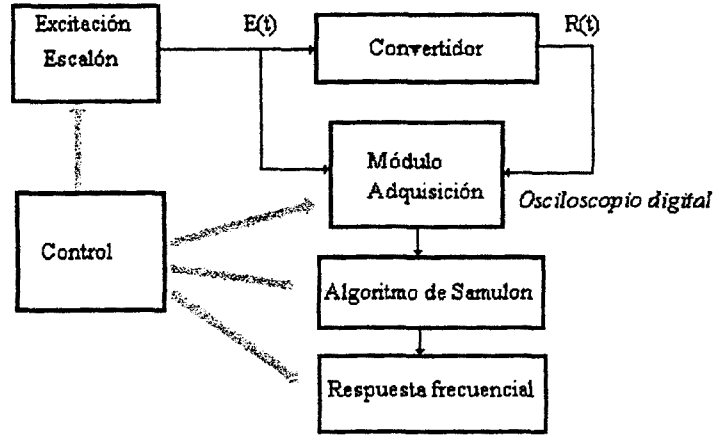


Figura 2.35 Diagrama general del método de medida empleando algoritmo Samulon

En la figura 2.36 aparece un esquema del método, donde  $F(s)$  es la función de transferencia correspondiente al dispositivo bajo test y  $Zo(s)$  es un mantenedor de orden cero.

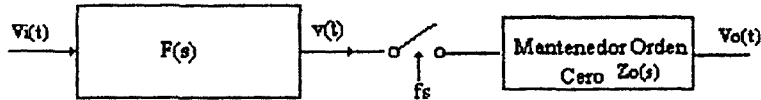


Figura 2.36 Esquema método de Samulon

La aproximación de Samulon consiste en descomponer la respuesta,  $v(t)$ , a una excitación de entrada tipo escalón,  $V_i(t)$ , en escalones elementales de amplitud  $B_n$  (figura 2.37), tomados en instantes de tiempo  $T_S$ . De esta forma  $v(t)$  puede ser aproximada por la ecuación 2.49:

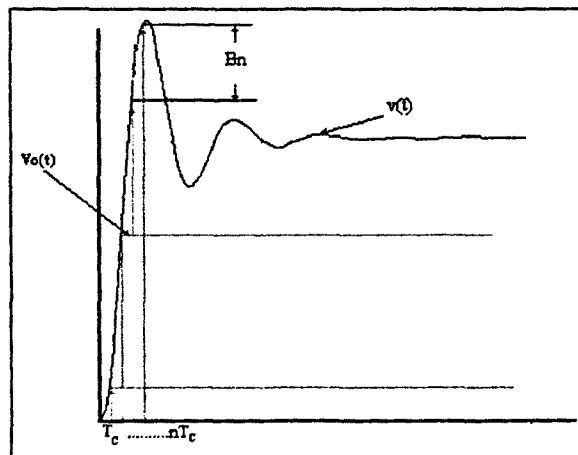


Figura 2.37 Descomposición de  $V_o(t)$  en escalones elementales

$$v(t) \approx V_o(t) = \sum_{n=0}^{\infty} B_n \cdot u(t - nT_S) \tag{2.49}$$

Siendo el espectro de Fourier de la expresión (2.49):

$$V_o(\omega) = \frac{1}{j\omega} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} B_n e^{-jn\omega T_s} \quad (2.50)$$

La expresión (2.50) equivale al producto de la transformada de la excitación,  $F(\omega)$  y  $Z_o(\omega)$ :

$$V_o(\omega) = [V_i(\omega) F(\omega)]^* Z_o(\omega) \quad (2.51)$$

donde  $Z_o(\omega)$  es la respuesta en frecuencia del mantenedor de orden cero:

$$Z_o(\omega) = T \cdot \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} \cdot e^{-j\pi f T_s} \quad (2.52)$$

Siendo la transformada de Laplace de  $u(t)$   $1/s$ , la ecuación 2.53 nos da la respuesta en frecuencia del  $F(\omega)$  dispositivo bajo prueba.

$$F(\omega) = \frac{(\pi \frac{\omega}{\omega_s})}{\sin(\pi \frac{\omega}{\omega_s})} e^{j\pi \frac{\omega}{\omega_s}} \sum_{n=0}^{\infty} B_n e^{-jn\omega T_c} \quad (2.53)$$

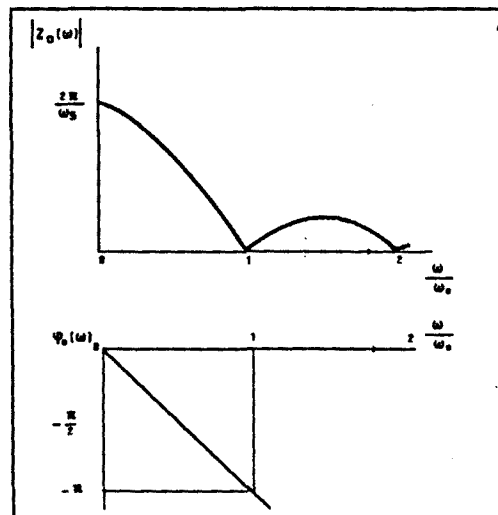


Figura 2.38 Ganancia y fase del mantenedor de orden cero

Cuando la frecuencia de muestreo  $f_s$  está sincronizada con la de conmutación del convertidor, a partir de la figura 2.38 vemos que el módulo de  $Z_o(\omega)$  para la frecuencia de conmutación y sus múltiplos se hace cero. El efecto del mantenedor de orden cero es eliminar la componente de la señal de entrada a la frecuencia de conmutación.

Vamos a comprobar el funcionamiento del método mediante una simulación que nos permitirá determinar la respuesta en frecuencia tensión de *Salida/Ciclo de trabajo* del convertidor Buck con los siguientes parámetros de planta: Bobina=75e-6H; Condensador=40e-6F; Resistencia carga =6Ω; R pérdidas condensador=0.8Ω; R pérdidas bobina=0.340Ω; Tensión entrada 12v;  $f_c$  50kHz.

En la figura 2.39 se muestra el circuito de simulación programado en Simulink para el convertidor Buck, con una perturbación de  $0.1 T_c$  en el ciclo de trabajo. La salida  $V_{out}$  la podemos ver en la figura. 2.40, tras aplicar el mantenedor de orden cero tendremos  $V_{outq}$  (señal  $c(t)$  figura 2.41).

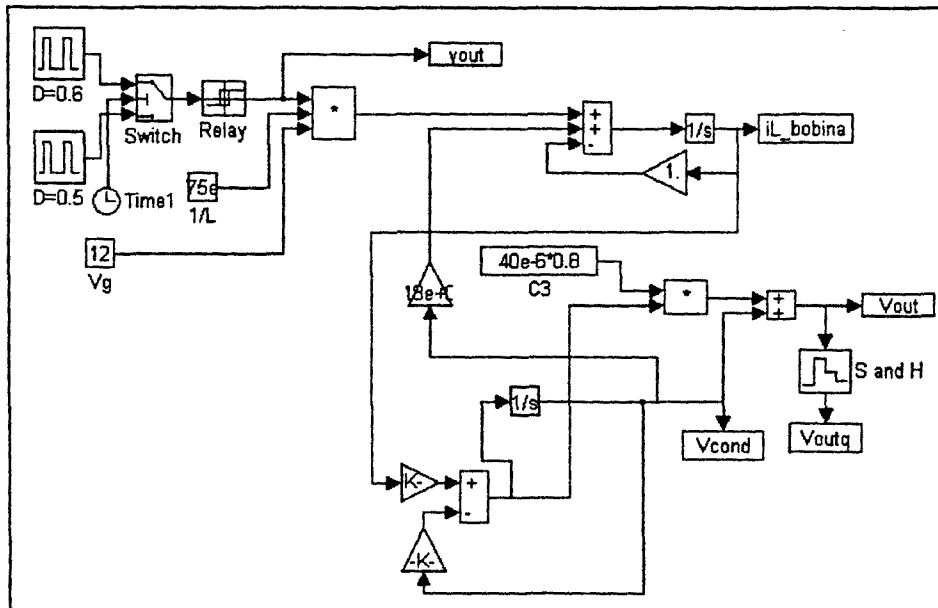


Figura 2.39. Diagrama *simulink* de la simulación de la respuesta del convertidor Buck a una excitación escalón en el ciclo de trabajo.

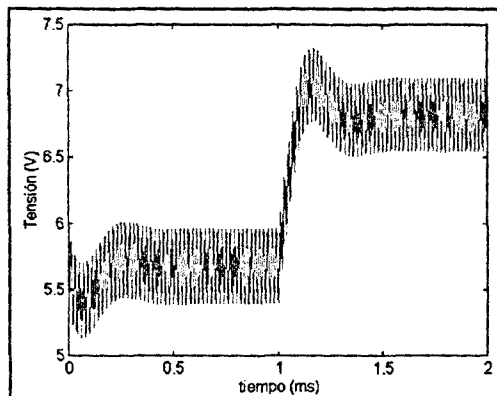


Figura 2.40. Tensión de salida del Buck ( $V_{out}$  figura 2.39) para una perturbación del ciclo de trabajo tipo escalón de  $0.1T_c$  de amplitud.

Tomamos una muestra por período de conmutación (el valor medio de las muestras tomadas en el período de conmutación, es el funcionamiento HI RES del osciloscopio TDS520) así tendremos como señal  $V_{outq}$  (figura 2.41) a procesar mediante el algoritmo de Samulon (La frecuencia de muestreo del osciloscopio debe estar sincronizada con la frecuencia de conmutación del convertidor).

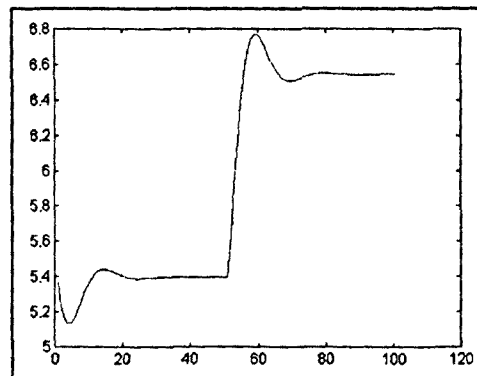


Figura 2.41. Diezmación de las muestras de la tensión de salida para filtrar el ruido de conmutación. Se toma una muestra por período de conmutación.

Tras haber aplicado el algoritmo Samulon a la señal  $V_{outq}$  de la simulación Simulink del convertidor Buck hemos obtenido los siguientes resultados (figura 2.42): En trazo continuo está la función de transferencia tensión de *Salida/Ciclo de trabajo* simulada con la función de transferencia y en trazo discontinuo está la función de transferencia tensión de *Salida/Ciclo de trabajo* simulada mediante ecuaciones diferenciales.

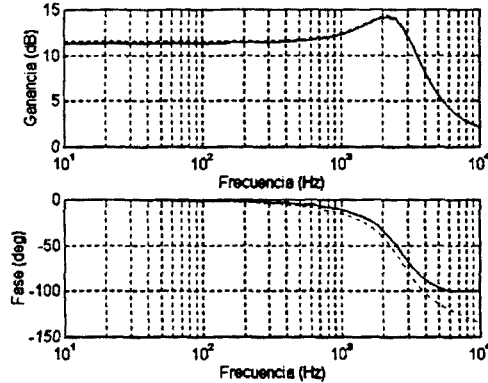


Figura 2.42. Respuesta en frecuencia tensión de Salida/Ciclo de trabajo del convertidor Buck.

Observamos en la figura 2.42 una diferencia en la fase. Esto es debido al instante de generación de  $u(t)$  dentro del período de conmutación  $T_c$  del convertidor. Tendremos pues un desfase  $e^{j\omega T_c/2}$  si compensamos la fase de la figura 2.42 con un desfase  $T_c/2$  observamos la plena coincidencia de ambas simulaciones figura 2.43.

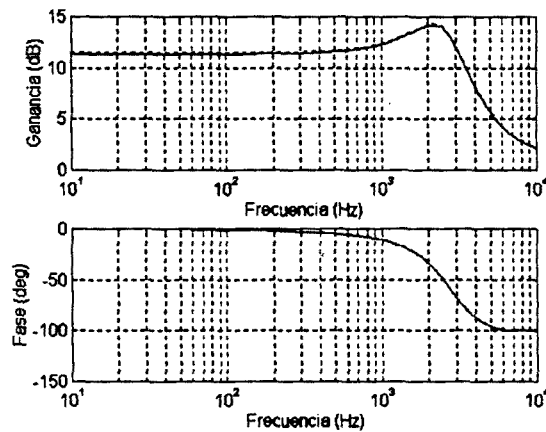


Figura 2.43. Corrección de la fase mediante un desfase adicional de  $e^{j\omega T_c/2}$  en la respuesta frecuencial obtenida con el método de Samulon.

El método de Samulon obtiene  $F(\omega)$  de la expresión (2.53), donde se ha considerado que el escalón de excitación es ideal. En la práctica el escalón presenta un tiempo de subida no nulo, por lo que no puede ser considerado ideal. Esta no idealidad afecta al resultado generando un error. Para corregir ese error se debe tener en cuenta la característica no ideal que presenta la señal de excitación. En la práctica se ha aproximado la señal de excitación,  $V_i(t)$ , de igual forma que la señal  $v(t)$ :

$$V_i(t) \approx \sum_{n=0}^{\infty} A_n u(t - nT_s) \tag{2.54}$$

siendo  $V_i(\omega)$  igual a:

$$V_i = \frac{1}{j\omega} \sum_{n=0}^{\infty} A_n e^{-jn\omega T_s} \tag{2.55}$$

aproximándose, en este caso, la respuesta en frecuencia por:

$$F(\omega) = \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)} \tag{2.56}$$

## 2.5 EXCITACIÓN MULTISENO CON PROCESADO MEDIANTE DFT

### 2.5.1.- INTRODUCCIÓN AL MÉTODO DE MEDIDA

El método de medida basado en realizar un barrido con una onda sinusoidal pura, efectuando posteriormente un procesado de la información para obtener la información de la fase (convolución circular apartado 2.4.1) presenta dos grandes inconvenientes:

- Exige un gran tiempo de medida debido a que se debe realizar un barrido tono a tono en el margen frecuencial de interés.
- Los resultados obtenidos efectuando mediciones en el dominio temporal, para determinar el módulo y fase de la respuesta frecuencial, están afectados por el rizado y ruido de conmutación, que se suma tanto a la señal de excitación como a la respuesta del circuito (y que no es posible eliminar completamente mediante un proceso de filtrado), así como por el ruido aleatorio en la banda frecuencial de interés. Estos ruidos generan un error máximo del 6,07%, en la medida del módulo, y de  $\pm 0.82$  grados en la medida de la fase (ver apartados 2.4.1.1 y 2.4.1.2).

Para solucionar estos inconvenientes es aconsejable utilizar señales de excitación multitono junto con un análisis en frecuencia haciendo uso del algoritmo de la *DFT* (Digital Fourier Transform) [FOLEY84], [RIFE76]. De esta manera se consigue toda la información espectral del convertidor con un número pequeño de medidas reduciéndose considerablemente el tiempo de medida. Por otra parte el uso de la *DFT* permite procesar señales con bajo nivel de relación *S/N* (del orden de  $0.1(-20dB)$  o menos [FOLEY84]), ya que podemos excluir las frecuencias que no son de interés y quedarnos con la señal útil. En este sentido la *DFT* se comportaría como un filtro paso banda muy selectivo.

Con el uso de la *DFT* es importante tener en cuenta una serie de aspectos y adoptar una precauciones especiales (ver apartado 2.5.4) para evitar una pérdida de precisión indeseada en los resultados.

En líneas generales el proceso de medida de la respuesta en frecuencia (figura 2.44) consiste en excitar el convertidor con una señal multitono, capturar la señal de excitación y la respuesta del circuito y seguidamente obtener la *DFT* (en módulo y fase) de ambas señales. Realizando el cociente de módulos y diferencia de fases se obtiene el módulo y la fase de la respuesta en frecuencia. Será pues objeto del apartado determinar las características óptimas de la señal de excitación y del sistema de adquisición

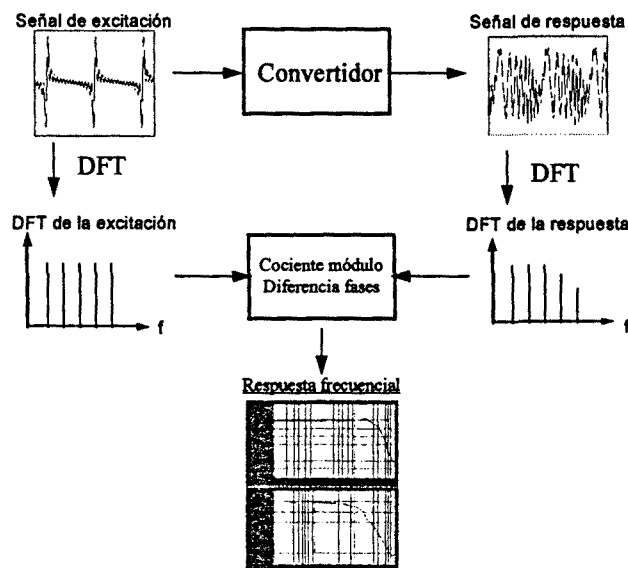


Figura 2.44. Proceso de medida basado en la *DFT*.

2.5.2.- SEÑALES DE EXCITACIÓN MULTISENO

Según indica J. Schoukens en las conclusiones de su estudio sobre señales de excitación [SCHOU88], la señal multisenso es, en la práctica, la que presenta mejores prestaciones respecto a la flexibilidad para crear señales con alta relación  $S/N$ , respecto a minimizar el tiempo de medida y a la influencia en los resultados de las distorsiones generadas por la no linealidad del convertidor. Por estos motivos se ha adoptado el multisenso como señal de excitación.

Un multisenso,  $f(t)$ , es una señal periódica, con espectro de banda limitado, que puede ser expresada de forma general por una serie de *Fourier* de  $N$  elementos:

$$f(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \text{sen}(2\pi f_o k_i t + \Phi_i) \tag{2.57}$$

Un parámetro importante a tener en cuenta en las señales de excitación es el denominado Factor de Cresta (*Crest Factor*) que se define como[OURER88]:

$$CF = \frac{M^+ - M^-}{2 E_{eff}} \tag{2.58}$$

donde  $M^+$  y  $M^-$  son el máximo valor positivo y negativo de  $f(t)$  respectivamente, y  $E_{eff}$  el valor eficaz de la señal, que en caso particular de un multisenso vendrá dado por:

$$E_{eff} = \sqrt{\sum_{i=0}^{N-1} \frac{A_i^2}{2}} \tag{2.59}$$

El valor eficaz depende exclusivamente de la amplitud de cada uno de los tonos que intervienen en el multisenso mientras que el Factor de Cresta,  $CF$  (*Crest Factor*), depende de las fases,  $\phi_i$ , de las distintas componentes frecuenciales de la señal  $f(t)$ . El valor máximo del  $CF$  se obtiene cuando todos los armónicos del multisenso están en fase; en este caso la señal  $f(t)$  presenta, a lo largo de un periodo, dos máximos pronunciados con una señal de bajo nivel entre ambos, tal como se muestra en la figura 2.45.

En el caso de la caracterización de convertidores conmutados, estos picos pueden llevar fácilmente al convertidor a la región de comportamiento no lineal y por otra parte, el rizado y ruido de conmutación puede enmascarar la señal de baja amplitud existente entre los picos, por lo que, en medidas de respuesta en frecuencia, es conveniente trabajar con señales de excitación con un bajo valor de  $CF$ .

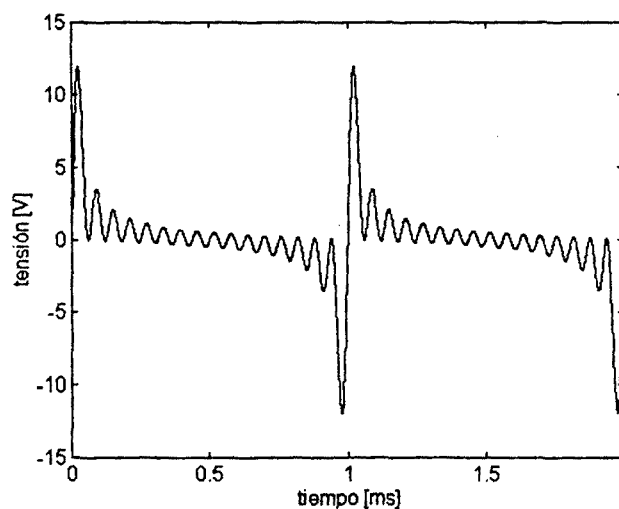


Figura 2.45. Señal multisenso de 16 armónicos de igual amplitud (1 Volt) y fase, y frecuencias:  $f_i = 1000Hz \cdot (1 + i)$  con  $i = 0, \dots, 15$ .

Otra ventaja de utilizar señales con  $CF$  minimizado es que aumenta la relación *Señal/Ruido de cuantificación* [BOYD86]. En efecto, si usamos un convertidor  $D/A$  de  $B$  bits para sintetizar la señal multiseno, el rango de tensión de salida vendrá dado por:

$$v_o = \pm 2^{B-1} \Delta \quad (2.60)$$

donde  $\Delta$  es la resolución del convertidor. Para no tener distorsión se debe cumplir que:

$$\max. [|M^+, M^-|] \leq 2^{B-1} \Delta \quad (2.61)$$

por lo tanto:

$$\Delta \geq 2^{1-B} \max. [|M^+, M^-|] \quad (2.62)$$

Aproximando el valor eficaz del ruido de cuantificación por  $\Delta/\sqrt{12}$  [BOYD86] y suponiendo además simetría en la señal multiseno ( $M^+ = M^-$ ) se obtiene:

$$\frac{S}{N} \leq \frac{3 \cdot 2^{2B}}{CF^2} \quad (2.63)$$

o de forma aproximada:

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{dB} \approx 6.02 B + 5 - 20 \log(CF) \quad (2.64)$$

por lo que, para un mismo valor de  $B$ , la relación *Señal/Ruido de cuantificación* será inversamente proporcional al cuadrado del Factor de Cresta. El valor máximo de  $S/N$  lo obtendremos para  $M^+ = M^- = \Delta \cdot 2^{B-1}$ .

El  $CF$  de una señal multiseno se puede minimizar eligiendo adecuadamente los valores de las fases de las componentes frecuenciales. Existen diversos métodos empíricos para el cálculo de estas fases: método de Schroeder [SCHRO70], de Newman [BOYD86], de Shapiro-Rudin [BOYD86]. Todos ellos están definidos para señales multiseno donde las frecuencias,  $f_i$ , de los tonos que intervienen siguen una progresión aritmética de razón unidad:

$$f_i = f_0 \cdot i \quad \text{con} \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.65)$$

El método de Schroeder está basado en un concepto intuitivo relacionado con la correspondencia entre el espectro de potencia de señales moduladas y sus frecuencias instantáneas. Según este método, las fases,  $\phi_n$ , de los armónicos que intervienen en la señal multiseno vienen dadas por:

$$\phi_n = \phi_1 - 2\pi \sum_{l=1}^{n-1} (n-l) p_l \quad \text{con} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (2.66)$$

donde  $N$  es el número de armónicos y  $p_l$  es la potencia del armónico  $l$ .

Para espectros de potencia planos ( $p_l = 1/N$ ) la expresión (2.66) se reduce a:

$$\phi_n = \phi_1 - \frac{\pi n^2}{N} \quad \text{con} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (2.67)$$

Si se restringe el valor posible de las fases a 0 y  $\Pi$ , las expresiones (2.66) y (2.67) devienen:



$$\phi_n = \pi \left[ \sum_{l=1}^{n-1} (n-l) p_l \right] \quad \text{con } n = 1, 2, \dots, N \quad (2.68)$$

$$\phi_n = \pi \left[ \frac{n^2}{2N} \right] \quad \text{con } n = 1, 2, \dots, N \quad (2.69)$$

redondeándose el resultado de estas fases a 0 ó  $\Pi$ , según el criterio de mínima distancia, es decir:

$$\phi_n = \pi \quad \text{para} \quad \left| \left\{ \phi_n \right\}_{\text{mod } 2\pi} - \pi \right| < \frac{\pi}{2} \quad y \quad (2.70)$$

$$\phi_n = 0 \quad \text{para} \quad \left| \left\{ \phi_n \right\}_{\text{mod } 2\pi} - \pi \right| \geq \frac{\pi}{2} \quad \text{con } n = 1, 2, \dots, N \quad (2.71)$$

En la figura 2.46 aparece representada la señal multisenso de 16 tonos de igual amplitud con  $CF$  minimizado mediante el método de Schroeder (2.67).

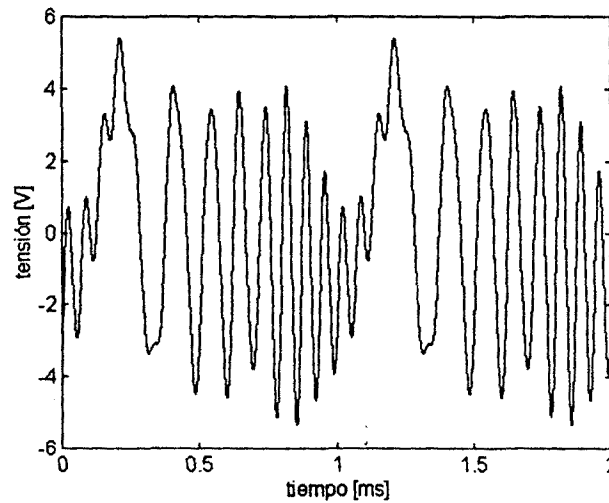


Figura 2.46. Señal multisenso de 16 tonos, de 1V de amplitud cada tono y  $f_o=1.000\text{Hz}$ , con  $CF$  optimizado según el método de Schroeder.

Las fases sugeridas por Newman son, para  $N$  tonos:

$$\phi_n = \frac{\pi (n-1)^2}{N} \quad \text{con } n = 1, 2, \dots, N \quad (2.72)$$

En la figura 2.47 aparece representada la señal multisenso de 16 tonos de igual amplitud donde se han escogido las fases de cada tono según (2.72).

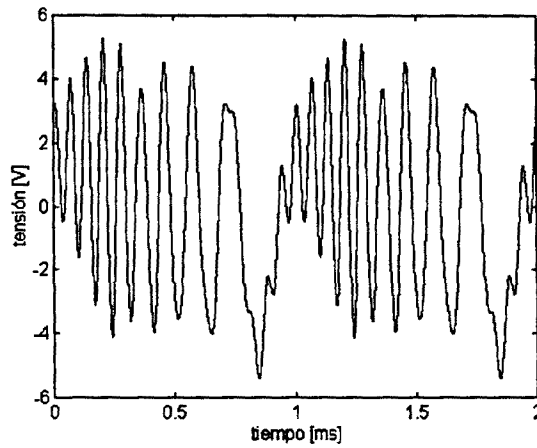


Figura 2.47. Señal multisenso de 16 tonos, de 1V de amplitud cada tono y  $f_0=1000\text{Hz}$ , con CF optimizado según el método de Newman.

En el método de Shapiro-Rudin las fases se escogen definiendo una secuencia de signos generada a partir de un patrón y una regla. El patrón comienza con la secuencia  $p=11$  y se repite según la siguiente regla: se concatena la secuencia  $p$  con una copia de  $p$  donde la segunda mitad aparece negada. En la figura 2.48 se muestran las primeras secuencias construidas según esta regla.

11
111-1
111-111-11
111-111-1111-1-1-11-1

Figura 2.48. Primeros casos de secuencias construidas siguiendo el método propuesto por Shapiro-Rudin.

Cada uno de los elementos,  $r_k$ , de la secuencia tiene definido un signo, por ejemplo  $r_1 = r_{11} = 1$  y  $r_4 = r_7 = -1$ . Las fases de cada uno de los  $N$  armónicos vienen dadas por:

$$\phi_n = \begin{cases} 0, & r_k = 1 \\ \pi, & r_k = -1 \end{cases} \quad (2.73)$$

Con este método se consiguen obtener factores de cresta menores de 6 dB cuando el número de tonos es potencia de dos. En la figura 2.49 aparece representada la señal multisenso de 16 tonos de igual amplitud donde se han escogido las fases de cada tono según el método de Shapiro-Rudin.

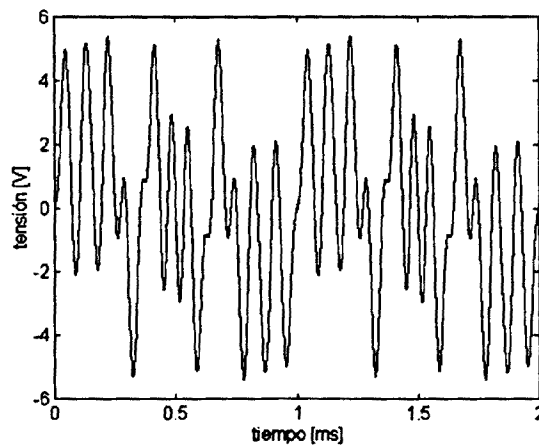


Figura 2.49. Señal multisenso de 16 tonos, de 1V de amplitud cada tono y  $f_0=1000\text{Hz}$ , con CF optimizado según el método de Shapiro-Rudin.

Los tres métodos expuestos generan señales multiseno con  $CF$  pequeño, menor de 10  $dB$  para un número de tonos mayor de 16. En la figura 2.50 aparece representado el valor de  $CF$ , para los distintos métodos de minimización expuestos, en función del número de armónicos. En la misma gráfica aparece el valor del  $CF$  obtenido cuando todos los armónicos están en fase.

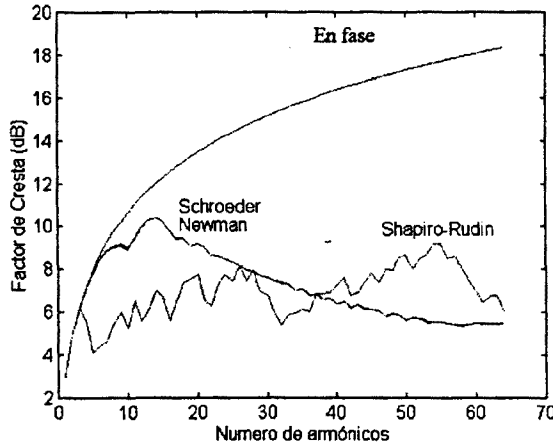


Figura 2.50. Valor del Factor de Cresta para distintos métodos de optimización en función del número de armónicos.

**2.5.3. CONDICIONES DE OPERACIÓN EN LA ZONA LINEAL**

Tal como se hizo en el apartado 2.3.2.2 en el caso de señales sinusoidales unifrecuenciales (medida de la distorsión armónica total) es necesario una estimación previa en la banda de interés del nivel de excitación de una señal sinusoidal multifrecuencial que garantice que el convertidor opera en su zona de funcionamiento lineal. Para ello procederemos como se indica a continuación:

Nos ceñiremos, a modo de ejemplo, a la respuesta frecuencial de la función de transferencia control-tensión de salida simulada en el caso de una excitación sinusoidal unifrecuencial. Esta respuesta en frecuencia se tomará como patrón (ya que la respuesta a la excitación no rebasa la cota de distorsión armónica total prefijada) y se notará como  $H_p(j\omega)$  tal como puede verse en la figura 2.51

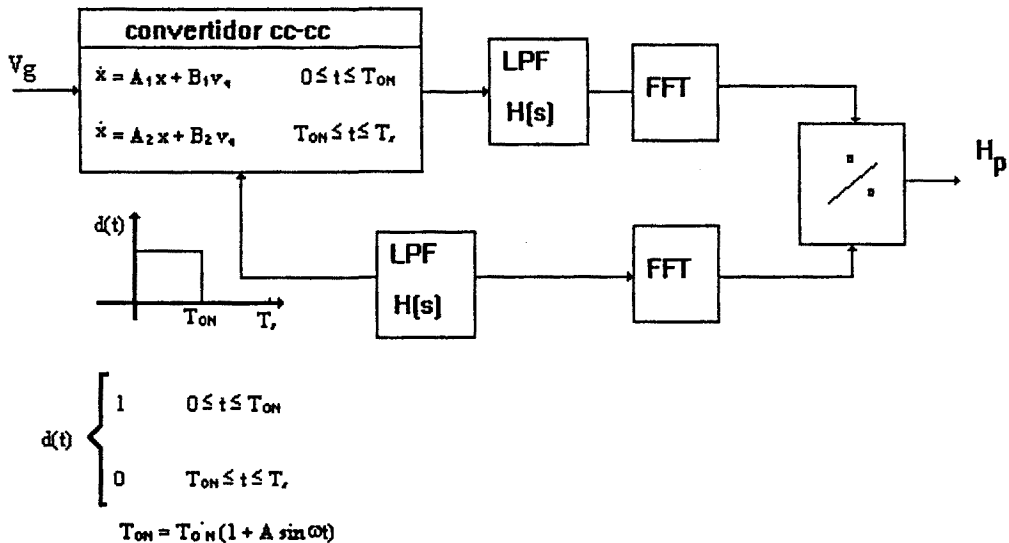


Figura 2.51 Diagrama convertidor conmutado CC-CC con ciclo de trabajo perturbado por una señal uniseno

Aplicaremos a continuación una excitación sinusoidal multifrecuencial de amplitud variable  $\lambda$  obteniéndose una respuesta frecuencial notada como  $H_\lambda(j\omega)$  como puede verse en la figura 2.52.

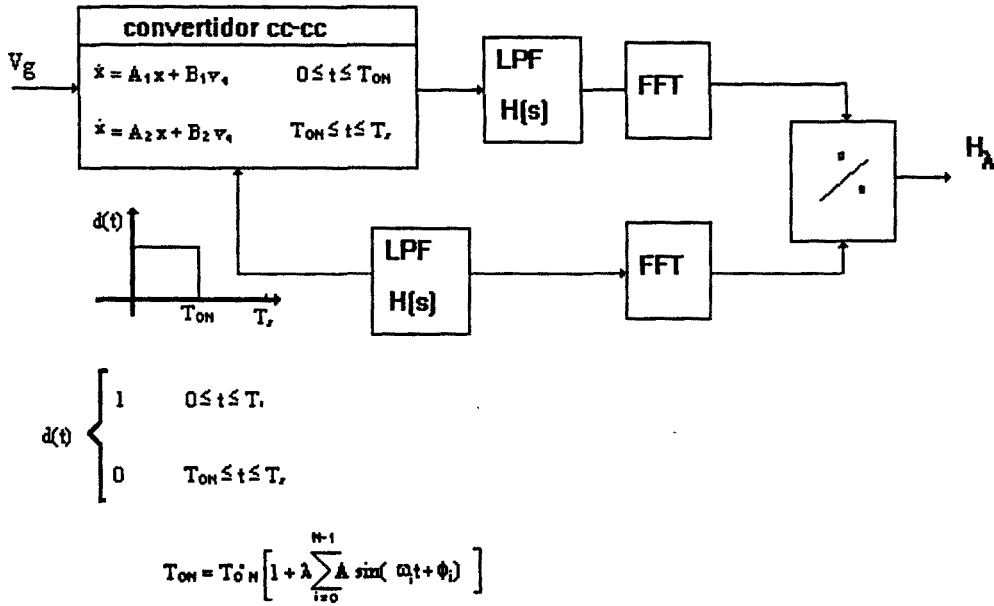


Figura 2.52 Diagrama convertidor conmutado CC-CC con ciclo de trabajo perturbado por una señal multifrecuencial.

Si el sistema opera en su rango de funcionamiento lineal, deberá cumplirse

$$H_\lambda(j\omega) = \alpha_\lambda H_P(j\omega) \quad \alpha_\lambda \in \mathbb{R} \quad (2.74)$$

Mientras que, de no serlo, el parámetro  $\alpha$  tendrá una dependencia frecuencial, es decir

$$H_\lambda(j\omega) = \alpha_\lambda(j\omega) H_P(j\omega) \quad (2.75)$$

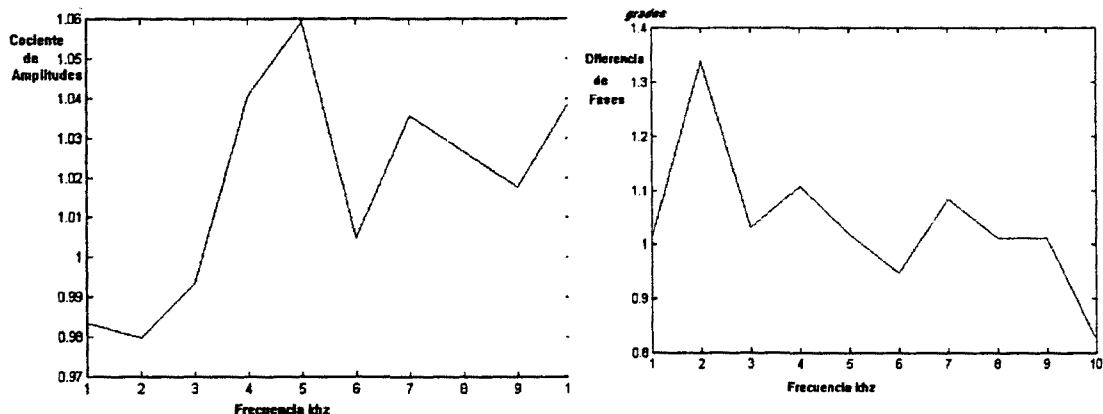
Proponemos pues, por simulación y para diversos valores de  $\lambda$  representar

$$\left| \alpha_\lambda(j\omega) \right| = \frac{|H_\lambda(j\omega)|}{|H_P(j\omega)|} \quad \text{y} \quad \angle \alpha_\lambda(j\omega) = \angle H_\lambda(j\omega) - \angle H_P(j\omega) \quad (2.76)$$

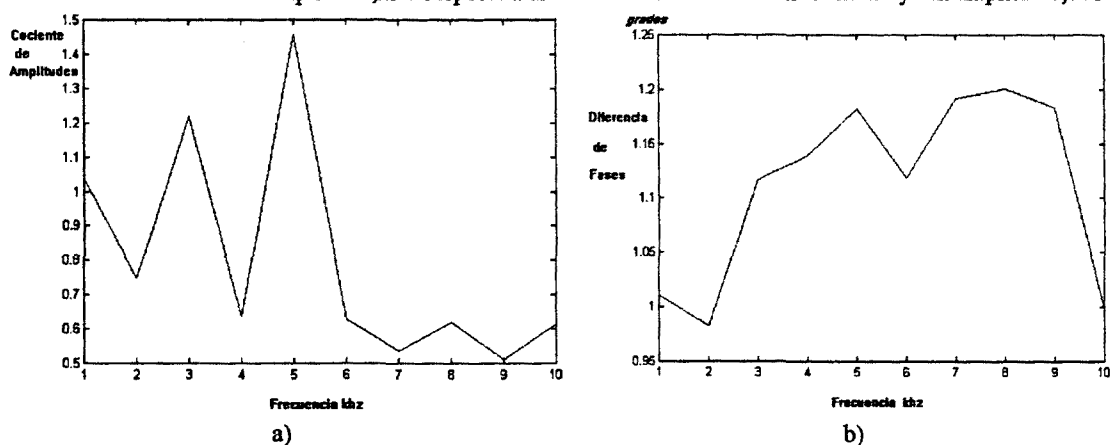
Así, en zona de operación lineal del sistema se cumplirá

$$\left| \alpha_\lambda(j\omega) \right| \text{ es constante } \forall \omega, \quad \angle \alpha_\lambda(j\omega) = 0 \quad \forall \lambda, \omega \quad (2.77)$$

Se pretende evaluar tanto la variación de la distorsión armónica respecto al caso de excitación sinusoidal frecuencial, como la posible aparición de distorsión por intermodulación (figura 2.53).



a) b)  
 Figura 2.53 Simulación cociente de módulos a) y diferencia de fases b) de la tensión de salida de un convertidor Buck, excitado su ciclo de trabajo con un multisenso de 10armónicos de 1khz a 10khz y amplitud 0,25V respecto a un unisenso de las mismas frecuencias y con amplitud 0,031V



a) b)  
 Figura 2.54 Simulación cociente de módulos a) y diferencia de fases b) de la tensión de salida de un convertidor Boost, excitado su ciclo de trabajo con un multisenso de 10armónicos de 1khz a 10khz y amplitud 0,25V respecto a un unisenso de las mismas frecuencias y con amplitud 0,031V

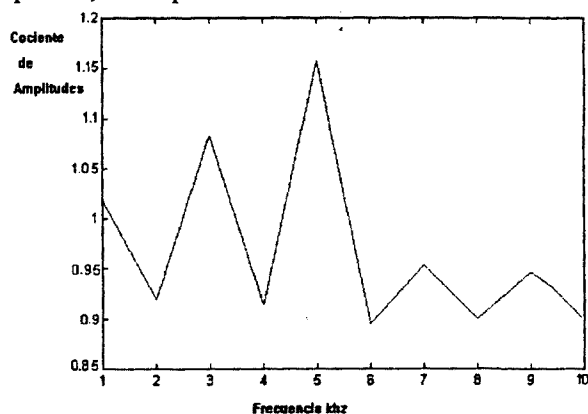


Figura 2.55 Simulación cociente de módulos de la tensión de salida de un convertidor Boost, excitado su ciclo de trabajo con un multisenso de 10armónicos de 1khz a 10khz y amplitud 0,2V respecto a un unisenso de las mismas frecuencias y con amplitud 0,026V

Como podemos observar en la figura 2.53 a pesar de excitar con una tensión de 0,25V<sub>p</sub> (casi el doble de la tensión con que se realizaron las medidas 0,15V de pico) el comportamiento del convertidor Buck se separa muy poco del comportamiento ideal ecuación 2.77; no así el convertidor Boost. Analizando los resultados de la figura 2.54 observamos que el cociente de amplitudes presenta variaciones como ya era previsible. En la figura 2.55 podemos observar un mejor comportamiento excitando con 0,2V de pico, tensión que está por encima de la de trabajo 0,125V de pico.

### 2.5.4- ANÁLISIS DE LOS ERRORES ASOCIADOS AL SISTEMA DE MEDIDA

Como ya se indicó al final del apartado 2.5.1, para obtener resultados precisos es importante tener en cuenta una serie de aspectos de la señal multiseno y cumplir una serie de condiciones que se detallan en este apartado.

Por una parte se debe tener en cuenta las siguientes fuentes de error:

- Deriva de la frecuencia del generador de funciones y/o de la frecuencia de muestreo.
- Ruido y rizado de conmutación.
- Ruido aleatorio.

Estas fuentes de error dan lugar a errores de medida debido a diversas causas (ver figura 2.56):

- Muestreo asíncrono, "leakage".
- "Aliasing" o solapamiento espectral.

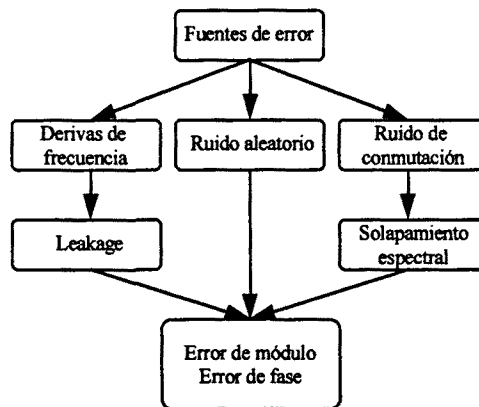


Figura 2.56. Esquema de las fuentes y causas de error asociados al sistema de medida.

En los apartados 2.5.4.1, 2.5.4.2, 2.5.4.3 y 2.5.4.4 se ha realizado un estudio de estas fuentes de error, estimando su valor mediante simulación y su comportamiento en función de los distintos parámetros asociados a la señal de medida y condiciones de muestreo. Finalmente, con los resultados de éste estudio, se han determinado (apartado 2.5.5) las características óptimas de la señal de excitación y del sistema de adquisición.

#### 2.5.4.1.- Muestreo síncrono.

Sea  $f(t)$  la señal multiseno utilizada en el test y definida como:

$$f(t) = \sum_{m=1}^M A_m \sin(2\pi f_m t + \Phi_m) \quad (2.78)$$

donde  $A_m$ ,  $f_m$  y  $\Phi_m$  son la amplitud, la frecuencia y la fase del armónico  $m$ .

Si se muestrea la señal  $f(t)$  con una frecuencia de muestreo igual a  $f_s$ , se obtiene la siguiente secuencia de valores o muestras:

$$f(nT_s) = \sum_{m=1}^M A_m \sin(2\pi f_m n T_s + \Phi_m), \quad \text{con } -\infty < n < +\infty \quad (2.79)$$

donde  $T_s$  es el período de muestreo. Si representamos la frecuencia  $f_m$  como:

$$f_m = \lambda_m f_o \quad \text{con } m = 1, \dots, M \quad (2.80)$$

donde  $f_o$  es la inversa del intervalo de observación:

$$f_o = \frac{1}{N T_S} \quad (2.81)$$

la expresión (2.79) queda:

$$f(n T_S) = \sum_{m=1}^M A_m \text{sen}(2\pi \lambda_m f_o n T_S + \Phi_m), \quad \text{con } -\infty < n < +\infty \quad (2.82)$$

Debido a las limitaciones de los sistemas que efectúan el procesado de datos, la secuencia de muestras debe tener una extensión finita. En la práctica esta secuencia finita,  $f_w(n T_S)$ , se obtiene realizando el producto de la secuencia (2.82) por una ventana rectangular,  $w(n T_S)$ , definida de la siguiente manera:

$$w(n T_S) = \begin{cases} 1, & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & 0 > n > N-1 \end{cases} \quad (2.83)$$

El producto de (2.83) por la ventana rectangular dará lugar a la siguiente secuencia:

$$f_w(n T_S) = f(n T_S) \cdot w(n T_S) = \begin{cases} f(n T_S), & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & 0 > n > N-1 \end{cases} \quad (2.84)$$

A efectos de proceso, la secuencia finita  $f_w(n T_S)$  será simplemente la subsecuencia de  $f(n T_S)$  comprendida entre  $n = 0$  y  $n = N-1$ :

$$f_w(n T_S) = f(n T_S), \quad \text{con } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.85)$$

La DFT de la secuencia finita  $f_w(n T_S)$ ,  $F_w(\omega_k)$ , será una secuencia de valores derivados de muestrear la función obtenida al realizar la convolución de la transformada de la señal multiseno,  $F(\omega)$ , con la transformada de la ventana rectangular,  $W(\omega)$  [HARRIS87]:

$$F_w(\omega_k) = [F(\omega) * W(\omega)] \Big|_{\omega = \omega_k} = \sum_{n=0}^{N-1} f_w(n T_S) \cdot e^{-j \omega_k n T_S} \quad (2.86)$$

con:

$$F(\omega) = -j \cdot 0.5 \sum_{m=1}^M A_m (e^{j \Phi_m} \delta(\omega - \omega_m) - e^{-j \Phi_m} \delta(\omega + \omega_m)) \quad (2.87)$$

$$W(\omega) = e^{-j \frac{(N-1)\omega T_S}{2}} \cdot \frac{\text{sin}\left(\frac{N}{2} \omega T_S\right)}{\text{sin}\left(\frac{\omega T_S}{2}\right)} \quad (2.88)$$

$$\omega_k = \frac{2\pi}{N T_S} k, \quad \text{y } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.89)$$

Desarrollando la expresión (2.86) se obtiene el siguiente resultado:

$$F_w(k) = -j 0.5 \sum_{m=1}^M A_m \left[ e^{j[a(\lambda_m - k) + \Phi_m]} \frac{\sin(\pi(\lambda_m - k))}{\sin(\pi(\lambda_m - k)/N)} - e^{-j[a(\lambda_m + k) + \Phi_m]} \frac{\sin(\pi(\lambda_m + k))}{\sin(\pi(\lambda_m + k)/N)} \right] \quad (2.90)$$

con  $a = \pi(N - 1)/N$ .

Teniendo en cuenta que la señal multiseno es determinista y que se conoce el valor de las frecuencias  $f_m$ , es posible obtener a partir de la expresión (2.90) los parámetros  $A_m$  y  $\Phi_m$  de forma relativamente sencilla si se realiza un muestreo sincrónico, o sea, el tiempo de observación debe ser un múltiplo entero del período de la señal  $f(t)$  [FERRE91], [FERRE92]:

$$N T_S = l T_y \quad (2.91)$$

donde  $N T_S$  es el período de observación,  $T_y$  es el período de la señal multiseno y  $l$  es un número entero. Si utilizamos una señal multiseno donde las frecuencias de cada tono,  $f_m$ , siguen una progresión aritmética del tipo:

$$f_m = f_1 (1 + (m - 1)d), \quad \text{con } m = 1, 2, \dots, M \text{ y } d \text{ un entero} \quad (2.92)$$

esta señal será periódica con período  $T_y = T_1$ , dado que todos los tonos que intervienen en la señal multiseno poseen una frecuencia que es múltiplo entero de  $f_1$ . Teniendo en cuenta esto la expresión (2.91) quedará:

$$N T_S = l T_1, \quad \text{o bien } \frac{1}{f_o} = l T_1 \quad (2.93)$$

De (2.92), (2.93) y suponiendo  $d = 1$  (si se desea aplicar los métodos de minimización del CF es necesario un valor  $d = 1$  [OURER88], [BOYD86], [SCHRO70]), el parámetro  $\lambda_m$  queda:

$$\lambda_m = l \cdot m \quad \text{con } m = 1, \dots, M \quad (2.94)$$

y la expresión (2.90), para valores de  $k = l \cdot i$ , vendrá dada por:

$$F_w(k)|_{k=l \cdot i} = -j 0.5 \sum_{m=1}^M A_m \left[ e^{j[a(l \cdot m - l \cdot i) + \Phi_m]} \frac{\sin(\pi(l \cdot m - l \cdot i))}{\sin(\pi(l \cdot m - l \cdot i)/N)} - e^{-j[a(l \cdot m + l \cdot i) + \Phi_m]} \frac{\sin(\pi(l \cdot m + l \cdot i))}{\sin(\pi(l \cdot m + l \cdot i)/N)} \right] \quad (2.95)$$

con  $i = 0/l, \dots, (N-1)/l$

Tenemos que para:

$$i \neq m, \quad \frac{\sin(\pi(l \cdot m \pm l \cdot i))}{\sin(\pi(l \cdot m \pm l \cdot i)/N)} = 0, \quad \text{y para} \quad (2.96)$$



$$i = m, \text{ cuando el signo } \pm \text{ es } - \frac{\sin(\pi(1 \cdot m - 1 \cdot i))}{\sin(\pi(1 \cdot m - 1 \cdot i)/N)} = N$$

$$\text{cuando el signo } \pm \text{ es } + \frac{\sin(\pi(1 \cdot m + 1 \cdot i))}{\sin(\pi(1 \cdot m + 1 \cdot i)/N)} = 0 \quad (2.97)$$

Con lo que la expresión (2.95) queda:

$$F_w(l \cdot i) = \begin{cases} -j0.5 \cdot N \cdot A_i e^{j\phi_i}, & \text{para } i = 1, \dots, M \\ 0, & \text{resto} \end{cases} \quad (2.98)$$

De (2.98) podemos extraer la amplitud del tono  $i$ , que vendrá dada por:

$$A_i = \frac{2}{N} \cdot |F_w(l \cdot i)| \quad (2.99)$$

siendo la fase del armónico  $i$ :

$$\Phi_i = \text{Fase} \{F_w(l \cdot i)\} + \frac{\pi}{2} \quad (2.100)$$

Para obtener el módulo de la respuesta en frecuencia a las frecuencias de la señal de excitación  $f_i$ ,  $|H(i)|$  (con  $i = 1, 2, \dots, M$ ), basta calcular:

$$|H(i)| = \frac{|Y_{wi}(k)|_{k=l \cdot i}}{|X_{wi}(k)|_{k=l \cdot i}} \quad (2.101)$$

donde  $X_{wi}(l \cdot i)$  y  $Y_{wi}(l \cdot i)$ , son los coeficientes de la DFT, a la frecuencia de interés, de la señal de excitación y la respuesta del convertidor respectivamente.

La fase a la frecuencia  $f_i$  vendrá dada por:

$$\text{Fase} \{H(i)\} = [ \text{Fase} \{Y_{wi}(k)\} - \text{Fase} \{X_{wi}(k)\} ]_{k=l \cdot i} \quad (2.102)$$

Como podemos comprobar al realizar el muestreo coherente ( $NT_s = l T_i$ ), la transformada de la ventana vale cero a las frecuencias de los armónicos de la señal multiseno,  $f_m$ , por lo tanto al evaluar los parámetros de una componente frecuencial de la señal multiseno,  $f(t)$ , el resto de los armónicos no contribuyen en la convolución. Por otra parte el lóbulo principal de la ventana rectangular,  $W(w)$ , logra su valor de pico a las frecuencias digitales donde están ubicados los tonos de  $f(t)$ . En efecto, teniendo en cuenta (2.80), (2.81) y (2.94), las frecuencias discretas,  $\Omega_m$ , de los tonos que integran la señal multiseno, vienen dadas por:

$$\Omega_m = \frac{2\pi f_m}{f_s} = \frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot m \quad (\text{rad}), \quad \text{con } m = 1, 2, \dots, M \quad (2.103)$$

mientras que en el cálculo de la convolución, la función  $W(w)$  alcanzará sucesivos valores de pico a las frecuencias discretas:

$$\Omega_k = \frac{2\pi}{N} \cdot k \quad (\text{rad}) \quad \text{con } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.104)$$

Si se cumple la condición de muestreo sincrónico (2.93),  $l$  será un número entero y siempre existirá un valor de  $k$  que cumpla  $k = l \cdot m$ .

2.5.4.2.- Muestreo no sincrónico. Errores de Leakage

Si se realiza un muestreo incoherente ( $NT_s \neq l T_1$ ), entonces  $W(w)$  ya no es cero para frecuencias igual a componentes armónicos de  $f(t)$ , lo cual da lugar a un error de "leakage" de largo rango. Este error afecta al cálculo del módulo y de la fase de la respuesta frecuencial. Por otra parte el máximo del lóbulo principal no corresponde con las frecuencias de los armónicos de  $f(t)$ , esto da lugar al error de "leakage" de corto rango.

La consecuencia directa del muestreo incoherente es que los valores calculados de  $A_m$  y  $\phi_m$  son erróneos. El error debido al "leakage" de largo rango se puede disminuir utilizando una función de enventanado con una gran velocidad de caída o atenuación de los lóbulos secundarios, lo cual reduciría el error de amplitud y fase. Para reducir el error de "leakage" de corto rango se puede utilizar una función de enventanado con lóbulo principal plano y suficientemente ancho.

En cualquier caso para eliminar el error de fase, generado por el término de fase asociado a la ventana rectangular, se desplazan las muestras  $\frac{N-1}{2}$  [FERRE91], con lo que la DFT de la ventana rectangular vendrá dada por:

$$W(w_k) = \sum_{n=-N/2}^{n=N/2} w(nT_s) \cdot e^{-jw_k n T_s} = \frac{\sin\left(\frac{N}{2} w_k T_s\right)}{\sin\left(\frac{w_k T_s}{2}\right)} \tag{2.105}$$

y la DFT de la señal multisenso quedará:

$$F_w(k) = -j 0.5 \sum_{m=1}^M A_m \left[ e^{j\Phi_m} \cdot \frac{\sin(\pi(\lambda_m - k))}{\sin(\pi(\lambda_m - k)/N)} - e^{-j\Phi_m} \cdot \frac{\sin(\pi(\lambda_m + k))}{\sin(\pi(\lambda_m + k)/N)} \right] \tag{2.106}$$

En el sistema automático de medida desarrollado para realizar medidas de respuesta frecuencial, el tiempo de observación,  $NT_s$ , viene impuesto por el osciloscopio utilizado en la monitorización y captura de la señal, y depende de la escala de tiempo en la que está programado y del número de muestras que se tomen de la señal de medida. En este caso se ha empleado el osciloscopio TDS 520A. El número de muestras que puede tomar, para el modo de funcionamiento de alta resolución, "HiRes", es de 500, 1000, 2500 ó 5000 puntos (seleccionable por el usuario). En cuanto al período de muestreo,  $T_s$ , éste dependerá de la escala temporal elegida por el usuario.

Para cumplir la condición de muestreo sincrónico es necesario elegir adecuadamente el período de la señal multisenso,  $T_1$ , para que su valor sea un submúltiplo entero del tiempo de observación  $NT_s$ .

Un factor importante a tener en cuenta, es que aunque se elija adecuadamente  $T_1$ , la relación (2.93) no se cumplirá de forma exacta, debido a derivas de frecuencia en el generador de funciones y/o en la frecuencia de muestreo del osciloscopio,  $f_s$ . El error máximo que se puede cometer en la sincronización es de  $T_s/2$ . Teniendo en cuenta estas derivas, la relación (2.93) que define el muestreo sincrónico quedaría:

$$(N + \delta) \cdot T_s = T_1 \cdot l, \quad \text{con } -0.5 \leq \delta \leq 0.5 \tag{2.107}$$

El valor del parámetro  $\delta$  dependerá de la deriva de la frecuencia del generador de funciones y/o de la frecuencia de muestreo. Por otra parte el parámetro  $\lambda_m$  vendrá dado, en este caso, como:

$$\lambda_m = \left( \frac{1}{1 + \delta/N} \right) \cdot l \cdot m = (1 + \beta) \cdot l \cdot m, \quad \text{con } \beta \equiv -\frac{\delta}{N + \delta} \quad (2.108)$$

siendo el término de error debido al "leakage" de largo rango, que se obtiene al evaluar los parámetros asociados al tono  $i$  de la señal multiseno, igual a:

$$\begin{aligned} \xi_{leakage}^{long-range}(i) = & -j 0.5 \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M A_m \left[ e^{j\Phi_m} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot l \cdot ((1 + \beta) \cdot m - i))}{\sin(\pi \cdot l \cdot ((1 + \beta) \cdot m - i)/N)} \right] \\ & - j 0.5 \sum_{m=1}^M A_m \left[ -e^{-j\Phi_m} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot l \cdot ((1 + \beta) \cdot m + i))}{\sin(\pi \cdot l \cdot ((1 + \beta) \cdot m + i)/N)} \right] \end{aligned} \quad (2.109)$$

El término de error debido al "leakage" de corto rango, evaluado para el tono  $i$ , se obtiene como la diferencia entre el valor ideal y el real de la función  $F_w(k)$  para  $k = l \cdot i$  y  $m = i$ :

$$\xi_{leakage}^{short-range}(i) = F_w(k) \Big|_{\substack{k=l \cdot i \\ m=i \\ \delta=0}} - F_w(k) \Big|_{\substack{k=l \cdot i \\ m=i \\ \delta \neq 0}} = -j 0.5 A_i e^{j\Phi_i} \left( N - \frac{\sin(\pi l \beta i)}{\sin(\pi l \beta i/N)} \right) \quad (2.110)$$

El generador de funciones utilizado para llevar a cabo los test de prueba presenta una deriva de frecuencia del 0.01% por lo que el parámetro  $\delta$  (suponiendo que la frecuencia de muestreo no posee deriva) vendrá dado por:

$$\delta = \frac{0.01}{100} \cdot N \quad (2.111)$$

Las derivas de frecuencia de la señal de excitación generan el consiguiente error de medida debido al "leakage" de largo rango. En la figura 2.57 aparece el error relativo de amplitud, expresado como un porcentaje de la amplitud ideal, y el error máximo de fase, en grados, debido al "leakage" de largo rango en función del número de armónicos que intervienen en la señal de excitación y del método utilizado para realizar la corrección del factor de cresta. Los cálculos se han realizado para 250 muestras por período ( $N = 250$ ), siendo el intervalo de observación de un período de señal útil ( $l = 1$ ). Se han incluido además los resultados obtenidos cuando no se utiliza ningún método de minimización del CF, o sea, cuando todos los tonos del multiseno poseen igual fase.

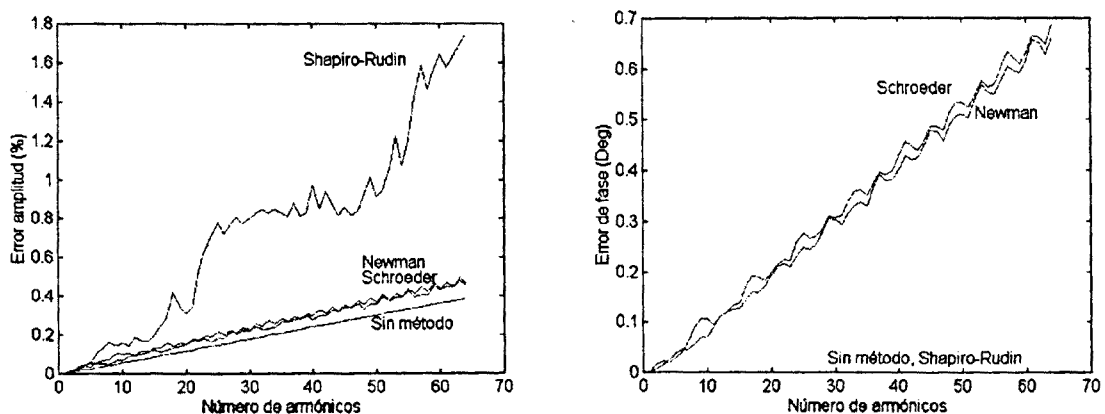


Figura 2.57. Error de amplitud y fase generado por el "leakage" de largo rango.

Teniendo en cuenta (2.109), el valor del error de amplitud y fase, generado por el "leakage" de largo rango, puede depender en principio de los diversos parámetros que intervienen en el proceso, de muestreo, estos son: números de muestras tomadas por período de señal útil,  $N$ , número de períodos incluidos en el intervalo de observación,  $l$ , y deriva de la frecuencia del generador de funciones y/o de la frecuencia de muestreo.

Para poder evaluar de forma analítica la influencia de cada uno de estos factores sobre el error de amplitud y fase, es conveniente obtener una expresión simplificada de (2.109). Por una parte, teniendo en cuenta que el número  $N$  de puntos tomados de la señal será relativamente grande (el mínimo número de muestras que captura el osciloscopio TDS 520A es de 500), se puede realizar la siguiente aproximación:

$$\sin(\pi \cdot l \cdot ((1 + \beta) \cdot m \pm i) / N) \approx \pi \cdot l \cdot ((1 + \beta) \cdot m \pm i) / N \quad (2.112)$$

Por otra parte el parámetro  $\beta$  posee un valor relativamente pequeño (aproximadamente es igual a la distorsión, expresada en tanto por uno, del generador de funciones) se puede aproximar:

$$\sin(\pi \cdot l \cdot ((1 + \beta) \cdot m \pm i)) \approx (-1)^{l \cdot |m \pm i|} \cdot \pi \cdot l \cdot \beta \cdot m \quad (2.113)$$

Teniendo en cuenta (2.112) y (2.113), se puede aproximar (2.109) por:

$$\begin{aligned} \xi_{leakage}^{long-range}(i) \approx & -j 0.5 \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M A_m \left[ e^{j\Phi_m} \cdot N \frac{(-1)^{l \cdot |m-i|} \pi l \beta m}{\pi l [(1 + \beta) m - i]} \right] \\ & - j 0.5 \sum_{m=1}^M A_m \left[ -e^{-j\Phi_m} \cdot N \frac{(-1)^{l \cdot |m+i|} \pi l \beta m}{\pi l [(1 + \beta) m + i]} \right] \end{aligned} \quad (2.114)$$

Si además consideramos  $|\beta| \ll 1$  y que las amplitudes de todos los tonos son iguales, la expresión (2.114) quedará reducida a:

$$\begin{aligned} \xi_{leakage}^{long-range}(i) \approx & -j 0.5 N \beta A \left[ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^M e^{j\Phi_m} \cdot \frac{(-1)^{l \cdot |m-i|} m}{[m - i]} + \right. \\ & \left. \sum_{m=1}^M -e^{-j\Phi_m} \cdot \frac{(-1)^{l \cdot |m+i|} m}{[m + i]} \right] \end{aligned} \quad (2.115)$$

y el error de amplitud vendrá dado por:

$$Error\ amplitud\ (\%) = \frac{|-j 0.5 N A e^{j\Phi_i} + \xi| - |-j 0.5 N A e^{j\Phi_i}|}{|-j 0.5 N A e^{j\Phi_i}|} \cdot 100 \quad (2.116)$$

La expresión del error de amplitud se puede simplificar obteniéndose:

$$Error\ amplitud\ (\%) = \left( \left| e^{j\Phi_i} + \frac{\xi}{-j 0.5 N A} \right| - 1 \right) \cdot 100 \quad (2.117)$$

En cuanto al error de fase, este será igual a:

$$Error\ de\ fase\ (deg) = Fase \left\{ e^{j\Phi_i} + \frac{\xi}{-j\ 0.5\ N\ A} \right\} - Fase \left\{ e^{j\Phi_i} \right\} \quad (2.118)$$

A la vista de las expresiones (2.115), (2.117) y (2.118) la tendencia del término de error,  $-\xi/(j\ 0.5\ N\ A)$ , es depender de forma proporcional al parámetro  $\beta$ . Teniendo en cuenta (2.108) y (2.111),  $\beta$  se puede aproximar por:

$$\beta = \frac{\delta}{N + \delta} \approx \frac{\delta}{N} = \frac{d(\%)}{100} \quad (2.119)$$

donde  $d(\%)$  es la deriva frecuencial del generador de funciones. De la expresión (2.119) se deduce que el error, tanto de amplitud como de fase, no depende del número de puntos tomados por período,  $N$ , y es directamente proporcional a  $d(\%)$ , lo cual ha sido probado mediante simulación. Lógicamente, esta tendencia del error es la misma independientemente del método utilizado para realizar la minimización del  $CF$ .

En la figura 2.58 está representado, a modo de ejemplo, el error de módulo y fase en función de  $N$  (de 250 a 6000 puntos) y del número de tonos (de 1 a 32 tonos) para señales multiseno con  $CF$  optimizado según el método de Newman.

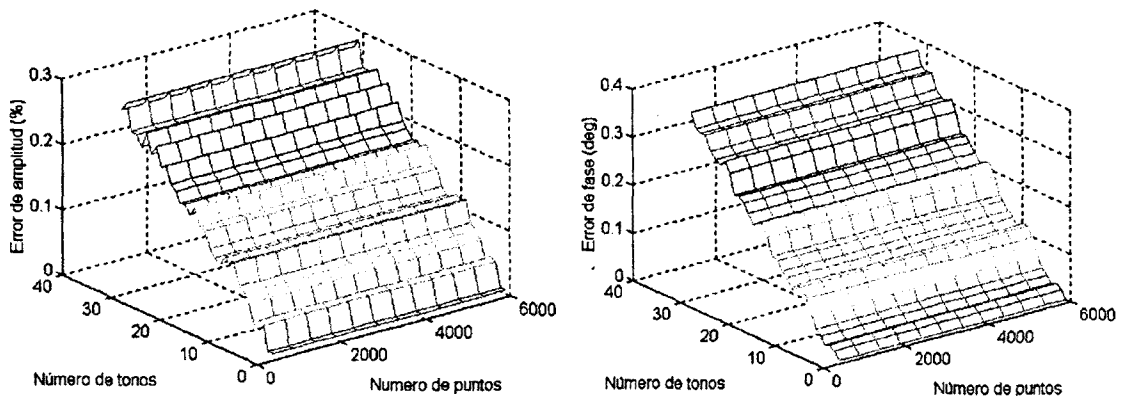


Figura 2.58. Error de amplitud y fase generado por el "leakage" de largo rango, en función de  $N$  y del número de tonos, para señales multiseno con  $CF$  minimizado con el método de Newman.

En la figura 2.59 está representado el error de módulo y fase en función de la deriva frecuencial del generador de funciones,  $d(\%)$  (para valores comprendidos entre 0.01% y 0.1%), y del número de tonos (de 1 a 32 tonos), para señales multiseno con  $CF$  optimizado según el método de Newman. En dichas gráficas se observa como el valor del error es proporcional a la deriva  $d(\%)$ .

En cuanto a la evolución del error de amplitud y fase debido al "leakage" de largo rango en función del número de períodos de señal útil tomados,  $l$ , éste adquiere únicamente dos posibles valores (para un mismo número de tonos y método de minimización del  $CF$ ), dependiendo de si el número de períodos  $l$  es un número par o impar, tal y como se desprende del análisis de la expresión (2.115). En la figura 2.60 aparece el error de amplitud y fase en función del número de tonos (de 1 a 32 tonos con  $CF$  optimizado según el método de Newman) y del número de períodos (de 1 a 10 períodos de señal útil), evaluado para  $N=250$  puntos por período.

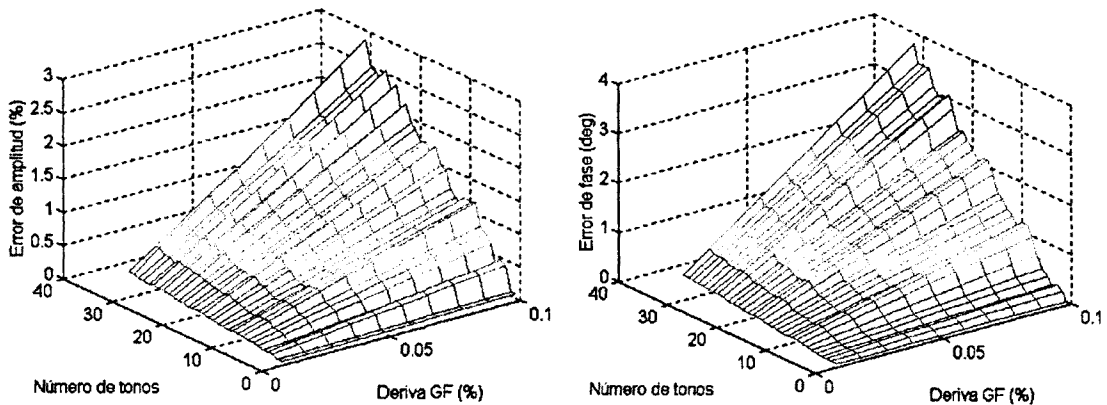


Figura 2.59. Error de amplitud y fase generado por el "leakage" de largo rango, en función de  $d(\%)$  y del número de tonos, para señales multisenso con  $CF$  minimizado según el método de Newman.

Como se puede observar en la figura 2.60, el error de amplitud y fase es mayor cuando el número de períodos tomados,  $l$ , es par.

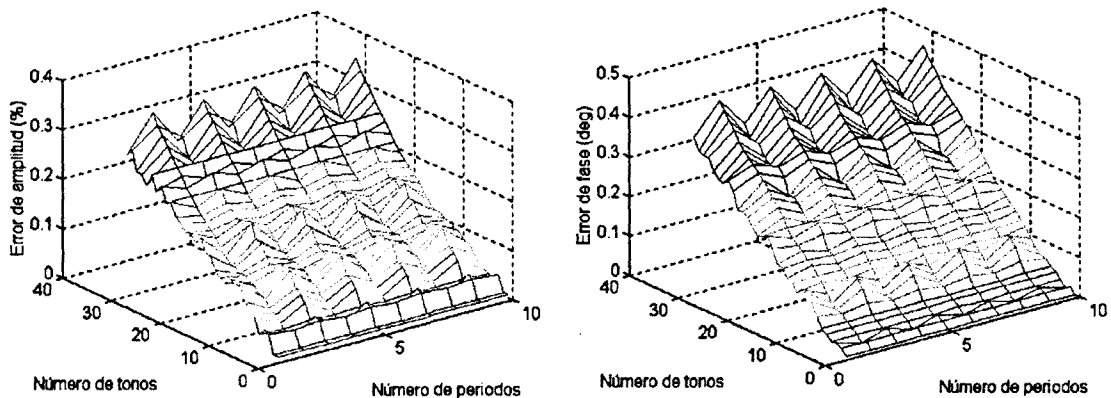


Figura 2.60. Error de amplitud y fase generado por el "leakage" de largo rango en función del número de períodos,  $l$ , y del número de tonos, para señales multisenso con  $CF$  minimizado según el método de Newman ( $d(\%)=0.01\%$ ,  $N=250$ ).

En cuanto al error de "leakage" de corto rango, éste sólo afecta al módulo de la  $DFT$ , por lo tanto, es independiente del método de optimización del factor de cresta empleado. En la figura 2.61 aparece el error de amplitud generado por el "leakage" de corto rango en función del número de tonos para  $N = 250$  puntos. Como se puede observar en dicha gráfica el error generado por el "leakage" de corto rango es despreciable.

El error generado por el "leakage" se puede reducir haciendo uso de enventanados adecuados [HARRIS87] [NUTTA81], o bien utilizando técnicas analíticas de interpolación de la  $DFT$  que permiten obtener de forma precisa los parámetros de la señal analizada [JAIN79] [GRAND83] [SOUDE87] [OFFEL90F] [OFFEL90A] [RENDE84] [ANDRIA89]. Si bien, debido a la poca deriva en frecuencia del generador, la ventana rectangular se ha demostrado un buen compromiso entre error de *leakage* y complejidad del método de procesado.

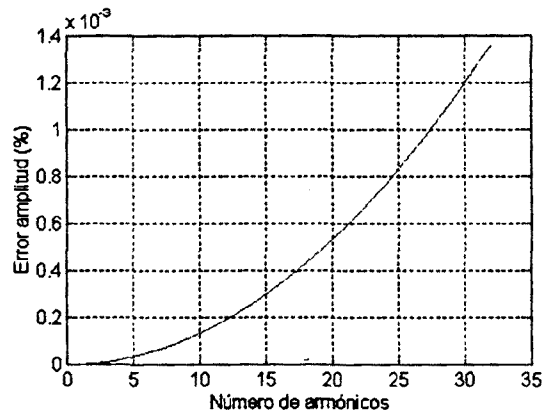


Figura 2.61. Error máximo de amplitud debido al "leakage" de corto rango en función del número de armónicos.

### 2.5.4.3.- Aliasing o solapamiento espectral

Para evitar el efecto del solapamiento se debe muestrear la señal  $f(t)$  a una frecuencia,  $f_s$ , tal que:

$$f_s \geq 2 \cdot f_M \quad (2.120)$$

donde  $f_M$  es la frecuencia más alta de la señal multisenos.

El valor de  $f_M$  dependerá de los diversos parámetros, configurables por el usuario, que intervienen en la generación de una señal multisenos (ver apto. 2.5.2). En cualquier caso la frecuencia máxima de la señal de excitación no será mayor que el límite superior del margen de frecuencia de medida de interés asociado al convertidor. En el caso de los convertidores analizados, este límite se establece en los 10kHz, por lo que en principio bastaría que la frecuencia de muestreo fuese mayor que 20 kHz para evitar el efecto de solapamiento.

Ahora bien, sumada a la señal de entrada y a la respuesta del sistema aparece el rizado y ruido de conmutación,  $n_c(t)$ , que se puede expresar como un sumatorio de términos sinusoidales cuyas frecuencias son múltiplos de la frecuencia de conmutación,  $f_c$ :

$$n_c(t) = \sum_{r=1}^{\infty} A_r \sin(2\pi f_c r t + \Phi_r) \quad (2.121)$$

Este ruido posee componentes frecuenciales de muy alta frecuencia, en relación con la señal útil, que fácilmente pueden llegar a los 1000 kHz (ver figura 2.62). Esto hace que aunque se cumpla la relación (2.120) para la señal útil, no será así con respecto al rizado y ruido de conmutación, produciéndose por lo tanto un solapamiento frecuencial que genera un error en la determinación de la respuesta en frecuencia del convertidor.

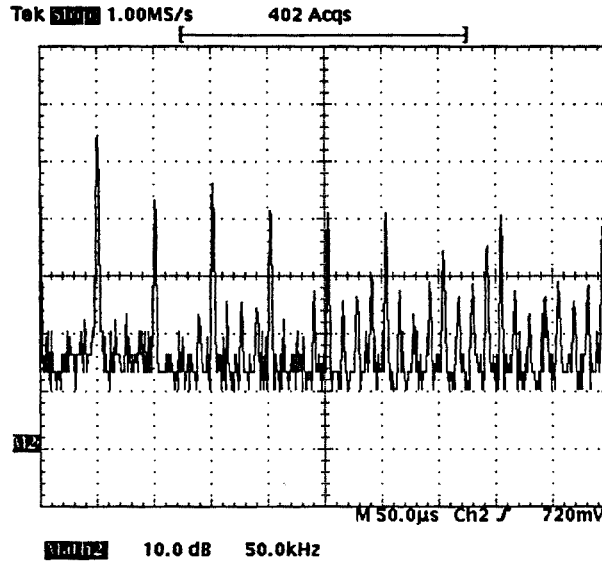


Figura 2.62. Componentes frecuenciales del rizado y ruido de conmutación sumado a la señal de excitación del convertidor obtenidas con el osciloscopio TDS 520A. Escala horizontal: 50 kHz/div, escala vertical: 10 dB/div. Frecuencia de muestreo: 1 MS/s.

El error debido al solapamiento, introducido por el submuestreo del rizado y ruido de conmutación, dependerá de la frecuencia fundamental  $f_c$ , y de la amplitud de sus distintos armónicos,  $A_r$ . Debido al carácter lineal de la *DFT*, el error de solapamiento se suma al valor ideal de los distintos coeficientes de la *DFT*:

$$F_w(k) = F_w(k)_{\text{señal útil}} + N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}} \quad (2.122)$$

donde  $F_w(k)_{\text{señal útil}}$  y  $N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}}$  son los coeficientes de la *DFT* de la señal multiseno y rizado-ruido de conmutación respectivamente. Para calcular  $N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}}$  se debe determinar en primer lugar el efecto que produce sobre el espectro digital el submuestreo de  $n_c(t)$ . Para ello se debe calcular en que frecuencias del espectro discreto,  $[-\Pi, \Pi]$ , aparecerán los tonos correspondientes al rizado-ruido de conmutación. Se han calculado esas frecuencias teniendo en cuenta el carácter periódico de la transformada de *Fourier* de una secuencia. En efecto, la frecuencia discreta  $\Omega_i$  correspondiente a un tono cualquiera del ruido será:

$$\Omega_i = \frac{2 \pi f_\sigma}{f_s} \quad (2.123)$$

donde  $f_\sigma$  es la frecuencia de un armónico cualquiera del rizado-ruido de conmutación y  $f_s$  es la frecuencia de muestreo. Dado que los tonos del ruido de conmutación no cumplen el criterio de *Nyquist*, el valor de (2.123) será mayor de  $\Pi$ , éste valor se puede expresar como:

$$\Omega_i = \frac{2 \pi f_\sigma}{f_s} = \pi (2n + \eta) \quad \text{con } -1 < \eta < 1 \quad (2.124)$$

donde  $\Pi\eta$  son las frecuencias discretas, dentro del margen  $[-\Pi, \Pi]$ , donde aparecerán las componentes de ruido debido al solapamiento espectral. Dado el carácter hermítico de la transformada de *Fourier* de secuencias reales, podemos considerar únicamente el valor absoluto de  $\Pi\eta$ , para acabar concluyendo que el submuestreo de  $n_c(t)$  genera sobre el espectro discreto,  $[-\Pi, \Pi]$ , las mismas componentes espectrales que si se hubiera muestreado el rizado-ruido de conmutación a una frecuencia  $f_s'$  tal que:



$$\frac{2\pi f_{cr}}{f_s} = |\pi \eta| = 2\pi \left| \frac{f_{cr}}{f_s} - n \right| \quad (2.125)$$

De (2.125) se obtiene:

$$f_s' = \frac{f_c f_s}{|n f_s - f_c|} \quad (2.126)$$

Teniendo en cuenta (2.126), podemos expresar las distintas frecuencias,  $f_{cr}$ , de los armónicos del rizado y ruido de conmutación como:

$$f_{cr} = f_c \cdot r = \lambda_r \frac{f_s'}{N} \quad \text{con } r = 1, 2, \dots \quad (2.127)$$

donde  $2\pi \lambda_r / N$  es la frecuencia discreta, definida sobre  $[0, \Pi]$ , asociada al armónico  $r$  de  $n_c(t)$ . Finalmente  $N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}}$  vendrá dado por:

$$N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}} = -j0.5 \sum_{r=1}^{\infty} A_r \left[ e^{j\Phi_r} \cdot \frac{\sin(\pi(\lambda_r - k))}{\sin(\pi(\lambda_r - k)/N)} - e^{-j\Phi_r} \cdot \frac{\sin(\pi(\lambda_r + k))}{\sin(\pi(\lambda_r + k)/N)} \right] \quad (2.128)$$

A continuación se presenta una estimación del error de módulo que genera el rizado y ruido de conmutación en la medida de la respuesta frecuencial *tensión Salida/tensión Entrada* del convertidor Buck. Para realizar esta estimación se han considerado los valores de rizado y ruido de conmutación que aparecen en la tabla 2.4, siendo las características del convertidor Buck las de la figura 2.3 con una frecuencia de conmutación de 50,3khz.

En las figuras 2.63 y 2.64 se muestra la simulación del módulo, en voltios, de los coeficientes de la secuencia  $N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}}$  en la banda de frecuencia de interés, obtenidos al submuestrear el rizado y ruido de conmutación presente a la entrada y salida del Buck, donde se observa la deriva de 300hz en la frecuencia de conmutación. Se ha realizado el cálculo del valor de los coeficientes a las mismas frecuencias en las que se realizarán posteriormente las medidas y para unas frecuencias de muestreo de: 2.5 kS/s para la década 10-100 Hz, 25.0 kS/s para la década 100-1000Hz y 250 kS/s para la década de 1-10 kHz<sup>9</sup>.

Con los resultados obtenidos se ha realizado una estimación del error máximo en la determinación del módulo de la respuesta frecuencial *Tensión Salida/Tensión Entrada* del convertidor Buck, utilizando para realizar el cálculo de este error la expresión 2.28. El resultado del error máximo, para una señal de excitación de 1.2V, ha sido del 83.3%.

<sup>9</sup> Estas frecuencias de muestreo son iguales a las utilizadas en el sistema de medida

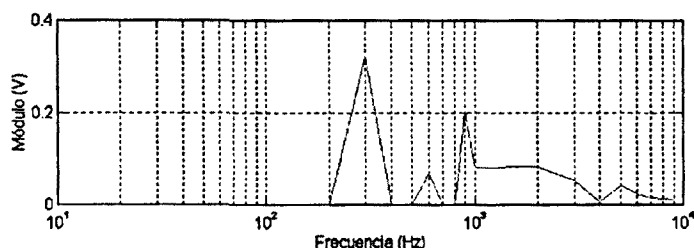


Figura 2.63. Módulo de los coeficientes de  $N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}}$  en la banda de 10Hz a 10kHz debido al ruido de conmutación de entrada.

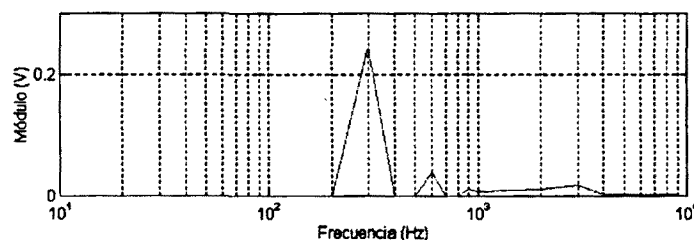


Figura 2.64. Módulo de los coeficientes de  $N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}}$  en la banda de 10Hz a 10kHz debido al ruido de conmutación de salida.

Para minimizar o compensar el error generado por el solapamiento se puede adoptar las siguientes soluciones:

- *Aumentar la frecuencia de muestreo.* Teniendo en cuenta el espectro del rizado y ruido de conmutación, sería aconsejable muestrear a una frecuencia  $f_s \geq 2.5MS/s$  para todo el margen frecuencial de interés. Esta solución posee dos inconvenientes: por una parte supondría tomar un número mayor de puntos por período de señal útil (del orden de 10 veces o más), lo cual aumentaría el tiempo medida, y por otra parte seguiría existiendo el efecto de solapamiento en la escala de frecuencias mas baja (10 - 1000 Hz), debido a que no es posible muestrear a 2.5MS/s si se desea tomar como mínimo un período de señal útil, ya que el número de muestras que puede tomar el sistema de adquisición de datos está limitado a 5000.

- *Elegir convenientemente la frecuencia de conmutación.* Se puede ajustar la frecuencia de conmutación del convertidor a un valor tal que las componentes frecuenciales que aparecen en baja frecuencia debido al submuestreo estén alejadas de la banda útil. Con esta solución se puede conseguir atenuaciones de 25 dB (a partir de 5 "bins"<sup>10</sup> de separación y con ventana rectangular) en el peor de los casos. Por otra parte, si la frecuencia de conmutación es submúltiplo de la frecuencia de muestreo las componentes espectrales coincidirán sobre ceros de la ventana rectangular y el error de solapamiento quedará anulado. Esta solución posee el inconveniente de que el valor de  $f_c$  viene impuesto por el diseño del convertidor y además no siempre es posible ajustar  $f_c$  de forma precisa debido a la grandes derivas frecuenciales que presenta el dispositivo utilizado (de bajo coste) para fijar la frecuencia de conmutación.

- *Algoritmo de compensación antisolapamiento.* Este procedimiento se basa en restar de las DFT's obtenidas para la señal de entrada y salida, (2.122), el término de error de solapamiento,  $N_{wc}(k)_{\text{solapamiento}}$ . Esta solución incrementa el tiempo de test debido a que será necesario realizar una prueba adicional que determine el espectro frecuencial del ruido y rizado de conmutación presente a la entrada y salida del convertidor en el momento de la realización del test.

- *Utilizar un filtro antisolapamiento.* Con un filtro paso bajo de cuarto orden y frecuencia de corte de 10 kHz, se consiguen atenuaciones del ruido de conmutación superiores a 55dB para la frecuencia fundamental. Esta solución es la más viable y la que se ha implementado en la práctica haciendo uso del filtro presentado en el apartado 2.4.1.1.

<sup>10</sup> Un "bin" es la mínima resolución frecuencial de la DFT y se corresponde con  $f_s/N$ .

En las figuras 2.65 y 2.66 aparece representado la simulación del módulo de los coeficientes de la *DFT* correspondientes al rizado y ruido de conmutación a la entrada y salida del convertidor Buck, teniendo en cuenta el filtro antisolapamiento de cuarto orden presentado en el apartado 2.4.1.1.

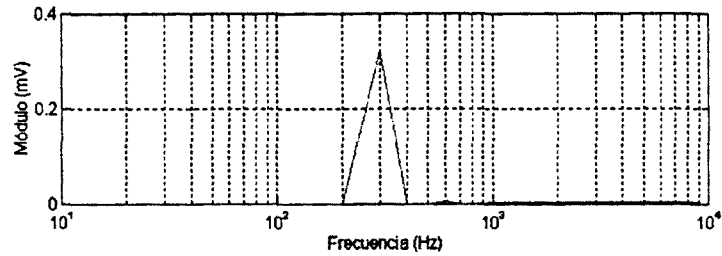


Figura 2.65. Ruido de conmutación, en *mV*, a la entrada del Buck usando filtro de cuarto orden.

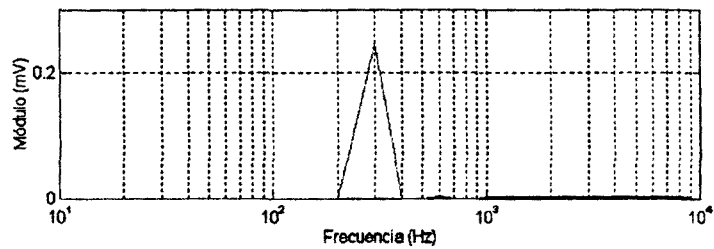


Figura 2.66. Ruido de conmutación, en *mV*, a la salida del Buck usando filtro de cuarto orden.

Tal y como se observa en la figuras 2.65 y 2.66, la utilización del filtro supone una atenuación de 60 dB como mínimo del nivel de los coeficientes de la *DFT* del rizado y ruido de conmutación dentro de la banda frecuencial de interés. En este caso el error que se obtendría en la evaluación del módulo de la respuesta en frecuencia sería, como máximo, del 0.07% lo cual supone una reducción de tres órdenes de magnitud del error generado por solapamiento.

#### 2.5.4.4.- Error debido al Ruido aleatorio

Otra fuente de error, a tener en cuenta en la obtención de los parámetros de las señales, son las perturbaciones debidas al ruido de carácter no determinístico, como por ejemplo el ruido de cuantificación. Para poder analizar la influencia del ruido aleatorio sobre el resultado de la transformada discreta de Fourier, es necesario acotar sus características imponiendo una serie de restricciones. Para aumentar la generalidad de los resultados es conveniente imponer el menor número de restricciones. Supondremos de forma general que el ruido es de carácter aditivo, estacionario y con valor medio  $\mu_x$  [SCHOU86]. Debido a la linealidad de la *DFT* y al carácter aditivo del ruido, es posible separar los coeficientes de la señal útil y ruido. En efecto, sea  $f_m(nT_S)$  la secuencia de las muestras obtenidas:

$$f_m(nT_S) = f(nT_S) + x(nT_S) \quad \text{con } n = 0, \dots, N-1 \quad (2.129)$$

donde  $f(nT_S)$  es el valor de la señal útil y  $x(nT_S)$  el ruido aditivo. El valor de la componente *l*-ésima de la *DFT* de  $f_m(nT_S)$ ,  $Am_l$ , será:

$$Am_l = A_l + a_l \quad (2.130)$$

donde  $A_l$  y  $a_l$  son las componentes  $l$ -ésimas de las *DFT* de  $f(nT_s)$  y de  $x(nT_s)$  respectivamente:

$$a_l = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT_s) \cdot e^{-j \frac{2\pi n l}{N}} \Bigg|_{l=i} \quad (2.131a)$$

$$A_l = \sum_{n=0}^{N-1} f(nT_s) \cdot e^{-j \frac{2\pi n l}{N}} \Bigg|_{l=i} \quad (2.131b)$$

Dado que en (2.131a) los coeficientes se derivan de la suma de un gran número,  $N$ , de variables aleatorias y teniendo en cuenta el Teorema Central del Límite, se puede considerar que los coeficientes de la *DFT* (2.131b) siguen una distribución Gaussiana, cuyo valor medio es cero para  $i \neq 0$  y  $N\mu_x$  para  $i=0$  (suponemos ventana rectangular) [SCHOU86]. Tenemos, pues, que el valor medio de los coeficientes de la *DFT* no están influenciados por el ruido excepto en la componente continua.

Si consideramos además que  $x(nT_s)$  es una secuencia de ruido blanco, la varianza de la componente real,  $q$ , e imaginaria,  $p$ , de los coeficientes de la *DFT* del ruido será igual a [SCHOU86]:

$$\sigma_{DFT}^2 = \sigma_q^2 = \sigma_p^2 = \frac{N}{2} \sigma_x^2 \quad (2.132)$$

donde  $\sigma_x^2$  es la varianza de la secuencia  $x(nT_s)$ .

Para poder calcular el error que introduce el ruido en la estimación del módulo de la respuesta en frecuencia, se debe determinar en primer lugar el nivel o valor medio del módulo del coeficiente de la *DFT* de la secuencia de ruido. Si  $q + jp$  es el valor complejo de un coeficiente cualquiera de la *DFT* de la secuencia de ruido,  $x(nT_s)$ , (donde  $q$  y  $p$  son gaussianas con media cero y varianza (2.132)), su módulo seguirá una distribución *Rayleigh* [PAPOU91], de valor medio [SOLOM92]:

$$E \left[ \sqrt{q^2 + p^2} \right] = \sigma_{DFT} \sqrt{\frac{\pi}{2}} = \sigma_x \sqrt{\frac{N \pi}{4}} \quad (2.133)$$

Por otra parte el módulo de la *DFT* de una señal multiseno,  $f(nT_s)$ , para una frecuencia correspondiente a uno de los tonos que intervienen en la señal, será:

$$\left| DFT(f(nT_s)) \right| = \frac{A \cdot N}{2} \quad (2.134)$$

donde  $A$  es la amplitud del tono considerado.

Teniendo en cuenta (2.133) y (2.134), se puede obtener la relación  $SNR_{DFT}$  para un coeficiente de la *DFT* correspondiente a un tono de la señal útil:

$$SNR_{DFT} = \frac{\left| DFT(f(nT_s)) \right|}{E \left[ \sqrt{q^2 + p^2} \right]} = \frac{A}{\sigma_x} \cdot \sqrt{\frac{N}{\pi}} \quad (2.135)$$

Teniendo en cuenta (2.135), el error absoluto que se produce, al evaluar la amplitud de un tono de la señal útil será de:

$$\varepsilon_n = |A - A'| = \sigma_x \sqrt{\frac{\pi}{N}} \quad (2.136)$$

donde  $A$  es el valor ideal de la amplitud y  $A'$  el valor real teniendo en cuenta el ruido aleatorio.

El error cometido, en la estimación del módulo de la respuesta en frecuencia del convertidor, debido al ruido vendrá dado por una expresión análoga a (2.28):

$$\varepsilon_m(A_i, f_i, N) = \left| \frac{|H(f_i)| - |H'(f_i)|}{|H(f_i)|} \right| \cdot 100 = \left| 1 - \frac{A_i(f_i) + \frac{\varepsilon_{no}}{|H(f_i)|}}{A_i(f_i) + \varepsilon_{ni}} \right| \cdot 100 \quad (2.137)$$

donde  $\varepsilon_{no}$  y  $\varepsilon_{ni}$  es el error, debido al ruido, que se produce al evaluar la amplitud de un tono de la señal de salida y excitación. Estos dos errores vendrán dados por:

$$\varepsilon_{no} = \sigma_{no} \sqrt{\frac{\pi}{N}} \quad (2.138)$$

$$\varepsilon_{ni} = \sigma_{ni} \sqrt{\frac{\pi}{N}} \quad (2.139)$$

siendo  $\sigma_{no}$  y  $\sigma_{ni}$  las desviaciones típicas del ruido de la señal de salida y excitación respectivamente.

Tal y como se observa en (2.137), el valor del error dependerá de la amplitud y frecuencia de la señal de excitación ( $A_i, f_i$ ), y del número de muestras tomadas,  $N$ .

En la figura 2.67 aparece representado la simulación del error,  $\varepsilon_m$ , obtenido en la evaluación del módulo de la respuesta en frecuencia *Salida/Entrada* del convertidor Buck, teniendo en cuenta el ruido aleatorio, para  $N=250$  puntos, y un margen de amplitud por tono de señal de excitación comprendido entre 0.2 y 1.2 voltios. El cálculo del error se ha realizado tomando los valores de varianza hallados en el apartado 2.3.2.1. Como se puede observar en dicha gráfica el error disminuye al aumentar la amplitud de la señal de excitación, y aumenta con la frecuencia debido a la disminución del módulo de la respuesta en frecuencia,  $|H(f)|$ .

En la figura 2.68 aparece representado la simulación del error  $\varepsilon_m$  en el peor caso, debido al ruido aleatorio, para una amplitud de señal de excitación de 0.2 V y un número de puntos variable entre 250 y 5000.

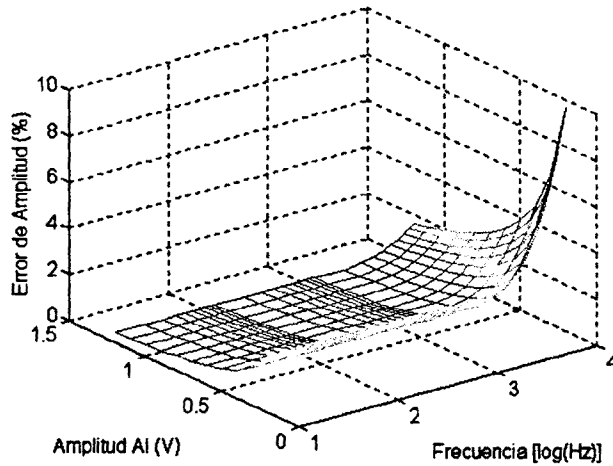


Figura 2.67. Error obtenido en la evaluación del módulo de la respuesta en frecuencia *Salida/Entrada* del convertidor Buck en función de la amplitud de la señal de entrada.

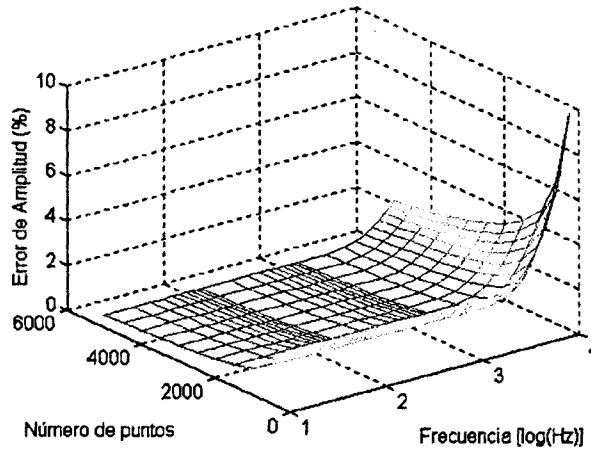


Figura 2.68. Error obtenido en la evaluación del módulo de la respuesta en frecuencia *Salida/Entrada* del convertidor Buck en función del número de puntos.

Es posible reducir la varianza del ruido aleatorio promediando las muestras obtenidas. En efecto, si  $\bar{x}$  es el resultado de promediar una secuencia de  $N_d$  muestras de ruido blanco estacionario con media cero y desviación estándar  $\sigma_x$ :

$$\bar{x} = \frac{1}{N_d} \sum_{n=1}^{N_d} x(nT_s) \tag{2.140}$$

la varianza del proceso aleatorio  $\bar{x}$  vendrá dada por [PAPOU91]:

$$\sigma_{\bar{x}}^2 = \frac{\sigma_x^2}{N_d} \tag{2.141}$$

Por otra parte realizar un promediado de las muestras equivale a filtrar la señal, siendo la función de transferencia del filtro:

$$H(w) = \frac{1}{N_d} \cdot e^{-\frac{(N_d-1)wT_s}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N_d}{2} w T_s\right)}{\sin\left(\frac{w T_s}{2}\right)} \quad (2.142)$$

donde  $N_d$  es el número de muestras promediadas, y  $T_s$  el período de muestreo. Este filtro atenúa la señal útil, siendo esta atenuación creciente con el número de muestras.

Tenemos por lo tanto, que la elección de  $N_d$  viene condicionada por dos requisitos contrapuestos: para que la varianza sea pequeña  $N_d$  debe ser grande, y para que la atenuación sea pequeña  $N_d$  debe ser pequeña.

El osciloscopio empleado para capturar las señales de excitación y respuesta (*TDS520A*), realiza de forma automática el promediado de las muestras cuando trabaja en modo de alta resolución ("HiRes"). Este modo de trabajo está basado en una técnica que combina un proceso de promediado con una decimación. Básicamente consiste en que el convertidor A/D muestrea a su máxima velocidad ( $T_s = 250$  MS/s), mientras que un procesador de alta velocidad calcula, en tiempo real, el valor medio de todas las muestras adquiridas dentro de un mismo intervalo de promediado (ver figura 2.69). El osciloscopio almacena en memoria únicamente los resultados de realizar el promedio con las  $N_d$  muestras incluidas en cada intervalo de promediado. Lógicamente, el intervalo de promediado se corresponde con la frecuencia de muestreo seleccionada por el usuario.

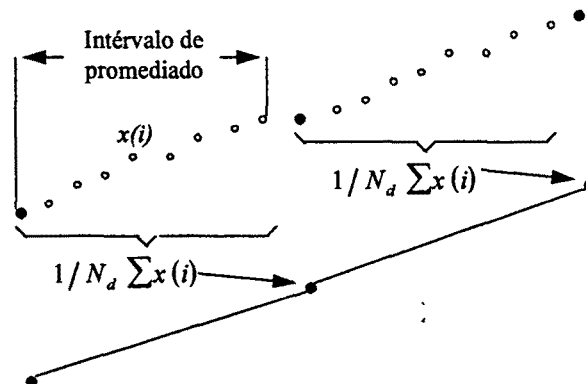


Figura 2.69. Promediado y decimación sobre el intervalo de muestreo.

El número de puntos  $N_d$  que promedia el osciloscopio dependerá del número de muestras por división que adquiere, y de la escala de tiempos en la que trabaja:

$$N_d = \frac{\text{segundos / div}}{T_s \cdot \text{muestras / div}} \quad (2.143)$$

A continuación se detallan las escalas temporales y el número de muestras por división del *TDS520A* en las que realiza el promediado:

Segundos/div: 400ns, 1µs, 2µs, 5µs, 10µs, 20µs, 50µs, 100µs, 200µs, 500µs, 1ms, 2ms, 5ms, 10ms, 20ms, 50ms.

Muestras/div: 50, 100, 250 y 500 muestras división

En el sistema de medida implementado en la práctica se ha considerado una cota máxima de atenuación inferior al 0.1%, o sea, 2 órdenes de magnitud menor que el error máximo debido al ruido aleatorio (ver figura 2.70).

En la gráfica superior de la figura 2.70 aparece representado el ancho de banda de señal útil, para obtener una atenuación menor del 0.1%, en función de la escala temporal y del número de muestras por división. La gráfica inferior de la figura 2.70 permite obtener el número de muestras promediadas,  $N_d$ , en función de la escala temporal y del número de muestras por período.

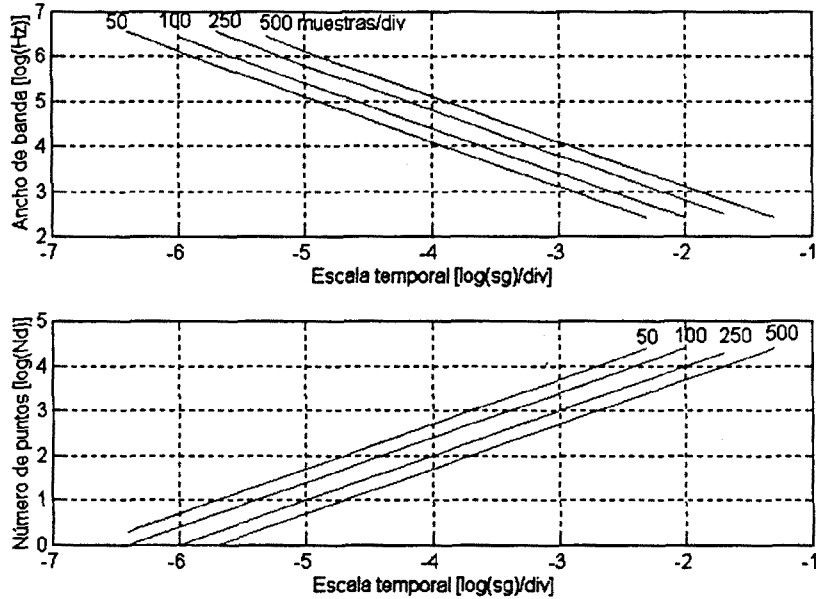


Figura 2.70. Ancho de banda y número de muestras promediadas para un atenuación menor de 0.1%.

Para conseguir una reducción máxima de la varianza debemos trabajar en la escala temporal menor que permita el ancho de banda de la señal útil, de tal modo que se obtenga el máximo valor posible de  $N_d$ . Tal y como se puede observar en la figura 2.70, para cualquier frecuencia máxima de señal útil, el número máximo de puntos  $N_d$  que asegura una atenuación inferior a 0.1% es el mismo independientemente del número de muestras por división.

La elección del valor óptimo del número de muestras por división dependerá de dos factores:

- Por una parte un número mayor de muestras por división aumenta la relación señal/ruido de los coeficientes de la *DFT* (ver expresión (2.135)).

- El tiempo invertido en el test aumenta con el número de muestras por división, debido al tiempo que se tarda en transmitir las muestras del osciloscopio al ordenador a través del bus *GPiB*. El incremento del tiempo, entre un valor de muestras/div y el siguiente, es aproximadamente del 20%, si el número de muestras se multiplica por 2, y del 25% si se multiplica por 2.5.

Teniendo en cuenta estos factores se debe escoger un valor de muestras por división que garantice una cota de error máximo y un tiempo de test razonable. En el apartado 2.5.5 se realiza la discusión del número de muestras/div óptimo.

En cualquier caso el promediado de las muestras permite reducir el error debido al ruido aleatorio. En las figuras 2.71 y 2.72 se puede observar la reducción del error, debido al ruido aleatorio, que se produce con respecto a las gráficas 2.67 y 2.68 al promediar la muestras (se ha considerado una frecuencia máxima de señal útil de 10 kHz y  $N_d=500$ ).



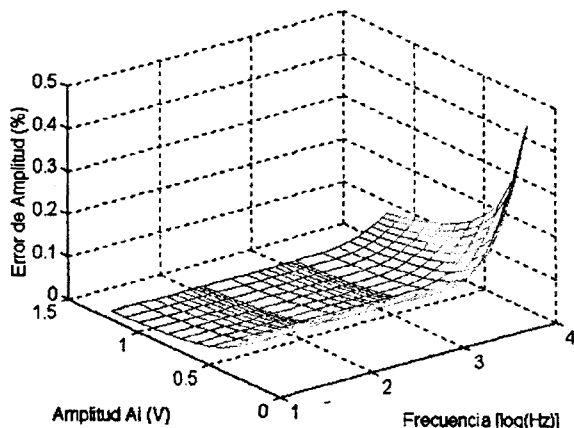


Figura 2.71. Error obtenido en la evaluación del módulo de la respuesta en frecuencia Salida/Entrada del convertidor Buck en función de la amplitud de la señal de entrada, promediando las muestras.

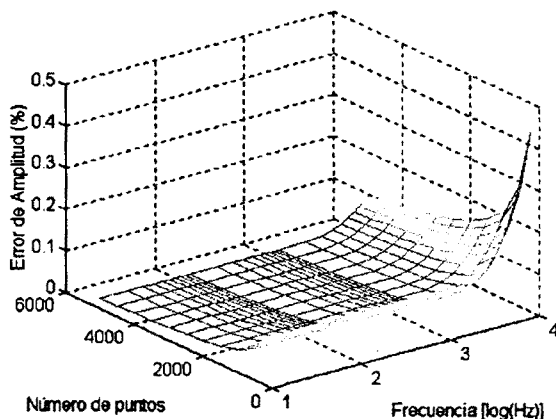


Figura 2.72. Error obtenido en la evaluación del módulo de la respuesta en frecuencia Salida/Entrada del convertidor Buck en función del número de puntos de la señal de entrada, promediando las muestras.

### 2.5.5.- CARACTERÍSTICAS ÓPTIMAS DE LA SEÑAL DE EXCITACIÓN Y DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN.

Las características a seleccionar con respecto a la señal de excitación son: frecuencia, amplitud y número de tonos que intervienen en la señal multiseno.

En cuanto a las condiciones de muestreo debemos escoger: la escala temporal y muestras adquiridas por división.

A partir de lo expuesto en el apartado 2.5.4, se pueden determinar las características de la señal de excitación y las condiciones del muestreo necesarias para conseguir un funcionamiento óptimo del equipo de medida. El funcionamiento óptimo está caracterizado por un error y un tiempo de medida mínimos.

El tiempo de medida depende fundamentalmente del número de muestras por división. Mientras que el error de medida depende principalmente de la amplitud de cada tono, número de muestras por división y de la escala temporal.

Al elegir los parámetros que intervienen en el test, se debe tener en cuenta que una reducción del error de medida implica un aumento del tiempo de test y viceversa.

La elección de los parámetros no se puede realizar de forma individual dado que existen unas relaciones de dependencia entre ellos: p.e. incrementar el número de tonos implica una reducción de la amplitud para cumplir el criterio de pequeña señal. Desde este punto de vista se han clasificado los parámetros en dos grupos en función de su interdependencia:

- Frecuencias de los tonos, muestras por división y escala temporal.
- Amplitud y número de tonos.

Respecto a las frecuencias de los tonos de la señal multiseno, éstas deben seguir una progresión aritmética, con razón unidad, para poder aplicar los distintos métodos de minimización del CF expuestos en el apartado 2.5.2. Por lo tanto, una vez escogida la frecuencia mínima de la señal multiseno, este valor determinará la resolución espectral del test realizado.

A partir de la frecuencia mínima de la señal multiseno, se debe determinar la escala temporal en la que trabajará el TDS520A. En general interesa trabajar con el mayor ancho de banda de señal de excitación posible, para así abarcar un margen de espectro mayor y poder realizar el test en toda la banda de interés con un número menor de iteraciones. Desde este punto de vista, es conveniente escoger la menor escala posible (ver figura 2.70).

La escala temporal mínima vendrá impuesta por la condición de muestreo síncrono, según la cual, el tiempo de observación<sup>11</sup> debe ser un múltiplo entero del período de la señal de excitación (ver expresión 2.91). Dado que el período de la señal multiseno se corresponde con  $1/f_{min}$ , interesa que el tiempo de observación abarque el mínimo número de períodos de la señal multiseno, que permita seleccionar la menor escala temporal posible consiguiendo de esta manera poder trabajar con un mayor ancho de banda de la señal de excitación. En la práctica se ha decidido capturar un único período de señal de excitación, ya que, tal y como se vió en el apartado 2.5.4.2, el número de períodos de la señal de excitación capturados no modifica el error de amplitud y fase.

Dada una frecuencia mínima de señal de excitación,  $f_{min}$ , la escala mínima en la que puede trabajar el TDS520A, para cumplir la condición de muestreo será:

$$segundos / div._{min} = \frac{1}{10 \cdot f_{min}} \tag{2.144}$$

Conociendo la escala temporal mínima, se puede determinar en la gráfica de la figura 2.70, la frecuencia máxima posible para la señal de excitación,  $f_{max}$ , con lo cual ya tendremos definido el ancho de banda máximo de la señal de excitación,  $BW_{max} = (f_{max} - f_{min})_{max}$  y el número máximo de tonos que pueden intervenir en la señal multiseno. Asimismo se puede hallar el número de puntos que se promedian,  $Np$  (ver tabla 2.6).

Muestras/div.	$BW_{max} = (f_{max} - f_{min})_{max}$	Nº máx. tonos	$Np$
50	$9 f_{min}$ , (1 década)	10	$10^{6.7} / f_{máx}$
100	$19 f_{min}$ (1.3 décadas)	20	$10^{6.7} / f_{máx}$
250	$49 f_{min}$ (1.7 décadas)	50	$10^{6.7} / f_{máx}$
500	$99 f_{min}$ , (2 décadas)	100	$10^{6.7} / f_{máx}$

Tabla 2.6. Ancho de banda, número de tonos y  $Np$  en función de muestras/div.

<sup>11</sup> El tiempo de observación equivale a 10 veces la escala temporal.

Tal y como aparece en la tabla 2.6, en ancho de banda de la señal de excitación oscila entre 1 y 2 décadas, dependiendo del número de muestras/div. El parámetro  $Np$  sólo depende de la frecuencia máxima de la señal multiseno,  $f_{máx}$ .

De los cuatro posibles valores del parámetro muestras/div, son los dos primeros, 50 y 100 muestras/div, los que ofrecen mejores prestaciones en cuanto a tiempo y a precisión se refiere. En efecto, un mayor número de muestras/div. (por ejemplo 250 ó 500), significa un incremento del tiempo invertido en la transmisión de las muestras al ordenador, y una disminución de la precisión debido a que el número de puntos promediados,  $Np$ , disminuye.

Trabajar con 50 muestras/div. tiene el inconveniente de que el tiempo de observación coincide de forma exacta con el período de la señal útil (para un multiseno de 10 tonos), y una pequeña deriva del generador de funciones puede provocar que no se capturen todos los puntos correspondientes a un período. Por este motivo es conveniente trabajar siempre con un tiempo de observación mayor que un período de señal útil.

En la práctica se ha seleccionado el valor de 100 muestras/div., pudiendo de esta forma trabajar con señales multiseno de hasta 20 tonos distribuidos en 1.3 décadas.

En cuanto a la amplitud y número de tonos a emplear<sup>12</sup>, dependerá del máximo error que se desee cometer en el proceso de medida, así como de la resolución espectral deseada.

Respecto al error de medida, debemos tener en cuenta los diversos factores que influyen en él: "leakage" de largo rango y ruido aleatorio. Respecto al "leakage" de corto rango y el ruido de conmutación, su efecto se puede considerar despreciable tal y como se vió en los apartados 2.5.3.2 y 2.5.3.3 respectivamente.

El error de "leakage" de largo rango depende básicamente de la deriva de frecuencia del generador de funciones y del número de armónicos. Asumiendo que el valor estimado de la deriva del generador de funciones utilizado es de 0.01%, el error que ello representa, en módulo y fase, no aumenta significativamente en los primeros 20 tonos (ver figura 2.57): el incremento del error por tono es menor del 0.01% para el módulo, y menor de 0.01 grados para la fase. Teniendo en cuenta esto último, se puede descartar el "leakage" de largo rango como parámetro limitador del número de tonos.

De cara a reducir el error generado por el ruido, interesa que los tonos que intervienen en la señal multiseno posean la máxima amplitud posible. Por otra parte, para aumentar la resolución espectral interesa que el número de tonos sea el mayor posible.

El límite superior de amplitud vendrá impuesto por el valor de  $THD$  (ver 2.3.2.2) que permita considerar un comportamiento lineal de la planta (criterio de pequeña señal). En la figura 2.73 aparece representada la amplitud por tono en función del número de tonos que intervienen en la señal multiseno, para obtener una amplitud máxima de pico de 1.2 V (el 10% de la tensión nominal de entrada del convertidor *Buck*). Tal y como se puede observar en dicha figura, la amplitud disminuye al aumentar el número de tonos, esta disminución es menor cuando se minimiza el  $CF$  con alguno de los métodos expuestos en el apartado 2.5.2.

Utilizar métodos de optimización del  $CF$ , en señales multiseno, permite reducir el error, debido a que se puede aumentar la amplitud de cada tono con respecto a nivel que tendría en la señal sin optimizar, consiguiendo con ello una mejora de la relación  $S/N$  y por lo tanto un menor error en la medida. En la figura 2.71 aparece el incremento de relación  $S/N$  que se obtiene, utilizando métodos de corrección del  $CF$ , con respecto al multiseno sin optimizar. El incremento de  $S/N$  está calculado a partir de los resultados presentados en la figura 2.73.

<sup>12</sup> El límite del número de tonos viene dado, en última instancia, por las restricciones de ancho de banda asociadas a cada uno de los posibles valores del parámetro muestras/div.

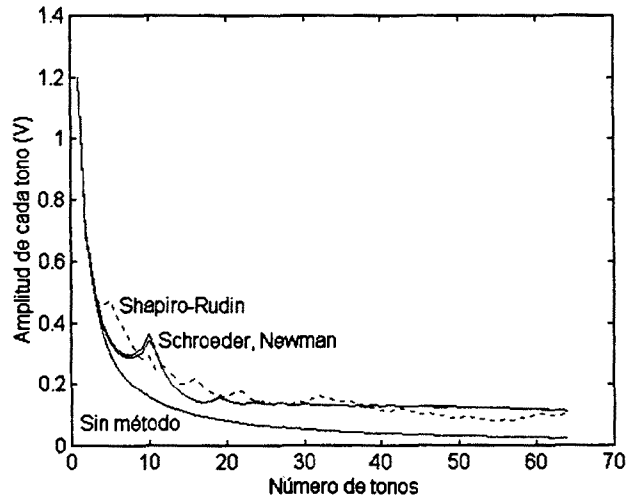


Figura 2.73. Amplitud por tono en función del número de tonos de la señal multisenso.

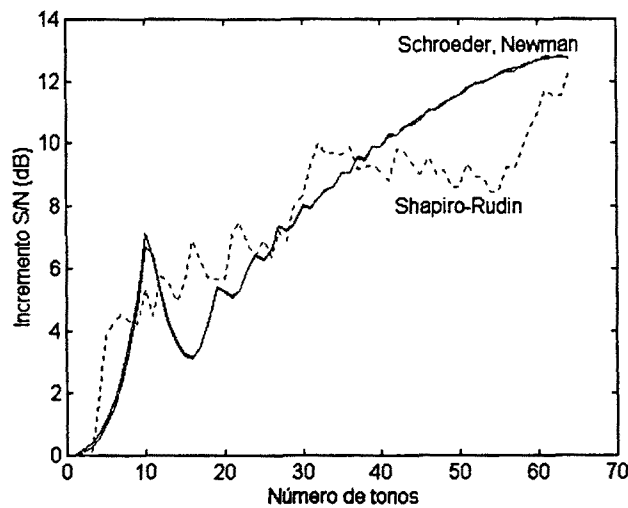


Figura 2.74. Mejora de  $S/N$  para los distintos métodos de optimización del CF.

La mejora de  $S/N$  permite reducir el error de medida introducido por el ruido aleatorio.

En la figura 2.75 aparece representado el error máximo, obtenido mediante simulación, al evaluar el módulo de la respuesta frecuencial  $V_o/V_g$  del convertidor *Buck* teniendo en cuenta la potencia de ruido aleatorio,  $N$ , presente a la entrada y salida del convertidor. En esta figura se observa como el error aumenta proporcionalmente con el número de tonos cuando no se utiliza ningún método de corrección del CF. Utilizar métodos de corrección del CF permite disminuir el error, de forma que, a partir de 20 tonos este error crece lentamente. Cabe destacar que el error de módulo presenta un mínimo local para un número de tonos igual a 10.

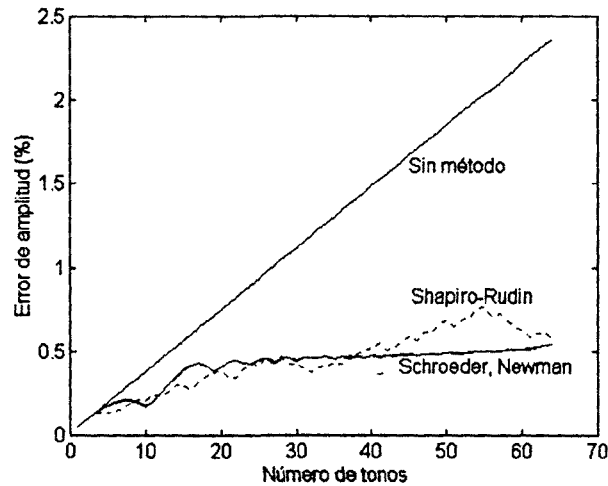


Figura 2.75. Error máximo en la medida de la respuesta en frecuencia Salida/Entrada del convertidor Buck.

Teniendo en cuenta lo expuesto en este apartado, se puede considerar, que las características que definen el funcionamiento óptimo del equipo de medida son:

- Las frecuencias de los tonos deben seguir una progresión aritmética de razón unidad.
- 100 muestras/div.
- Número de máximo de tonos igual a 20 (con *CF* minimizado), siendo 10 tonos un valor idóneo ya que proporciona un mínimo local en la función error. Los tonos estarán repartidos en un margen de 1.3 décadas, por lo que será necesario repetir el test un número de veces igual a las décadas que se desea abarcar en la medición de la respuesta en frecuencia.
- La escala temporal debe permitir capturar entre 1 y 2 periodos de señal útil.
- La amplitud de la señal multisenos debe cumplir el criterio de pequeña señal.

El error total de módulo que se obtiene con estas características, teniendo en cuenta las diferentes fuentes de error, es como máximo de:

$$\varepsilon_{m\ total} = \sqrt{\varepsilon_{m\ ruido\ aleatorio}^2 + \varepsilon_{m\ ruido\ conmutación}^2 + \varepsilon_{m\ leakage}^2} = \sqrt{0.45^2 + 0.07^2 + 0.2^2} \approx 0.5\% \quad (2.145)$$

Si se desea aumentar la resolución espectral se deberá trabajar con un valor mayor de muestras/div., con lo que ello representa de incremento de tiempo y error de medida.

## CAPÍTULO TERCERO

# SISTEMAS DE MEDIDA BASADOS EN INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL

En el capítulo dos hemos presentado cuatro métodos de medida para obtener funciones de transferencia de un modo automatizado. Esos métodos precisan una serie de instrumentos para la adquisición y generación de señales, y un grupo de subprogramas que interaccionan en función de las órdenes recibidas desde el panel frontal. Esta agrupación de instrumentos físicos y subprogramas van a constituir los instrumentos virtuales que vamos a analizar en este capítulo.

Previamente se evaluarán las diferentes herramientas *software&hardware* disponibles, con el objetivo de elegir el equipamiento y el programa de control idóneos que implementen los diferentes métodos de medida.

### 3.1 HERRAMIENTAS PARA EL DISEÑO DE SISTEMAS DE MEDIDA AUTOMATIZADOS

#### 3.1.1. INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL

Cuando se habla de instrumentos de medida es normal pensar en una carcasa rígida en la que destaca su panel frontal lleno de botones, leds y demás tipos de controles y visualizadores. En la cara oculta del panel están los contactos de estos controles que los unen físicamente con la circuitería interna. Esta circuitería interna se compone de circuitos integrados y otros elementos que procesan las señales de entrada en función del estado de los controles, devolviendo el resultado a los correspondientes visualizadores del panel frontal.

Un instrumento virtual es un módulo software que simula cada una de las partes descritas anteriormente apoyándose en elementos hardware accesibles por el ordenador (tarjetas de adquisición, tarjetas *DSP*, instrumentos accesibles vía *GPIB*, *VXI*, *RS-232*, ...). Cuando se ejecuta un programa que funciona como instrumento virtual (*VI*, virtual instrument) el usuario ve en la pantalla de su ordenador un panel cuya función es idéntica a la de un instrumento físico, facilitando la visualización y el control del aparato. A partir de los datos reflejados en el panel frontal, el *VI* debe actuar recogiendo o generando señales, como lo haría su homólogo físico. La denominación de virtual es debida a que físicamente no existen, son un programa que gestiona algunas de las prestaciones de los instrumentos físicos existentes.

La generación de un sistema automático de medida basado en *VI* debe permitir al usuario:

- Definir el procedimiento de tests
- Seleccionar los instrumentos involucrados
- Supervisar la ejecución del test
- Proporcionar los valores iniciales
- Analizar los resultados mediante un interfaz de usuario amigable

Para conseguir todas estas prestaciones y disponer al mismo tiempo de un diseño altamente configurable, de larga vida, y en tiempo real, el método más apropiado será la programación orientada a objeto (OOP)[RUSSO90], donde datos y procedimientos se hallan representados en una estructura llamada objeto, accediendo a los datos únicamente a través de los procedimientos contenidos en el objeto [KRAEM89] [TYMER92].

La OOP construye una colección de objetos reutilizables que representan a instrumentos físicos [DAPON92] (Figura 3.1), procedimientos de test, actividades de procesamiento de datos y elementos de interfaz gráfico, pudiéndose construir nuevas clases de objetos a partir de los ya existentes. De este modo el control de un generador de funciones a través del bus paralelo IEEE-488 (GPIB) ha de ofrecer un interfaz gráfico (GUI: Grafical User Interface) que simule el panel frontal del generador. Esto significa, que desde la pantalla del ordenador debe controlarse el generador mediante el ratón, de una manera similar a como se haría manualmente.

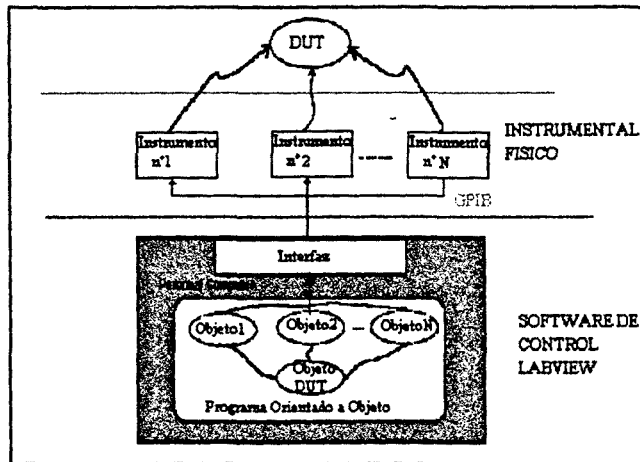


Figura 3.1. Estructura de un sistema de Instrumentación Virtual. Instrumentos físicos interconectados vía GPIB a los objetos software

Las diferentes funciones de los instrumentos de laboratorio accesibles vía GPIB [FERRE90] [MURAV93] [MASTA92] se pueden gestionar mediante el software de control de instrumentación, construyendo programas de manejo, programas que llamaremos *driver* a los que se añaden librerías propias del paquete de software, realizando de este modo diferentes instrumentos virtuales. La tabla 3.1 resume comparativamente las principales diferencias entre instrumentación tradicional y virtual.

INSTRUMENTO TRADICIONAL	INSTRUMENTO VIRTUAL
Definido por el fabricante	Definido por el usuario
Funciones específicas y conectividad limitada	Orientados a la aplicación con conectividad a redes
Prestaciones condicionadas al Hardware	Prestaciones condicionadas a Hardware & Software
Costo elevado	Reutilizable, bajo costo
Funcionalidad cerrada	Funcionalidad abierta
Tecnología de cambio lento (5-10 años)	Tecnología de cambio rápido (1-2 años)

Tabla 3.1 Comparativa instrumentación tradicional & virtual

### 3.1.2 SISTEMA DE MEDIDA AUTOMATIZADO

La figura 3.2 muestra el sistema automatizado de medida propuesto para la obtención de las distintas funciones de transferencia, basado en dos grupos de instrumentos: los de excitación y los de adquisición; todos ellos interconectados mediante el standard IEEE-488 al ordenador personal, que gestiona el sistema de medida. Los objetos físicos (instrumentos, control de bus, procedimiento de test, etc.) están representados por su objeto software asociado, que comunica los requisitos del procedimiento de test con el equipamiento hardware existente [ARPAI96].

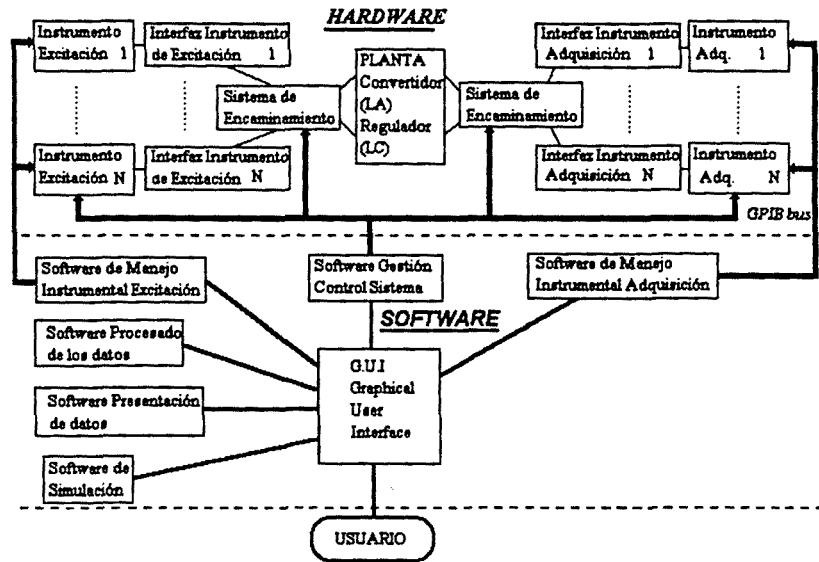


Figura 3.2 Arquitectura del sistema de medida automatizado. Aplicación de Objetos en Tiempo Real (RTO)

Los bloques Software más relevantes son:

- Manejo Instrumental Excitación (*driver*). En la figura 3.3 presentamos el diagrama de interconexión que nos va a permitir el control del instrumental de excitación. Reservado el nombre de instrumentación virtual al conjunto de objetos físicos (equipamiento controlable mediante ordenador personal), y de objetos software que nos permiten diseñar nuestra aplicación de test y medida. Hablaremos de instrumentación abstracta como el conjunto de órdenes lógicas que gestionan los diferentes parámetros del instrumento de medida.

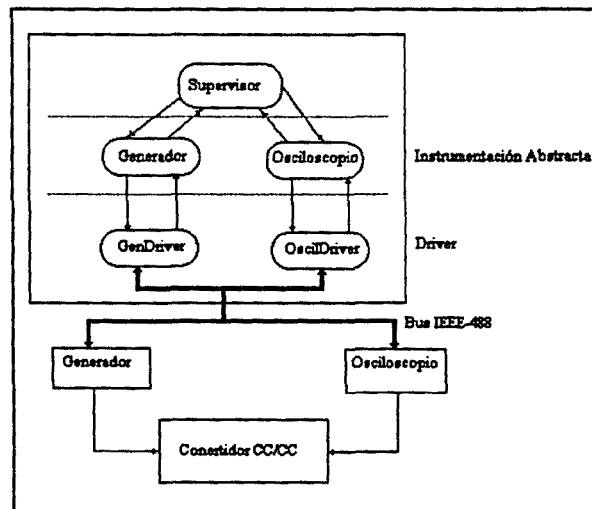


Figura 3.3 Diagrama de objetos software. Instrumentación Abstracta&Driver

El objeto supervisor (figura 3.3) es insensible a las características individuales de los instrumentos; el generador trabaja en términos de órdenes lógicas como un generador abstracto. Los *objetos driver* son los encargados de convertir las órdenes generadas por los generadores abstractos en mensajes RTO (Real Time Objects), que fluyen a través del bus de acuerdo con el protocolo de comunicación.

- Manejo Instrumental Adquisición. Idéntico al apartado anterior pero para instrumental de adquisición.



- **Procesado de datos.** Es el objeto encargado de procesar los datos que el instrumental de adquisición nos proporciona. Cada uno de los métodos de medida empleados para la caracterización de los convertidores CC/CC, emplea objetos software de procesado diferentes.
- **Presentación de datos.** Todos los objetos deben interactuar con el usuario, como mínimo en la inicialización y presentación de resultados.
- **Control del Sistema.** Es el objeto software supervisor del sistema, que elige el procedimiento de test, y controla las acciones a realizar sobre el instrumental que se derivan de él.
- **Simulación.** Objeto software encargado de la simulación numérica de las características a medir en base a la técnica de modelado propuesta en el capítulo dos. Permite una estimación previa de los resultados esperados.

**3.1.2.1 Instrumentación GPIB disponible**

La instrumentación programable ha sido y es, probablemente, la solución más potente, flexible y económica para la realización de sistemas de medida automática. La aparición de la norma de interconexión y comunicación IEEE-488.1 hizo posible que la gran mayoría de instrumental de laboratorio pudiese estar incorporada al sistema de medida, independientemente del fabricante y de la aplicación. Esta norma, también conocida como GPIB (General Purpose Interface Bus), proporciona un alto grado de flexibilidad que permite satisfacer las exigencias de la práctica totalidad de sistemas de instrumentación. [MANUE96-2]

Para realizar nuestro sistema automático de medida dispondremos del instrumental controlable vía GPIB y VXI de la tabla 3.2 cuyas características definirán las limitaciones del rango de medida.

Generador de Funciones		Fuente de Alimentación	
Hameg 8130	IEEE 488.1	Hewlett Packard HP 6654A	IEEE 488.2
Hewlett Packard HP 3314A	IEEE 488.1	Hewlett Packard HP 6812A	IEEE 488.2
Hewlett Packard HP 33120A	IEEE 488.2	Amrel PPS-2322	IEEE 488.1
Multímetro Digital		Osciloscopio Digital	
Hewlett Packard 34401A	IEEE 488.2	Hewlett Packard 54600A	IEEE 488.2
		Tektronix TDS 520A	IEEE 488.1
Carga Activa		Equipamiento VXI	
Kikusui PLZ 150W	IEEE 488.1	Mainframe VXI-100 National Instruments	
DPO 2212A	IEEE 488.1	I/O VX 4801 Tektronix	
		Relay VX 4353 Tektronix	
Ordenador		Tarjetas adquisición y control	
PC compatible 486,33 Mhz, 8M RAM		GPIB IEEE 488.2 PC/IIA National Instruments	
		Adquisición Lab PC+ National Instruments	
		MXI VXI-AT2000 National Instruments	

Tabla 3.2. Instrumental disponible controlable vía PC para construir el sistema automatizado de medidas

3.1.2.2 Programas para el control de instrumentación. Análisis comparativo

Para poder realizar los diferentes instrumentos virtuales que implementen los métodos de medida presentados en el apartado 2.3.1, y tras conocer la instrumentación controlable GPIB de que disponemos, se hace necesaria la elección de un software para el control de dicha instrumentación.

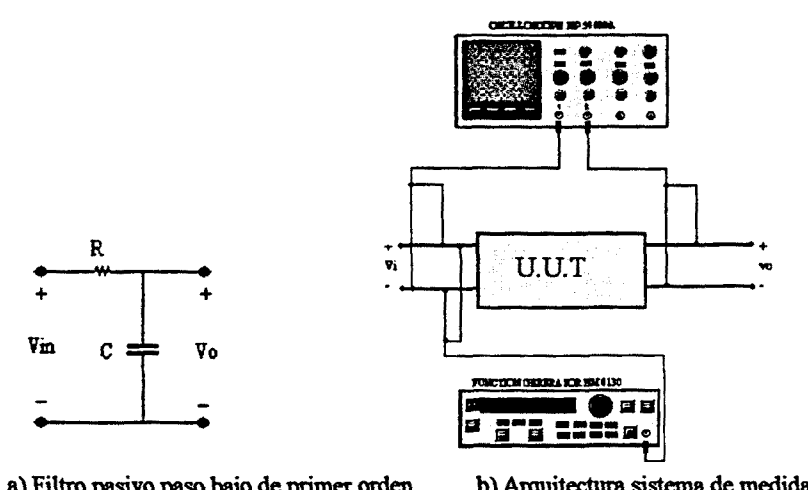
Para configurar el sistema de instrumentación automatizado necesitaremos algunos de los siguientes programas: El sistema operativo DOS 6.0 y Microsoft Windows 3.1, sobre los que instalamos los paquetes de programación gráfica para el control de instrumentación Labview versión 3.1, HP-VEE o Visual Designer. Otras alternativas posibles de las que se dispone son los programas orientados a comandos como Labwindows/CVI e ITGII de HP; o los compiladores de propósito general como Borland C++, WatcomC 10, Visual C, VisualBasic, etc.

El software de control gestiona los procedimientos de medida y procesa los datos procedentes de los diferentes instrumentos conectados al bus GPIB, presentando los resultados obtenidos de las diferentes características del convertidor. La mayoría de controladores GPIB soportan lenguajes de programación de alto nivel ( Basic, Pascal, C ) que incorporan en su repertorio de comandos, los necesarios para el control del bus.

La elección del software de control se realiza tras una comparativa entre tres programas, uno orientado a comandos Labwindows/CVI, y otros dos de tipo gráfico Labview y HP-VEE. No consideramos los lenguajes de programación de propósito general, pues son aplicaciones hechas a medida que requieren un elevado tiempo de programación, poco flexibles y de difícil depuración de errores [MURAV93].

Dicha elección se hará en base a diferentes criterios (tabla 3.3), siendo la rapidez en la ejecución de los procesos de medida y la interacción amigable entre usuario-proceso de medida los criterios más relevantes en el momento de tomar la decisión final.

Para realizar la comparativa entre los diferentes software de control hemos desarrollado una aplicación consistente en un instrumento virtual para la obtención de la función de transferencia módulo-fase de un filtro pasivo paso bajo RC de primer orden (figura 3.4). Los valores nominales de los componentes del filtro son  $R = 2K\Omega$   $C = 100nF$ , y medidos con el puente LRC HP4263A obtenemos una capacidad de 101,28nF y una resistencia de 1.987 $\Omega$ .



a) Filtro pasivo paso bajo de primer orden      b) Arquitectura sistema de medida  
 Figura 3.4. Obtención función automatizada función transferencia filtro RC

La Función de Transferencia del filtro RC será:

$$H(s) = \frac{1}{1 + 201,24 \cdot 10^{-6} s} \tag{3.1}$$

Las condiciones del test de medida son las siguientes:

- N° puntos de adquisición del osciloscopio: 1000
- Barrido de frecuencias: De 100 Hz - 10 kHz con 20 puntos por década
- Amplitud de la señal sinusoidal de entrada: 5 voltios de pico a pico
- Método de medida empleado. Transformada discreta de Fourier con una excitación uniseno.

Hemos de resaltar que LabWindows/CVI no presenta dentro de su librería de análisis la función que permita realizar la DFT. Debido a que los otros softwares con los que se va a llevar a cabo la comparativa (tabla 3.3) emplean dicho método de análisis, hemos creado un programa para la obtención de la DFT en código C, programa que posteriormente se ha añadido a la librería de LabWindows (esto va a repercutir en el tiempo de ejecución de la aplicación).

Los dos tiempos que vamos a medir durante la ejecución de la aplicación para los tres entornos de programación son: el tiempo de procesado, que no es más que el tiempo total que se emplea en obtener el módulo y la fase de la función de transferencia para cada una de las frecuencias, y el tiempo de adquisición empleado por el osciloscopio en obtener las señales de entrada y salida del filtro para cada una de las frecuencias de análisis .

Vamos a calcular el error cuadrático medio en módulo y fase de los resultados experimentales obtenidos mediante la DFT, con respecto a la simulación de la planta en Matlab (figura 3.5).

$$\sum_{i=0}^{n-1} (\text{valor\_simulado}(i) - \text{valor\_medido}(i))^2 / n \tag{3.2}$$

donde:  $i$ =Índice del array ;  $n$ =Número de elementos

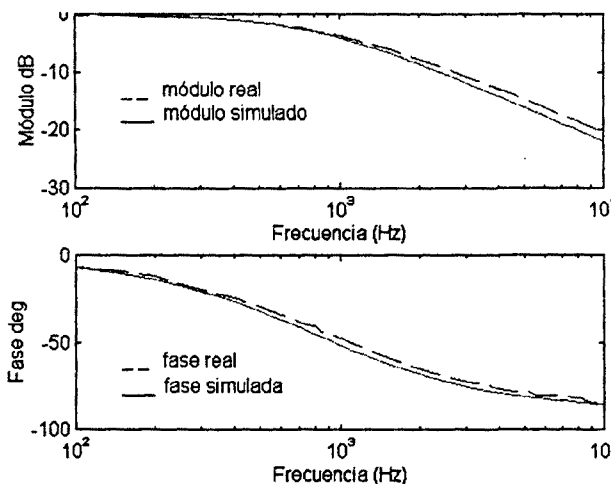


Figura 3.5. Comparativa medidas Labwindows/CVI y simulación MATLAB

<u>Software</u> <u>Índices</u> <u>Comparación</u>	LabWindows/CVI	Labview	HP-VEE
<u>Tiempo</u> <u>Ejecución</u>	Tiempo de bus: 109,03 sg Tiempo procesado: 131,4 sg TOTAL: 240sg	Tiempo bus 112,37 sg Tiempo procesado 12,36 sg TOTAL: 125sg	Tiempo bus: 101 sg Tiempo procesado: 70 sg TOTAL: 171sg
<u>Error Cuadrático</u> <u>medio</u>	De módulo 0,0317 De fase 0,3530	De módulo 0,0185 De fase 0,3171	De módulo 0,0035 De fase 0,2422
<u>Tamaño</u> <u>Aplicación</u>	Fichero .prj 3.080 bytes Fichero .uir 20.838 bytes Fichero .c 12.333 bytes Fichero .h 2.815 bytes TOTAL : 39.066 bytes	Fichero .VI 375.381 bytes	Fichero .vee 92.070 bytes
<u>Tipo</u> <u>Programación</u>	Comandos C	Gráfica	Gráfica
<u>Programas .EXE</u>	Si	Si	No
<u>Ampliación</u> <u>librerías externas</u>	ANSI C	CIN's (Code Interface Node) WATCOM	HP-BASIC
<u>Librería</u> <u>de</u> <u>procesado</u>	Amplia	Amplia	Limitada

Tabla 3.3. Tabla comparativa Labview,Labwindows/CVI y HP-VEE

❶ Tiempo de ejecución: Labview es el más rápido

❷ Error cuadrático medio: Los tres lenguajes presentan un error muy pequeño

❸ Tamaño aplicación: Un aumento del tamaño del programa en LabWindows/CVI implica añadir más comandos en C (código fuente fichero .c) que ocupan pocos bytes. Por el contrario el resto de programas construidos con instrucciones gráficas generan ficheros de longitudes muy elevadas. De esta forma, cuanto más compleja sea la aplicación a desarrollar mayor será la diferencia que va a existir entre los dos entornos.

❹ Tipo de programación: La programación en Labview es muy intuitiva y fácil de aprender. Sin embargo, si los programadores de LabView necesitan incorporar librerías externas al programa, deberán realizar bastantes más operaciones que las que se necesitan en LabWindows/CVI. A través de estas operaciones, se crean los llamados Code Interface Node's (CIN), programas en C que han de ser compilados en WATCOM, compilador de 32 bits con el que están compiladas todas las librerías internas de LabView.

❺ Aplicaciones Ejecutables Solo Labview y Labwindows/CVI permiten la realización de programas .EXE. Es decir podemos tener un icono para ejecutar la aplicación desde windows con un clic del ratón, sin necesidad de disponer del entorno de programación Labview o Labwindows/CVI

❻ Librería de procesado: Las librerías del HP-VEE ofrecen menos recursos que las de Labview y Labwindows/CVI

❼ Gestión efectiva de las medidas en tiempo real : LabView tiene en todo momento comunicado su código fuente ( programación gráfica ) con los displays que visualizan los datos, ya que, al generar cualquier display, automáticamente se crea su variable de control. En todo momento se podrán realizar modificaciones sobre cualquiera de los displays y estos datos los captará la variable asignada a él. Además, los displays de representación de gráficas son altamente flexibles desde la ejecución del

programa, como puede ser el cambio de las escalas, posición de cursores, etc..., que nos permitirán representar las gráficas dentro de los márgenes de interés. Por el contrario, LabWindows/CVI presenta un mayor inconveniente en este aspecto ya que el programa fuente (fichero.c) se encuentra separado del programa de interfaz y no permite modificaciones en las representaciones gráficas a no ser que se le introduzca en el código fuente.

Tras analizar la información de la tabla 3.3 elegimos el software Labview, ya que el único inconveniente que presenta es el elevado tamaño en bytes de la aplicación [HUNT92], circunstancia que, en nuestro caso, no constituye ninguna limitación dada la memoria disponible en el ordenador utilizado. Es el lenguaje que presenta una velocidad de proceso mayor unido a una facilidad en tiempo de aprendizaje y un buen interfaz con el usuario (Graphical User Interface). Además las posibilidades de intercambio de información mediante DDE (*dynamic data exchange*) con Matlab nos va a permitir el desarrollo de instrumentos virtuales con todos los recursos de Labview&Matlab.

### 3.1.2.3 Características generales del entorno programación Labview (Laboratoy Virtual Instrument Engineering Workbench)

Una vez elegido el entorno de programación Labview, veamos algunas características generales de su modo de trabajo. En Labview cuando se crea un VI (Virtual Instrument) dispondremos de dos ventanas: una en la que se implementará el panel frontal (figura 3.6a) y otra que soportará el nivel de programación (figura 3.6 b). Para la creación del panel frontal dispondremos de una librería de controles e indicadores de todo tipo y la posibilidad de crear más diseñados por el propio usuario.

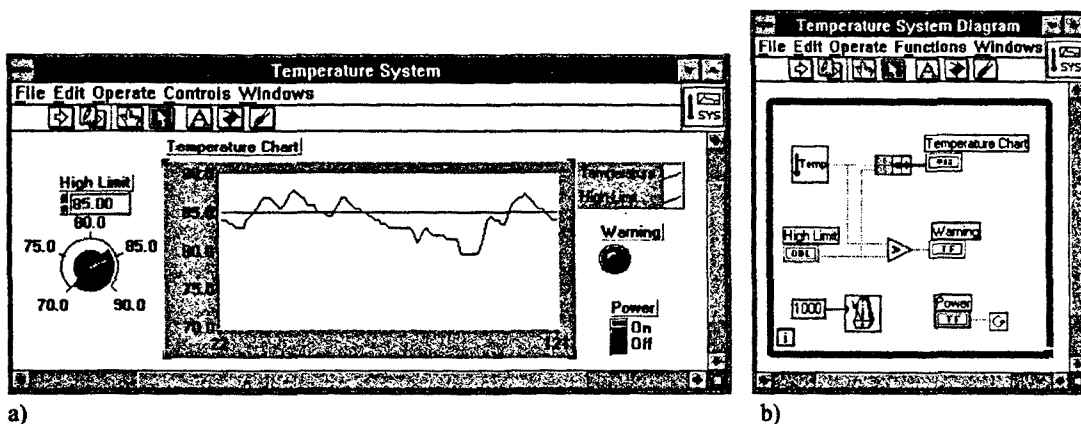


Figura 3.6 a) Panel frontal de un Instrumento Virtual que visualiza la medida de una temperatura  
 b) Diagrama de bloques de un Instrumento Virtual. Nivel de programación

Cuando un control es incorporado desde la librería en el panel frontal, se crea una variable cuyos valores vendrán determinados por lo que el usuario ajuste desde el panel e inmediatamente aparece un terminal en la ventana de programación representándolo. El nivel de programación del VI consistirá en conectar estos terminales a bloques funcionales (p.ej. un comparador), hasta obtener un resultado que deseemos visualizar, por ejemplo un led de alarma. Los bloques funcionales son iconos con entradas y salidas que se conectan entre sí mediante cables ficticios por donde fluyen los datos, constituyendo el nivel de programación del VI. La programación gráfica permite diseñar un VI vertiendo las ideas directamente a un diagrama de bloques.

Por otra parte los entornos gráficos como Labview consumen muchos recursos de memoria con las diferentes estructuras de código (iconos). Algunas sugerencias, que las numerosas horas de programación han permitido constatar como herramientas útiles para la optimización del desarrollo de la aplicación de test y medida , son las siguientes:

- Limitar longitud de los "cables"

Al limitar la longitud del "cable" de conexión se limita tamaño código asociado (figura 3.7)

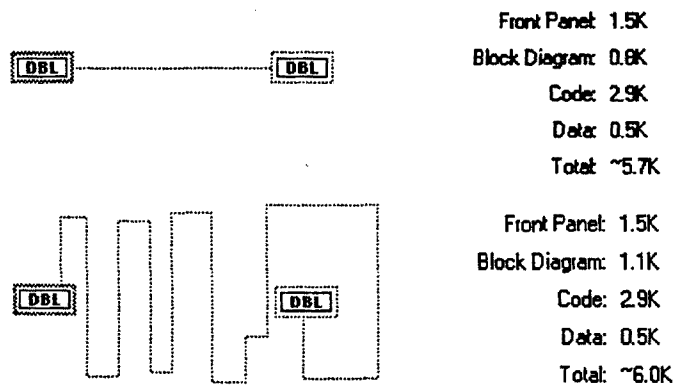


Figura 3.7. Dos posibles interconexiones

- Empleo de bucles.

Ya que la mayoría de programas son cíclicos, para empezar a programar es mejor hacerlo siempre sobre una estructura iterativa *While Loop* (Fig.3.8).

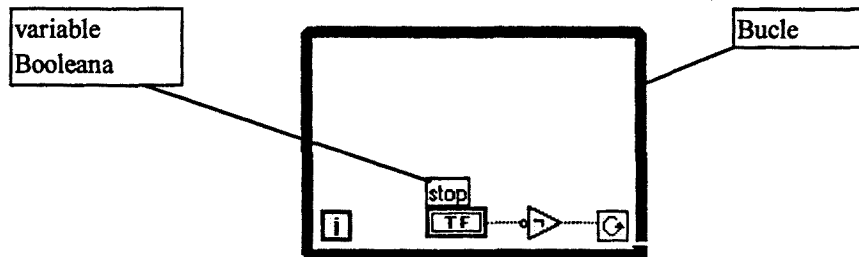


Figura 3.8. Estructura *While Loop*, conectar una variable booleana botón STOP

- Conocimiento de las funciones que ocupan más memoria.

Empleo de la opción *Get Info* para conocer el tamaño en bytes que ocupa un subprograma compuesto por varias funciones, eligiendo aquella versión del subprograma que ocupa menos memoria.

Limitar los recursos gráficos de decoración a los disponibles en la librería correspondiente de Labview, permitiendo de este modo economizar recursos de memoria.

- Utilización del tipo de dato adecuado
- Empleo de Sub VI
- Uso de variables globales y locales

### 3.1.3 ALGORITMOS Y HERRAMIENTAS PARA LA CONSECUCIÓN DE LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

En el método (apartado 2.5) de excitación mediante multiseno y procesado empleando DFT, emplearemos los recursos que ofrece la librería de procesado de Labview. Aunque existen otras posibilidades de realización de la DFT, en este apartado vamos a presentar dos opciones: una a partir de algoritmos realizados en lenguaje C y otra empleando osciloscopios digitales que incorporan la opción FFT.

#### 3.1.3.1 Algoritmos para la computerización de la DFT&FFT

El cálculo de la DFT de N puntos de una secuencia de muestras requiere un elevado número de sumas y productos. Con el objeto de minimizar el tiempo de procesado de los datos, una serie de eficientes algoritmos para el análisis de una DFT de N puntos han sido desarrollados bajo el nombre de Transformada rápida de Fourier (FFT). Estos algoritmos se basan en el principio de descomponer el cálculo de la DFT de una secuencia de longitud N en sucesivas DFT de tamaño menor. Según como se realice esta división tenemos dos tipos de algoritmos: "decimation-in-time" donde se divide la secuencia  $x[n]$  en dos y "decimation-in-frequency" donde los coeficientes  $X[k]$  se descomponen en dos. Todos ellos presentan una considerable mejora en tiempo de ejecución (ecuación 3.3), siendo la decimación en frecuencia el método natural para calcular las anti-transformadas y el decimación en tiempo para el cálculo de las transformadas [SOREN87].

$$FFT \text{ execution time} = \frac{DFT \text{ execution time}}{(\log_2 N)} \quad (3.3)$$

Labview, HP-VEE y LabWindows/CVI incorporan una librería de análisis en la que podemos encontrar herramientas de procesado de señal para realizar la FFT(Fast Fourier Transform). Sin embargo, el código fuente de estas librerías no es accesible al usuario, con lo que no se conoce cual es el algoritmo de implementación que se ha seguido y por consiguiente no se puede realizar ningún tipo de modificación. Por este motivo, se consideró interesante la aportación de nuevas librerías a Labview&LabWindows/CVI.

Los algoritmos que se han implementado para realizar éste tipo de análisis son cinco, dos de DFTs y tres de FFTs; cada algoritmo realiza el procesado de una misma secuencia de puntos 30 veces, pudiéndose comparar los resultados en la tabla 3.4. Los algoritmos para el cálculo de la DFT se basan en la implementación directa de la definición de la DFT, por lo que van a requerir un mínimo de  $N^2$  operaciones para su realización.

	64 puntos	128 puntos	256 puntos	512 puntos
FFT National Instruments Duhamel.Hoffman Split-Radix	0.0	0.165	0.384	0.549
FFT Real [STEAR93]	0.055	0.22	0.328	0.993
FFT Compleja Cooley_Tukey [STEAR93]	0.164	0.38	0.934	2.03
C.Faster FFT[DOBBE95] Radix 2. Alley	0.055	0.22	0.275	0.67
A. DFT [STEAR93]	1.098	4.888	19.389	83.102
B. DFT [FOLEY84]	1.976	8.294	33.77	144.674

Tabla 3.4. Tiempos de ejecución en seg de una señal de N puntos repitiendo el proceso 30 veces. Si es inferior a 55mseg aparece 0.0

Se puede apreciar en la tabla 3.4 que los métodos de procesado para el análisis de una DFT presentan un tiempo de ejecución mucho más elevado que si se emplea una FFT. Para el caso de las DFTs se puede observar que a medida que el número de muestras que componen la señal aumenta, el tiempo de ejecución del procesado aumenta con un factor de 4. En cuanto a las FFTs se aprecia que el método más rápido es el que implementa el algoritmo de Split-Radix [SOREN86] ( FFT\_Labview ) y el más lento el algoritmo de Cooley\_Tukey ( FFT\_Compleja ).

Finalmente realizamos la comparación de los diferentes algoritmos de DFT&FFT sobre la función de transferencia  $V_{ot}/V_{in}$  del convertidor Buck (figura 2.3):

- Barrido frecuencial de 100Hz hasta 10000Hz con una adquisición de 20 puntos por década.
- La adquisición de las señales de entrada y salida desde el osciloscopio con 500 puntos y un promediado de 2 adquisiciones cada vez

Algoritmo	FFT National Instruments	FFT Real	FFT Compleja
Tiempo de Procesado	0.55 sg	0.97 sg	1.87 sg

Algoritmo	Faster FFT	DFT Directa-a	DFT Directa-b
Tiempo de Procesado	0.77 sg	20.84 sg	31.64 sg

Tabla 3.5 Tiempos obtención función de transferencia  $V_{ot}/V_{in}$  de un convertidor Buck

Se ha podido comprobar también que en el proceso de realización de un test de medida en el que se ha de tomar parámetros vía GPIB de algún instrumento, el tiempo de adquisición de los datos es mucho mayor que cualquiera de los métodos de procesado que posteriormente se tengan que llevar a cabo. En nuestro caso 132.81 seg

Finalmente calculamos el error cuadrático medio (tabla 3.6) respecto el modelo simulado de las funciones de transferencia obtenidas mediante DFT y FFT.

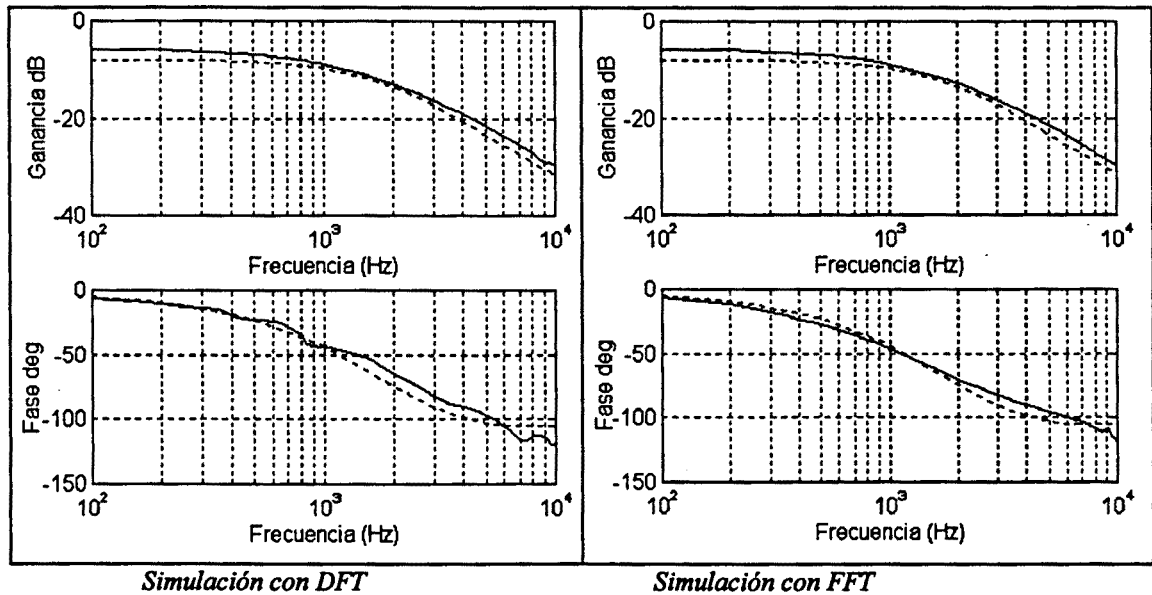


Figura 3.9 Función de transferencia  $V_{o}/V_{in}$  de un convertidor Buck



Los errores cuadráticos medios que se han producido para cada uno de los tipos de procesado son:

	error de fase	error de módulo
DFTs	27.8412	0.0541
FFTs	42.859	0.0546

Tabla 3.6 Errores cuadráticos medios de módulo y fase correspondientes a la figura 3.9

El algoritmo de DFT utilizado será el *Split-Radix*, cuando el número de muestras es múltiplo de dos, y el *Chirp-Z* en caso contrario. De este modo tendremos las ventajas de precisión (DFT) y rapidez (FFT) en una herramienta (FFT Complex que ofrece Labview en la librería de análisis).

### 3.1.3.2 Módulos de medida para cálculo de la FFT

Los módulos de medida incorporados a los osciloscopios digitales nos proporcionan la FFT de la señal adquirida sin necesidad de ninguna librería de procesado. Son una alternativa al empleo de los algoritmos de procesado de Labview.

HP54657A *Measurement/Storage Module* proporciona capacidades adicionales de medida y almacenamiento a los osciloscopios de la serie HP54600, entre ellas funciones matemáticas como multiplicación, derivación, integración y FFT (Fast Fourier Transform). El osciloscopio digital TDS 520A, con la opción 2F (*Advanced DSP Math*), viene provisto de un procesador digital de señales que le permite realizar cálculos complejos, como integrales, derivadas, y transformadas rápidas de Fourier (FFT). La FFT expande las posibilidades del osciloscopio al dominio de la frecuencia; al ser seleccionada esta función, la escala horizontal pasa de tiempo a Hz, y la vertical de voltios a dBV.

#### Cálculo de la FFT en el Tektronix TDS-520A

El punto de partida para la deducción matemática de la FFT es la ecuación estándar de la transformada discreta de (DFT):

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \quad \text{para } k=0, \dots, N-1 \tag{3.4}$$

siendo  $X[k]$  el punto k del registro de la FFT en la frecuencia  
 $x[n]$  el punto n del registro de la FFT en el tiempo<sup>13</sup>  
 $N$  la longitud del registro de la FFT en la frecuencia<sup>14</sup>

En el osciloscopio, tanto las longitudes de registro como las velocidades de muestreo, son productos de potencias de 2 y 5. Esto significa que los bloques de datos son divisibles por 2 y 5, y que los incrementos de frecuencia ( $\Delta f$ ) son números enteros.

Si se calcula la DFT como se expresa en la ecuación 3.4, se ejecutan muchos cálculos redundantes. El osciloscopio se ahorra estos cálculos, descomponiendo la ecuación en la llamada *FFT de Raíces Mixtas*, un número entero de DFT de 5 puntos y de DFT de 2 puntos.

<sup>13</sup> Porción del registro de la señal en el tiempo (registro completo de la señal adquirida) que será procesada para obtener la FFT

<sup>14</sup> Es la FFT de la señal original, obtenida a partir del registro de la FFT en el tiempo. La distancia entre dos puntos consecutivos es la velocidad de muestreo  
 resolución en frecuencia  $\Delta f = \frac{\text{velocidad de muestreo}}{\text{longitud del registro de la FFT en el tiempo}}$

**Cálculo de la FFT con el módulo HP54657A**

La longitud del registro de la FFT esta fijado siempre a 1024 puntos, y cuando el *frequency Span* (ancho de espectro que se ve en pantalla) está al máximo se pueden visualizar los 1024 puntos. Activando la función *Find Peaks* del menú de los cursores de la FFT tenemos el valor en frecuencia y magnitud de los dos picos más grandes del espectro de señal (no tiene en cuenta el valor DC). Si el nivel de la señal que queremos medir vía GPIB es de valor inferior al ruido, podemos no obtener su componente frecuencial por no ser ninguno de los dos mayores.

Otro problema que presenta el módulo es la necesidad de colocar un retardo antes de efectuar las medidas. Pues el osciloscopio tarda un tiempo en mostrar en pantalla la FFT tras haberle indicado los niveles de referencia. De este modo, si no establecemos el retardo y realizamos la medida antes de que el espectro éste en pantalla, la medida será errónea (las medidas dan valores que tienden a  $\infty$ ).

**Conclusiones**

Vistas las características de ambos módulos, para el procesado digital hemos descartado el módulo HP54657A pues presenta muchas limitaciones entre ellas medir tan sólo los dos picos de mayor amplitud y una longitud de registro de 1024 ante los 10000 del TDS. El empleo de las librerías de procesado del software de control permite prescindir de este bloque, que sólo tendría interés para medidas en modo local nunca en un sistema de medida automatizada.

La opción 2F (Advanced DSP Math) del TDS 520A ha sido empleada para la caracterización de convertidores CC/CC, aunque presentan una velocidad de cálculo mucho mayor que los algoritmos de procesado del software de control (Labview). El osciloscopio tan sólo permite emplear tres registros para guardar el resultado de la FFT, y debemos guardar para cada barrido el módulo y fase de dos canales, necesitamos por tanto cuatro registros. Luego el programa de control debe inicializar dos registros en cada barrido, provocando un incremento de tiempo respecto el procesado con Labview . En tabla 3.7 se comparan los tiempos de caracterización de la función de transferencia del filtro de audio figura 3.10.

Multitono de diez. Opción 2F TDS520	83,3 segundos
Unitono . Opción 2F TDS 520	6,22 minutos
Multitono de diez. FFT Labview	27,3 segundos

Tabla 3.7. Comparativa duración test caracterización filtro audio

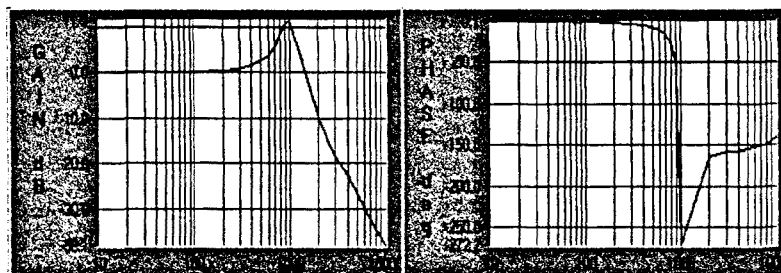


Figura.3.10 caracterización de un filtro de audio para woffer (graves) realizando el procesado mediante el osciloscopio de Tektronix, TDS 520A-2F y utilizando como señal de excitación un multitono de diez frecuencias.

El tiempo invertido en el test depende en buena medida del margen de frecuencias que componen la banda de análisis. La frecuencia de muestreo del osciloscopio está en función directa del escalado temporal y por tanto a medida que bajamos la frecuencia inicial del barrido, el osciloscopio necesita más tiempo para visualizar la señal deseada y de este modo se incrementa el tiempo de análisis. En la tabla 3.8 podemos ver los tiempos de análisis para las diferentes décadas empleando algoritmo de FFT del Labview con una señal de excitación.

- Forma de onda sinusoidal.
- Señal multi frecuencia (SMF) compuesta por 10 tonos.
- Razón unidad en la progresión aritmética a partir de la cual se ha obtenido el SMF.
- SMF con factor de cresta no optimizado.

Frecuencia inicial test	Frecuencia final test	Tiempo Barrido
0,1 Hz.	1 Hz.	6,82 minutos.
1 Hz.	10 Hz.	21,78 segundos.
10 Hz.	100 Hz.	11,9 segundos.
100 Hz.	1kHz.	8,6 segundos.
1 kHz.	10 kHz.	6,84 segundos.
10 kHz.	100 kHz.	5,63 segundos.
100 kHz.	1 MHz.	4,75 segundos.

Tabla 3.8 Comparativa del tiempo de barrido por década

La opción de procesado de señal mediante el módulo del osciloscopio TDS 520A de Tektronix resulta eficiente cuando la relación S/N es superior a los 50 dB en caso contrario, la imposibilidad de realizar un escalado vertical vía bus GPIB sobre la FFT generada por el osciloscopio, hace que la resolución sea excesivamente pequeña para distinguir entre señal útil y ruido. Luego al igual que en el caso del módulo HP54657A no es recomendable el módulo 2F para la caracterización de convertidores conmutados CC/CC. Siendo la opción escogida en los sistemas automatizados de caracterización automática de funciones de transferencia el empleo de la librería de procesado de Labview.

## 3.2 ELECCIÓN DE INSTRUMENTOS

Si analizamos el diagrama de la figura 3.2 podemos observar los diferentes bloques del sistema automatizado de medida. En el equipamiento hardware diferenciamos principalmente dos tipos de instrumentos: aquellos que inyectan una señal de excitación a la planta y los que adquieren la respuesta a esa excitación. Las características de estos instrumentos van a definir las prestaciones de nuestros instrumentos virtuales.

### 3.2.1 INSTRUMENTOS PARA LA GENERACIÓN DE SEÑALES DE EXCITACIÓN

#### 3.2.1.1 Métodos de Convolución circular y Fasorial

Emplean como señal de excitación una onda sinusoidal, generada a partir del generador de funciones Hameg HM-8130 de 5 dígitos con un rango de frecuencias que se extiende hasta 10Mhz, y una amplitud de 20mV a 20V de pico a pico.

#### 3.2.1.2 Métodos transformados de Fourier

En los métodos transformados de Fourier para generar señales multisenso se ha diseñado un instrumento virtual denominado *MulSiGn* capaz de controlar dos modelos de generador de funciones: el generador *Hameg 8130*, que hace uso de una matriz de puntos como sistema para la obtención de la forma de onda y el generador *HP 3314A*, que utiliza un sistema vectorial. El generador de funciones configurado en modo continuo (*free run*), extrae continuamente la forma de onda almacenada, de tal modo que si se trata de un múltiplo entero del período fundamental, el punto inicial de la forma de onda

corresponderá con el final de la misma, y por tanto el generador extraerá una señal periódica de período el fundamental del SMF. En tabla 3.9 podemos ver una comparativa entre ambos generadores.

Empleando este tipo de instrumental podremos generar la señal de excitación SMF (señal multifrecuencial) además del barrido en uni-senos inherente a las características del generador de señal.

**Generación de un SMF mediante el generador de funciones HM 8130**

Este generador dispone de 8 registros de memoria donde podemos almacenar 6 posibles formas de onda diferentes. Cada registro está compuesto por una matriz de dos dimensiones de 1024 \*1024 puntos. En esta matriz se asignan los valores correspondientes a la *componente x* y *componente y* de cada uno de los *puntos* (figura 3.11)

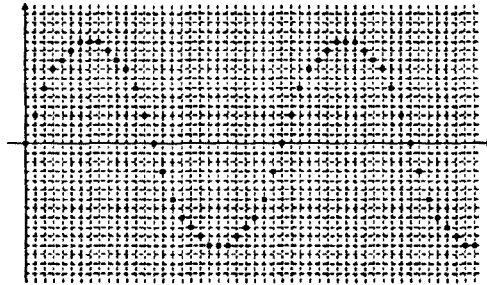


Figura 3.11. Forma de onda matricial, generada por el generador Hameg-8130.

Generador de funciones HM 8130	Generador de funciones HP 3314A
Generación forma de onda en formato matricial.	Generación forma de onda vectorizada.
Alta definición gráfica debido a los 1024 puntos que pueden llegar a componer la matriz que generará la forma de onda.	Definición gráfica poco aceptable debido al bajo número máximo de vectores que pueden llegar a componer una forma de onda.
La definición del SMF y el rango de posibles frecuencias son totalmente independientes.	Fuerte compromiso entre la definición del SMF y el rango de frecuencias posibles .
No utiliza ninguna señal de sincronismo para identificar el inicio y el final de la forma de onda.	Utiliza vectores de sincronismo al inicio y al final de la forma de onda que la desvirtualizan.
Generación de la forma de onda en un tiempo inferior a los 19 segundos.	Generación de la forma de onda en un tiempo superior a los 24 segundos.
Rango de frecuencias 10mhz a 100khz	Rango de frecuencias 500mHz a 50Hz

Tabla 3.9. Comparativa entre el HM-8130 y el HP-3314A en el proceso de generación de un SMF.

Vistos los resultados de la tabla 3.9 se ha elegido como generador de las excitaciones SMF el generador HM 8130.

**3.2.1.3 Método basado en el algoritmo de Samulon**

Este método de medida precisa generar diferentes escalones de tensión o corriente para poder medir las distintas funciones de transferencia del convertidor. Veremos a continuación el instrumental empleado para generar dichos escalones.

**ESCALÓN DE TENSIÓN EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR**

En este método la medida de las funciones de transferencia tensión de salida/ tensión de entrada y admitancia de entrada requiere la generación de un escalón de tensión a la entrada del convertidor. Dado que disponemos de diversos instrumentos que pueden, a priori, generar dicha excitación, se ha desarrollado un test previo para elegir el instrumento que ofrezca mejores prestaciones. este test se describe a continuación:

### 1. Instrumentación disponible.

El escalón de tensión de entrada puede generarse directamente con las siguientes fuentes de alimentación programables:

AMREL PPS 2232  
HP 6654A

o bien con la fuente de alterna programable HP 6812A con offset DC.

Alternativamente, el escalón puede generarse sumando un nivel de continua proporcionada por cualquiera de las dos fuentes de alimentación anteriores y un generador de señal. Esta opción también se ha implementado utilizando la fuente AMREL PPS-2232 y el generador de señal Hameg 8130 conectados a un sumador de potencia basado en el AO LM12, tal como muestra la figura 3.12.

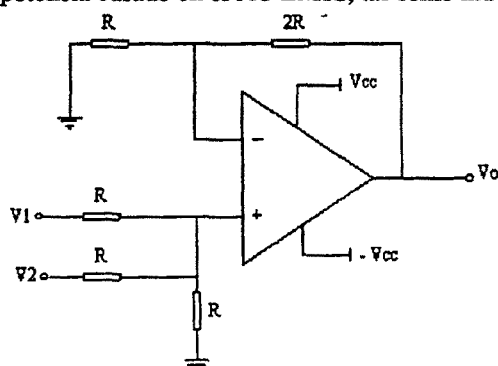


Figura 3.12. Circuito sumador empleando el AO LM12 siendo  $R=1k \Omega$ , y  $\pm V_{cc} = \pm 20$  Volts.

### 2. Test realizado.

El test realizado ha consistido en evaluar la respuesta de las cuatro opciones de generación anteriores al programar un escalón de tensión de 12V a 13V sobre una carga pasiva de  $6\Omega$  conectada a la salida. La tabla 3.10 resume las prestaciones de cada opción, en términos de tiempo de subida y establecimiento.

Medidas	AMREL PPS-2232	HP 6654A	HP6812A	Sumador
Valor Inicial	11,99 V	11,98 V	11,98 V	11,95 V
Valor Final	12,98 V	12,97 V	12,96 V	12,95 V
Tiempo de Subida	31 ms	11 ms	210 $\mu$ s	1,25 $\mu$ s
Tiempo de Establecimiento	54 ms	23 ms	1,25 ms	12 $\mu$ s

Tabla 3.10 Comparativa de los tiempos de subida y establecimiento producidos por diferentes fuentes.

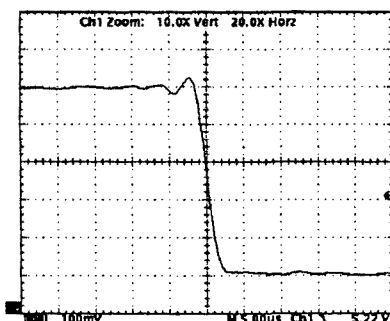
A la vista de los resultados de la tabla 3.10 se ha escogido la opción del sumador de potencia.

### ESCALÓN DE TENSIÓN EN EL CICLO DE TRABAJO DEL CONVERTIDOR

Para calcular la respuesta al escalón de la función de transferencia tensión de salida-control se ha de excitar el control con un escalón de tensión. La diferencia entre esta función de transferencia y las de tensión de salida-tensión de entrada y admitancia de entrada es que la de tensión de salida-control no requiere prácticamente corriente, lo cual nos permitirá hacer servir como generador de escalón de tensión los generadores de función disponibles, el HAMEG 8130 y el HP 3314A.

Los generadores deben dar una función tipo pulso o tren de pulsos de baja frecuencia sobre un nivel de continua. El generador HAMEG 8130 para un nivel de perturbación inferior a un voltio (THD pequeña) nos da un umbral de offset máximo de 0,75 voltios; por el contrario con el HP 3314A se

pueden programar independientemente el offset y el nivel de perturbación (figura 3.13). Al precisar niveles de offset superiores a 0,75V descartaremos el generador Hameg como instrumento para perturbar el ciclo de trabajo.



Medidas	
Valor Inicial	5,508 V
Valor Final	5,012 V
Tiempo de Bajada	3,4 µs
Tiempo de Establecimiento	5,6 µs

Figura 3.13. Escalón de tensión generado por el HP 3314A al alimentar una carga que consume 0,08 amperios

### ESCALÓN DE CORRIENTE EN LA CARGA DEL CONVERTIDOR CC/CC

Una vez analizados los diferentes modos de producir escalones de tensión en la entrada y el ciclo de trabajo del convertidor, deberemos seleccionar el instrumental capaz de generar escalones de corriente para la medida de la impedancia de salida. Para tal fin disponemos de una carga programable PLZ 150W de Kikushui y además generaremos un escalón de corriente empleando un transistor como elemento de conmutación entre dos valores diferentes de carga. el principio de funcionamiento de cada opción se resume a continuación:

#### Carga activa

La carga programable ofrece diferentes modos de generar un escalón de corriente. Modo de Conmutación entre dos niveles de corriente previamente programados y el modo de Corriente Constante controlado con una tensión externa, donde podemos fijar el nivel de corriente que absorbe la carga.

- **Funcionamiento en modo conmutación**  
Se fijan los niveles superior e inferior de corriente que deberá absorber la carga así como la frecuencia de conmutación entre ambos niveles. Para esta programación precisaremos del módulo DPO (Digital Programmable Options) que convierte las señales digitales provenientes del PC vía GPIB en tres canales de tensión analógicos, que nos permitirán controlar la carga PLZ en modo remoto.
- **Funcionamiento en Modo de Corriente Continua controlado por Tensión Externa**  
En este modo de trabajo es necesario aplicar un nivel de tensión continua a los terminales 14 y 15 del panel posterior de la carga (anexo C), dicho nivel de tensión determina la corriente que absorbe la carga; por tanto, si generamos un escalón de tensión en esos terminales, tendremos un escalón de corriente en la entrada de la carga (salida del convertidor). El principal inconveniente estriba en la calidad de los escalones de tensión que proporcionan las fuentes y generadores antes analizados. En la Figura 3.15 podemos ver las diferentes formas de onda y en la tabla 3.11 los diferentes tiempos de subida y estabilización.

#### Transistor de potencia BUZ72A

Otra modo de generar un escalón de corriente consiste en disponer de dos cargas pasivas diferentes y conmutar entre ellas. Dicho interruptor quedaría implementado físicamente con el transistor BUZ72A (figura 3.14).

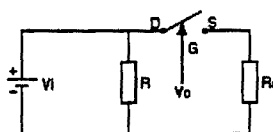


Figura 3.14. Circuito de prueba para obtener el escalón de corriente con el transistor BUZ72A

Tensión de control al interruptor dada por el generador de funciones HP 3314A, configurado para proporcionar tren de pulsos entre 0 y 10 v, mientras que la fuente HP 6654A se encargaba de dar la tensión aplicada a la carga .

Medidas	Conmutación	C.C HP 6812	C.C HP 6654A	C.C HP3314A	BUZ72A
Valor Inicial	6,028 mV	6,204 mV	5,980 mV	5,922 mV	550,2 mV
Valor Final	5,414 mV	5,500 mV	5,400 mV	5,400 mV	501,4 mV
T de Bajada	56,0 $\mu$ s	146,0 $\mu$ s	9,80 ms	440 $\mu$ s	16,8 $\mu$ s
T de Establecimiento	164,0 $\mu$ s	490,0 $\mu$ s	22,2 ms	sin determinar	74 $\mu$ s
Figura 3.15	a	b	c	d	e

Tabla 3.11 Tiempos de subida y establecimiento del escalón de carga del convertidor conmutado. Ya que el osciloscopio no nos ofrece valores de corriente el escalón generado de 60mA aparecerá como un escalón de tensión de 60mV.

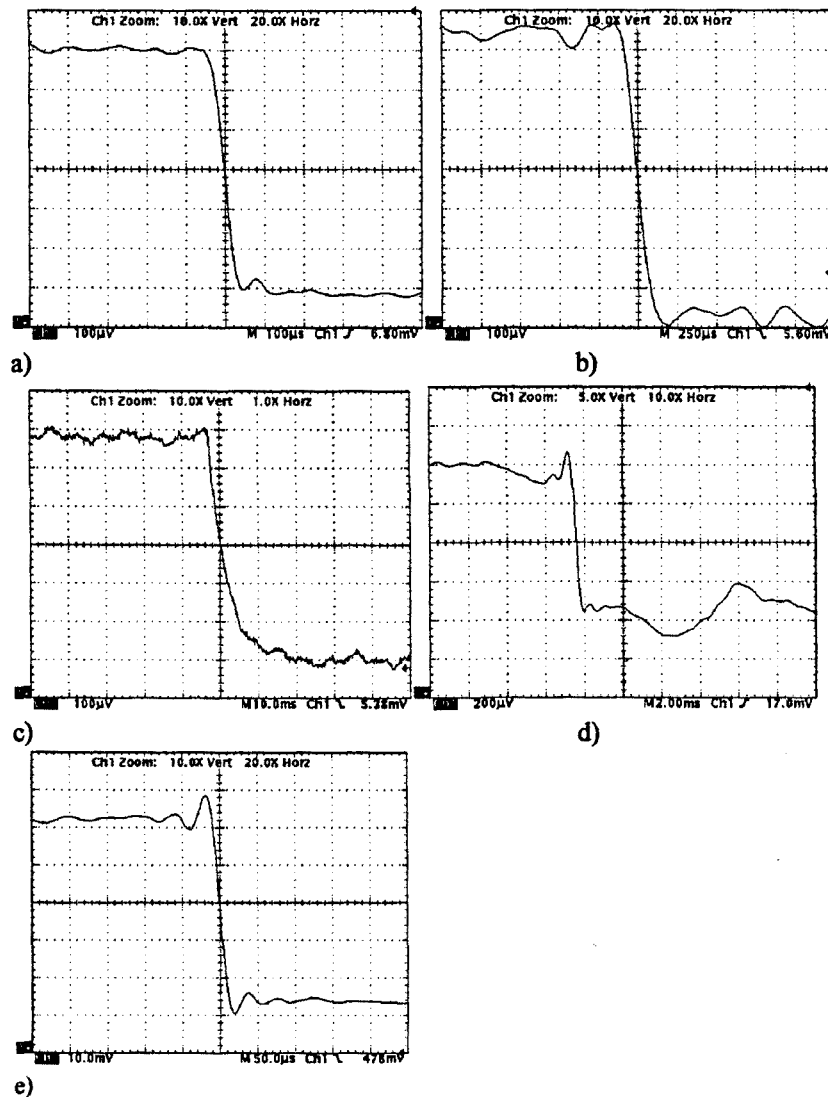


Figura.3.15 Diferentes escalones de corriente entre 0,6A y 0,54A. La carga PLZ en modo corriente constante para producir un escalón de 0,6A a 0,54A, precisa un escalón de tensión externo de 2,5V a 2V.

- a) Carga PLZ 150W funcionando en Modo de Conmutación 0,6A a 0,54A con una frecuencia de 65Hz
- b) Carga PLZ 150W funcionando en Modo de Corriente Constante control mediante fuente HP 6812
- c) Carga PLZ 150W funcionando en Modo de Corriente Constante control mediante fuente HP 6654A
- d) Carga PLZ 150W funcionando en Modo de Corriente Constante control mediante fuente HP 3314A
- e) Escalón de corriente conmutando el transistor BUZ72A entre cargas de 11,1 $\Omega$  y 100 $\Omega$ , alimentadas a 6V.

Si analizamos los datos de la tabla 3.14, los dos mejores métodos para la generación de un escalón de corriente son el de la PLZ trabajando en Modo de Conmutación y el del transistor conmutando entre dos valores diferentes de carga. El método de la PLZ trabajando en Modo de Corriente Constante controlado mediante una tensión externa depende en gran medida del generador de escalón de tensión, dando unos resultados poco aceptables. La posibilidad de control vía GPIB de todas las prestaciones de la PLZ la hacen un instrumento más versátil que el empleo del transistor, luego será el instrumento empleado.

### 3.2.2 INSTRUMENTOS PARA LA ADQUISICIÓN DE LAS SEÑALES DE EXCITACIÓN Y RESPUESTA DEL CONVERTIDOR

#### Convolución Circular y DFT

En el método de la convolución circular empleamos como sistema de adquisición el osciloscopio digital. Según las especificaciones del osciloscopio HP 54600A se pueden capturar señales cuyo nivel de tensión esté por encima de 3.5 mV de pico, mientras que se pueden realizar autoescalados por encima de 20 mVp-p. La tecla Autoscale configura automáticamente el osciloscopio para visualizar lo mejor posible la señal de entrada, intentando visualizar un solo período. Para utilizar la autoescala en el osciloscopio HP54600 se necesitan señales con una frecuencia mayor o igual a 50 Hz, un ciclo de trabajo superior al 1% y además tienen que ser mayores a 20 mVp-p en los canales 1 y 2, y mayores a 100 mVp-p en el disparador externo.

Al ser las señales de excitación de nivel pequeño y poder tener de ese modo bajos niveles de distorsión armónica, la presencia de ruido puede provocar problemas de sincronización del osciloscopio, sobre todo a la hora de realizar autoescalados, ya que el ajuste no se puede realizar controlando directamente por programa el osciloscopio y se hará imprescindible un ajuste manual del *trigger*. Por este motivo en el sistema automatizado se realiza un "escalado por programa" para señales cuyo valor de pico sea inferior a 100 mV empleando un instrumento auxiliar: la técnica de seguimiento del nivel de señal consiste en involucrar, dentro del proceso de obtención de datos, al multímetro HP 34401A de 6 dígitos  $\frac{1}{2}$ , cuya sensibilidad de 100nV en la escala de 100mV es muy superior a la del osciloscopio de 3,5mV. La idea consiste en recurrir al multímetro en aquellos casos en los que exista una duda razonable acerca de la capacidad del osciloscopio de capturar satisfactoriamente la señal de salida del convertidor. De este modo, no aumentamos el tiempo de ejecución innecesariamente cuando los niveles de señal por los que nos estamos moviendo no son perfectamente capturables por el osciloscopio.

#### Fasorial

En el método fasorial es el multímetro de verdadero valor eficaz HP34401 con un rango de 20Hz a 300kHz el encargado de adquirir las señales de excitación y respuesta de la planta bajo test.

#### Samulon

El osciloscopio TDS 520 es el instrumento empleado para adquirir la respuesta del sistema a la excitación en escalón, ya que incorpora la opción *Hi-Res* que permite la promediación de N muestras en un período de muestreo. El ordenador gestiona el osciloscopio para que esté muestree la señal y se la envíe vía GPIB, donde será representada y tratada mediante el software de control.

En la tabla 3.12 a modo de resumen presentamos los diferentes instrumentos empleados en cada método de medida



Sistema de medida basado en el procesado temporal de la información			
Método de Medida	Señal de Excitación	Instrumento Excitación	Instrumento Adquisición
Convolución Circular	Uni-Seno	Generador Hameg 8130	Osciloscopio HP54600 A Multímetro HP34401A
Fasorial	Uni-Seno	Generador Hameg 8130	Multímetro HP34401A
Samulon	Escalón	Carga Activa PLZ, Generadores HM 8130 HP3314A	Osciloscopio TDS 520A
Sistema de medida basado en el empleo de métodos transformados <i>DFT</i>			
Transformados Fourier	Multi-seno Uni-Seno	Generador Hameg 8130	Osciloscopio TDS 520A,

Tabla 3.12. Relación entre método de medida, señal de excitación e instrumento empleado para generar y adquirir la misma.

### 3.2.3 Circuitos auxiliares de medida

Además de los instrumentos antes citados, para los métodos de Convolución Circular y DFT el sistema de medida incorpora dos filtros *Butteworth* paso bajo de cuarto orden construido a partir del integrado *MAX 274*, para filtrar el ruido de conmutación presente en la señal de excitación y en la salida del circuito.

En todos los métodos, para inyectar la señal de excitación a la entrada del convertidor en la medida de la respuesta en frecuencia *tensión de Salida/tensión de Entrada y Admitancia de entrada*, empleamos un sumador no inversor de ganancia unidad realizado con el amplificador operacional de potencia *LM12L* de National Semiconductor (figura 3.12). Algunas de sus características más relevantes son:

- Alimentado a  $\pm 30V$  el rango de salida está entre  $\pm 25V$  y puede entregar para cualquier valor de tensión de este rango  $\pm 10A$
- Slew-rate de  $9V/\mu s$
- $700kHz$  de frecuencia de ganancia unidad
- CMRR ( *Common mode rejection* ) de 70 db
- PSRR ( *Power supply rejection* ) de 70db

El uso del AO de potencia es necesario porque el nivel de corriente de entrada de los convertidores Buck y Boost, utilizados en las pruebas, no puede ser suministrado por los generadores de funciones.

#### Método Fasorial

En el método fasorial apartado 2.4.2 se vió que en el cálculo de la fase se hace necesario sumar y restar las señales de entrada y salida, de forma que a partir de las fórmulas trigonométricas podamos obtener el desfase existente entre la respuesta del sistema y la excitación. Como el multímetro no tiene la posibilidad de sumar o restar señales será necesario diseñar un circuito a partir de amplificadores operacionales 741(figura 3.16) que implemente estas funciones. Además, para recuperar la señal cuyo valor eficaz hemos de calcular, deberemos utilizar un filtro pasa banda centrado en la frecuencia de excitación.

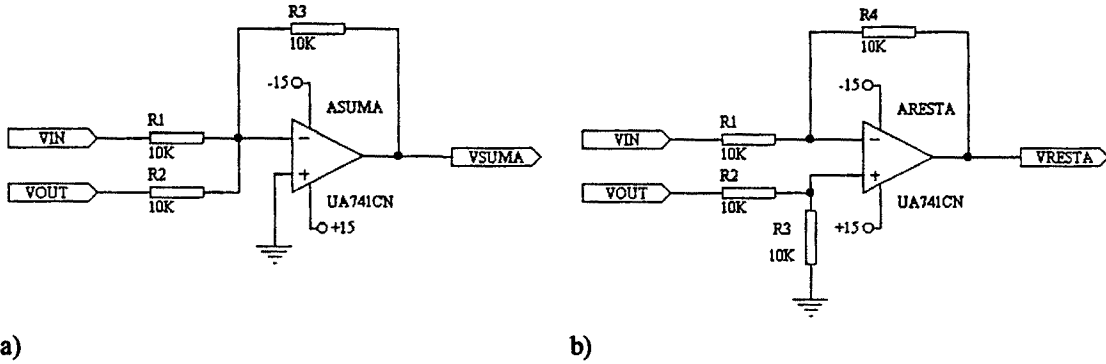


Figura 3.16 Circuitos sumada y diferencia del método fasorial

Hemos construido un filtro pasa banda programable empleando el integrado LTC1064 de Linear (figura 3.17) El integrado MAX 274 empleado con anterioridad como filtro anti-aliasing fue descartado ya que debemos cambiar el valor de dos resistencias por célula de orden dos y para cada frecuencia de interés, de este modo el diseño presentaría un elevado número de potenciómetros digitales y dispondría de pocos valores discretos de frecuencia.

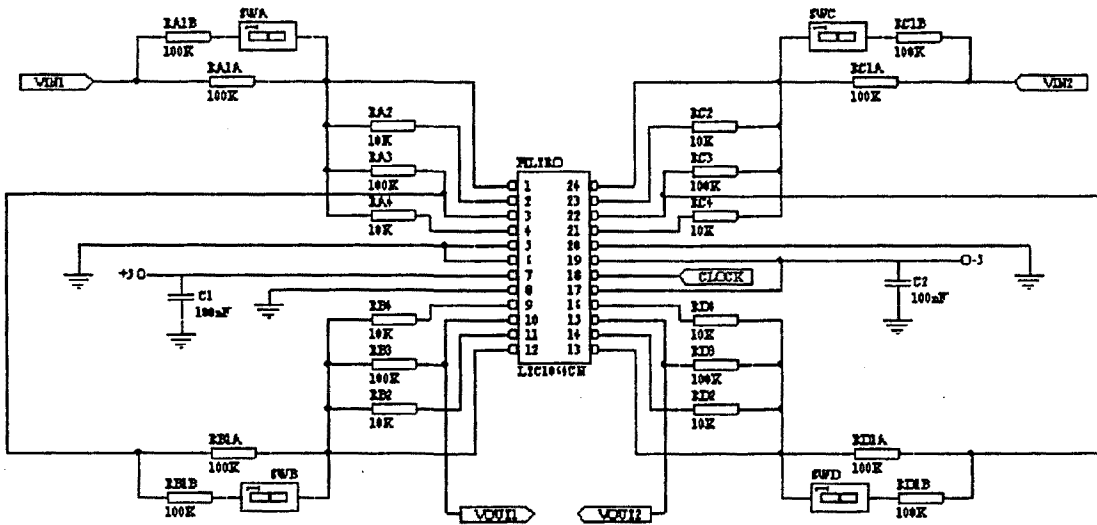


Figura 3.17 Configuración paso banda del filtro LTC1064CN.

El LTC1064 de Linear es un filtro de capacidades conmutadas compuesto por cuatro secciones de segundo orden cada una de las cuales mediante 3 o 5 resistencias puede proporcionar funciones pasa-bajo, pasa-alto, pasa-banda y banda eliminada. Utilizando el filtro de capacidades conmutadas creamos dos filtros pasa-banda de cuarto orden cada uno con tan sólo dos valores de resistencias y un reloj que controlará la frecuencia central, de forma que uno de ellos filtre la entrada y otro la salida. Para que no afecten a la función de transferencia a medir será necesario que ambos filtros sean iguales. En la figura 3.18 podemos ver la gráfica y tabla de calibración previa de los filtros.

Para que el filtro funcione correctamente, tal y como ha sido diseñado, es necesario conectarlo a una señal TTL de frecuencia 100 veces mayor que la señal de excitación, el generador Hameg 8130 que introduce la señal de excitación dispone de una salida que proporciona en todo momento una señal TTL de frecuencia igual a la de excitación, con lo que multiplicando esta frecuencia por 100 obtendremos la señal deseada, y con tal fin empleamos el integrado MC14046B que implementa funciones de PLL.

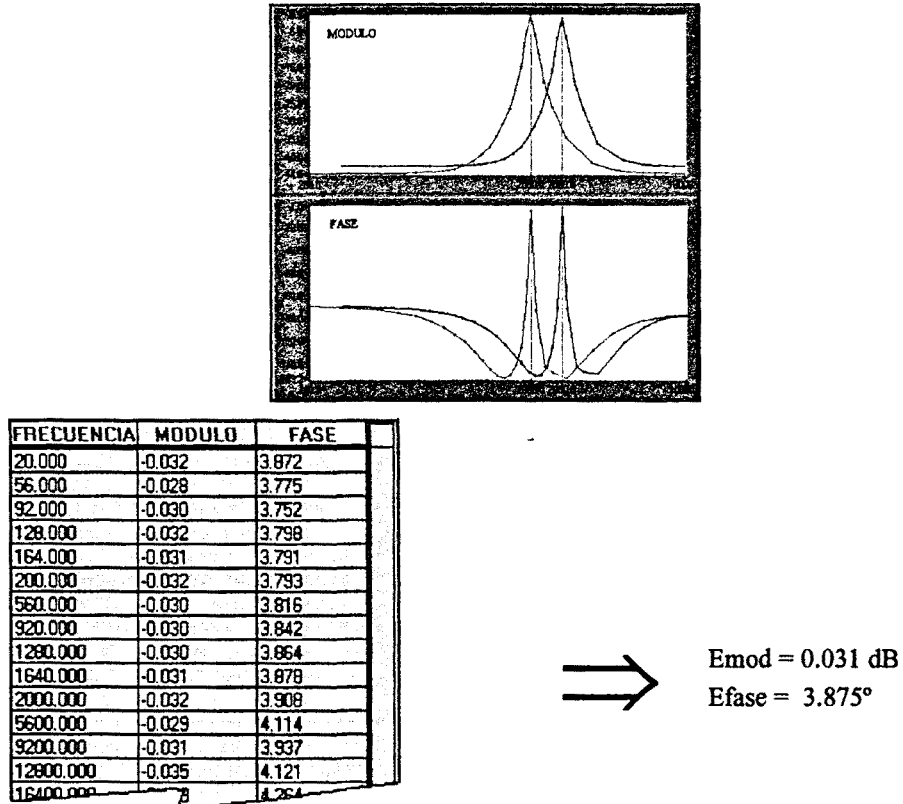


Figura 3.18 Calibración de los filtros empleados

Para poder calcular el módulo y la fase mediante el método *Fasorial* es necesario tomar cuatro medidas diferentes para cada frecuencia de excitación, esto obligaría a utilizar cuatro multímetros o uno sólo pero cambiando las conexiones cuatro veces. El sistema de medida desarrollado emplea un multiplexor controlado automáticamente mediante la tarjeta de adquisición Lab PC+ que sin necesidad de cambiar los terminales físicamente, podremos tomar las cuatro medidas necesarias con un único barrido en frecuencia. En la figura 3.19 se muestra un esquema de bloques que mediante conmutadores CMOS selecciona entre cuatro señales diferentes.

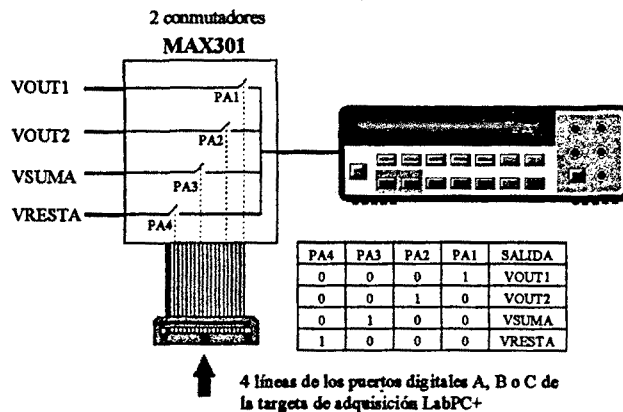


Figura 3.19 Diagrama de bloques para el cambio automático de los terminales del multímetro.

### 3.3 INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL ASOCIADA A LOS MÉTODOS DE MEDIDA

La estructura software básica de los diferentes instrumentos virtuales es sencilla. Toda la aplicación está contenida dentro de un bucle iterativo. El acceso a las diferentes opciones se realiza a través de controles del panel frontal. Un codificador se encarga de decidir qué función es la requerida por el usuario de la aplicación y la ejecuta siguiendo siempre una secuencia que refresca los valores de los indicadores del panel frontal y de los atributos de los controles.

El objeto Principal.VI (la extensión .VI denota que es una aplicación de Labview *virtual instrument*) o supervisor es el que contiene el menú y la pantalla principal de la aplicación. Desde su panel frontal se accionan los principales controles y se muestran los resultados de los test realizados. Gracias a la estructura modular que permite la programación en LabVIEW, las tareas que realiza la aplicación son realizadas por otros objetos que son llamados por el Principal.vi, pudiendo destacar los encargados de generar las señales de excitación, adquirir las señales de excitación y respuesta del sistema, procesar los datos y presentar los resultados. En la tabla 3.13 podemos ver algunos de los objetos más relevantes de los diferentes métodos de medida.

Método \ Función	C.Circular	Fasorial	Samulon	DFT
Generación señal de excitación	inic_gen.VI driv_gen.VI HM8130	inic_gen.VI driv_gen.VI HM8130	Escalón.VI  HP3314A, HM8130, PLZ150	MullSign.VI  HM8130
Adquisición señales	Adq_C1&2.VI driv_HP.VI HP 54600A	Adq.VI Volt.VI HP 34401A	Adq_C1&2.VI driv_TDS.VI TDS 520A	Adq_C1&2.VI driv_TDS.VI TDS 520A
Procesado y presentación	Phase.VI Bode.VI	Calc.VI Form.VI	Samulon.Vi	TesCiliv.VI

Tabla 3.13 Objetos más relevantes de los diferentes instrumentos virtuales

#### 3.3.1 GENERACIÓN DE LA SEÑAL DE LA SEÑAL DE EXCITACIÓN

##### Métodos de Convolución Circular y Fasorial

En la realización del instrumento virtual se han utilizado únicamente aquellas características del generador necesarias para realizar un barrido de frecuencias controlado desde el ordenador. Bajo el nombre `inic_gen.vi` este objeto nos permitirá inicializar el generador de funciones con los parámetros y las funciones activas con las que vamos a trabajar. Será llamado una sola vez al iniciar cada barrido de frecuencias para asegurar que el generador se encuentra en la configuración deseada evitando de esta forma posibles errores.

El objeto llamado `driv_gen.vi` (figura 3.20), es el encargado de programar la frecuencia y amplitud de la señal con que se excitará al convertidor bajo test.

**FRQ** : <dato> ajustar el valor de la frecuencia en Hz.

**AMP** : <dato> ajustar la amplitud en voltios.

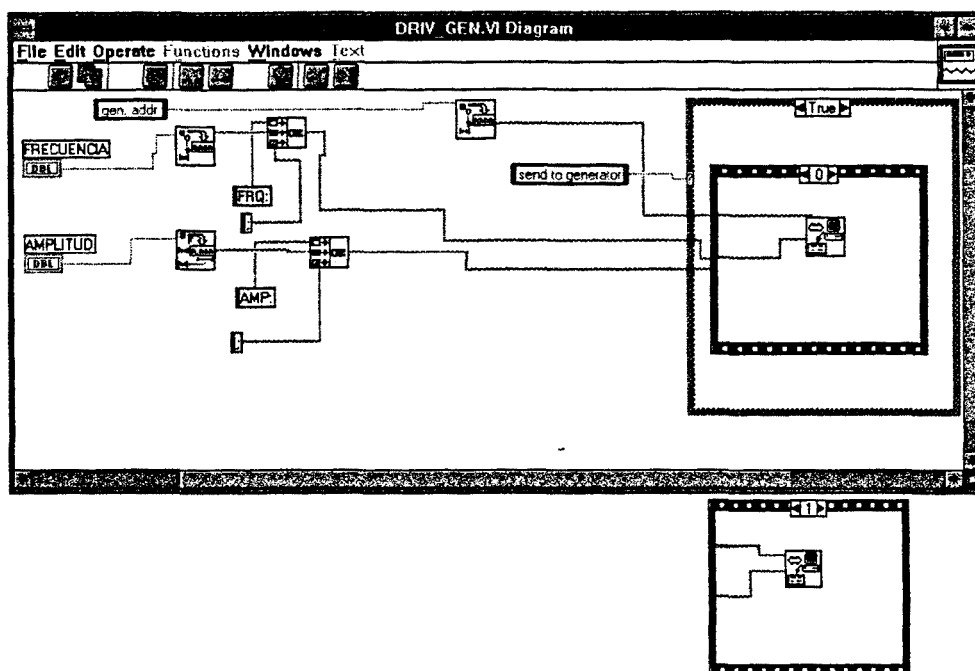


Figura 3.20. Diagrama de bloques de driv\_gen.vi

### Método de la DFT

En la figura 3.21 se muestra el panel frontal del instrumento virtual MulSiGn[MANUE96], donde se permite seleccionar el número  $N$ , de armónicos que intervienen en la señal multiseno. Asimismo, se puede fijar la amplitud de los armónicos, que será igual para todos los tonos y dependerá del nivel de amplitud seleccionado por el usuario y del número de tonos que intervienen en la señal. En efecto, si fijamos un valor  $A$  para la amplitud de la señal, siendo  $N$  el número de armónicos, la señal generada vendrá dada por:

$$f(t) = \frac{A}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sin(2\pi f_o k_i t + \Phi_i) \quad (3.5)$$

También es posible fijar el valor inicial y final del rango de frecuencias de trabajo en el cual vamos a realizar medidas sobre la planta objeto de prueba. El instrumento virtual dispone de tres parámetros que nos permiten fijar el valor de las frecuencias,  $f_i$ , que intervienen en la señal multiseno. Estos parámetros son: "número de armónicos", "tipo de progresión" y "diferencia". En general tenemos que:

$$f_i = f_o \cdot k_i \quad \text{con } i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.6)$$

donde  $f_o$  es la frecuencia inicial y  $N$  el número de armónicos. Para un tipo de progresión aritmética el parámetro  $k_i$  viene dado por:

$$k_i = 1 + d \cdot i \quad \text{con } i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.7)$$

siendo  $d$  la diferencia entre dos componentes frecuenciales consecutivas.

Si se escoge una progresión geométrica  $k_i$  será:

$$k_i = d^i \quad \text{con } i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.8)$$

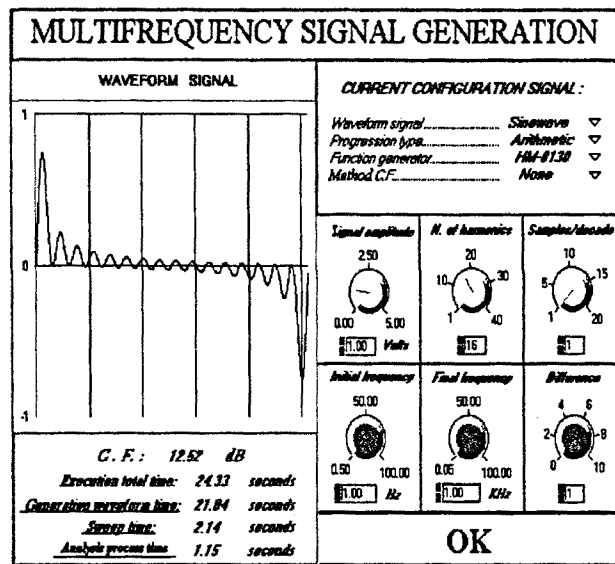


Figura 3.21. Panel frontal del VI generador de señales multiseno.

El instrumento virtual MulSiGn permite la optimización del *CF* haciendo uso de los métodos de Schroeder, de Newman y de Shapiro-Rudin, aplicables a señales multiseno con progresión aritmética y razón unidad [OURER88] [BOYD86] [SCHRO70]. Otras prestaciones que incorpora este instrumento es el cálculo del *CF* y la presentación del tiempo invertido en la generación de la señal multiseno. En figura 3.22 se muestra la información generada para el usuario que se puede obtener de modo impreso si lo desea.

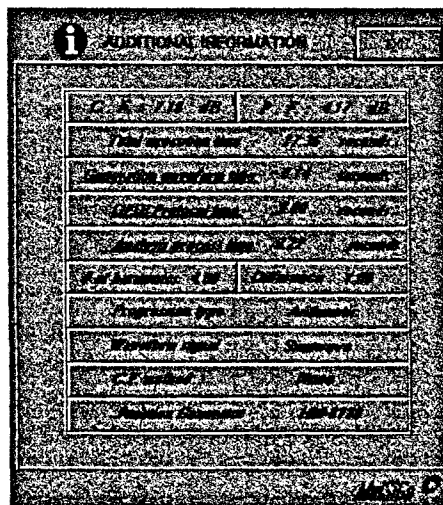


Figura 3.22 Información al usuario sobre la generación de un SMF generada por MulSiGN.

El instrumento virtual MulSiGn (figura 3.23) consta de algunos objetos comunes a todos los instrumentos virtuales desarrollados:

- Ident\_GPIB. Identifica la dirección GPIB
- Save-load. Recupera y salva los datos en fichero
- Print. Imprime pantalla de resultados
- Ayuda. Información al usuario
- Stop. Detención de la aplicación en curso

Otros objetos son específicos de la generación de una señal (*driv\_gen.vi* y *inic\_gen.vi*) y otros de la excitación multifrecuencial como *factor de cresta.vi*, *progresión.vi* y *generación.vi*.

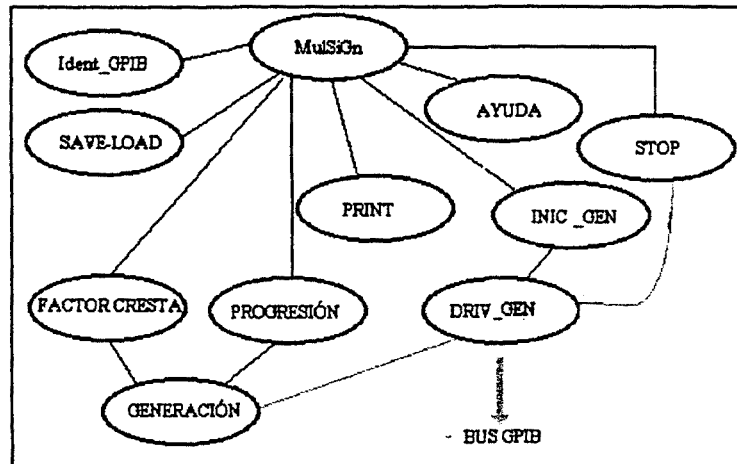


Figura 3.23 Diagrama de interconexión de los objetos más relevantes del MulSiGn

En la figura 3.24 se observa el diagrama del objeto Generación de la señal multifrecuencial que tiene una entrada y dos salidas. Por la entrada le llegan en forma de array todos los parámetros que determinan la configuración elegida por el usuario, mientras que las salidas serán entradas de otros objetos. Una construye un array de puntos que definirán la forma de onda deseada según el tipo de progresión (figura 3.25) y factor de cresta elegidos, y la otra la dirección del generador seleccionado.

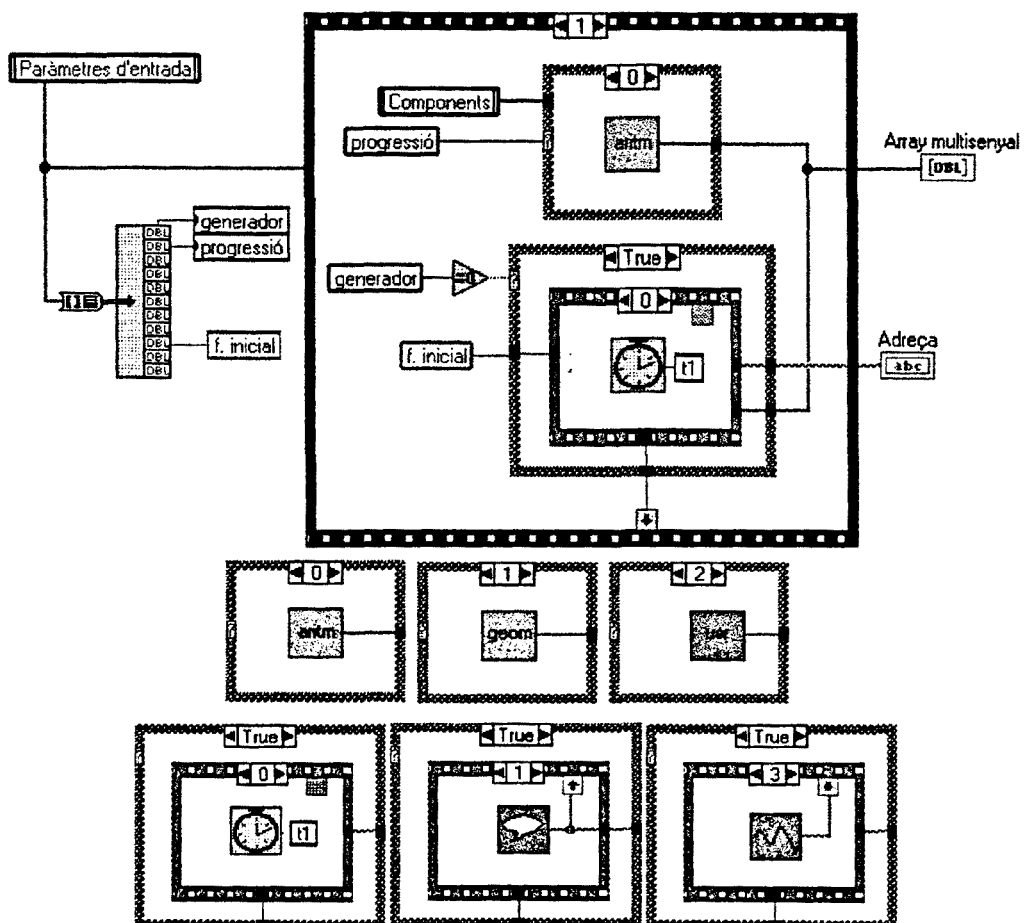


Figura 3.24. Diagrama de bloques del objeto encargado de generar la forma de onda de un SMF.

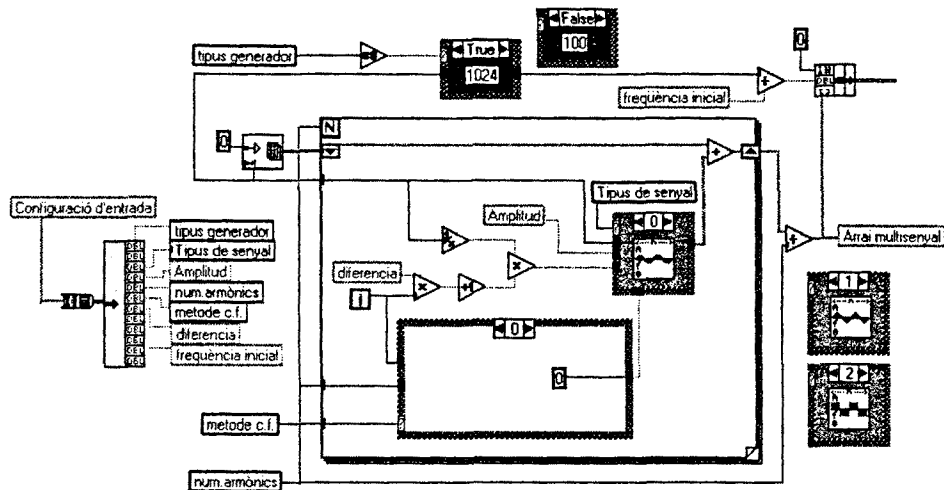


Figura 3.25. Diagrama de bloques del objeto Progresión aritmética.vi, encargado de generar un array que determinará el periodo fundamental de un SMF.

Método de Samulon

En la figura 3.26 presentamos el diagrama de los principales objetos que constituyen el instrumento virtual ESCALON.VI, encargado de generar los diferentes escalones de tensión y corriente que empleará el método de Samulon.

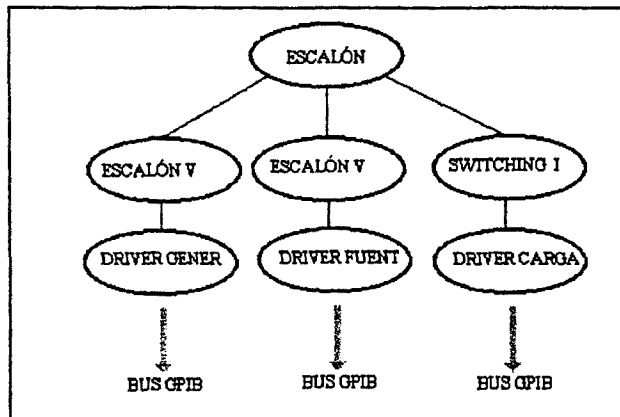


Figura 3.26 Diagrama de los objetos más relevantes de Escalón.Vi

La respuesta al escalón es el método de medida que emplea menos tiempo de bus GPIB, ya que para adquirir los datos no necesita un barrido de frecuencias como en resto de métodos presentados. Se programara el escalón de tensión o corriente en el instrumento, y se adquiere la respuesta, que posteriormente será procesada mediante el algoritmo de Samulon.

De todos los objetos de la figura 3.26 analizamos por su mayor dificultad de programación el objeto Switching, el cual mediante dos valores Current I y II que conmutan alternativamente da lugar a un tren de pulsos con la frecuencia y ciclo de trabajo prefijados. Así en la figura 3.27 podemos ver el panel frontal del objeto Switching, que puede ejecutarse sin necesidad de la existencia de objetos de rango superior (característica intrínseca al software Labview).



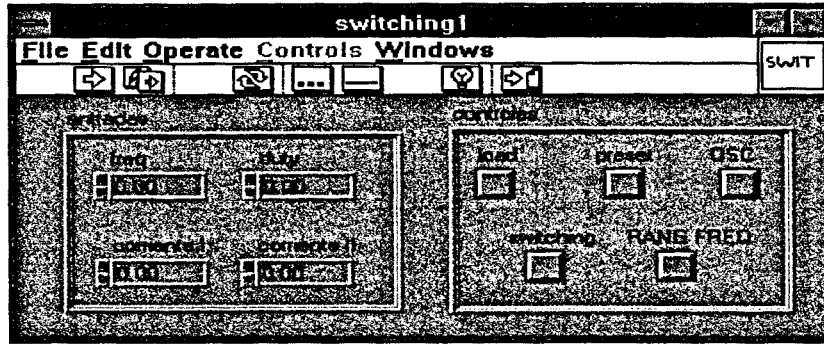


Figura 3.27 Panel frontal del objeto que nos permite generar un escalón de corriente

En la figura 3.28 tenemos el diagrama de programación del objeto Switching encargado de generar el escalón de corriente. Se puede observar un objeto de rango inferior en su interior, el objeto DPO, encargado del manejo remoto de la carga (PLZ).

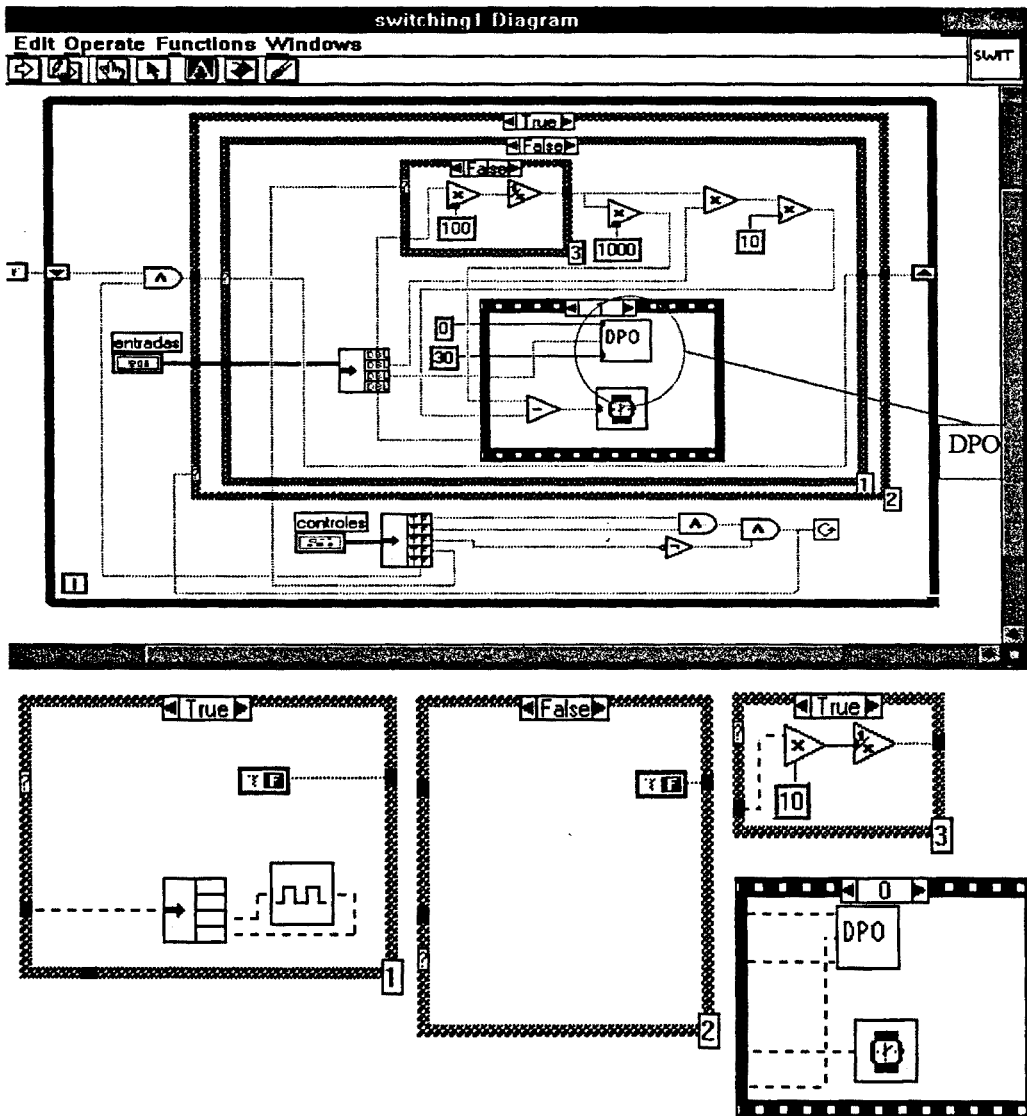


Figura 3.28 Diagrama de bloques correspondiente al objeto Switching

### 3.3.2 ADQUISICIÓN DE LA SEÑAL

#### Métodos Convolución circular, DFT y Samulon

Emplean el osciloscopio como instrumento de adquisición. Mediante los objetos Adq\_C1&2.VI (instrumentación abstracta apartado 3.1.2 ) y los drivers TDS\_driv.VI para DFT y Samulon, y HP\_driv.VI para convolución circular, se adquieren la señal de excitación y respuesta.

ADQ\_C1&2.VI es el objeto encargado de la adquisición de señal presente en uno de los dos canales del osciloscopio vía GPIB. Enviaremos una secuencia de comandos (*comands*) al osciloscopio para indicarle bajo que condiciones va a realizar la digitalización (figura 3.29). El último de estos comandos le indicará que digitalice la señal y la ponga en el buffer de salida. Una vez que los datos relativos a la forma de onda estén en el buffer de salida del osciloscopio, los leeremos realizando la correspondiente consulta (*query*).

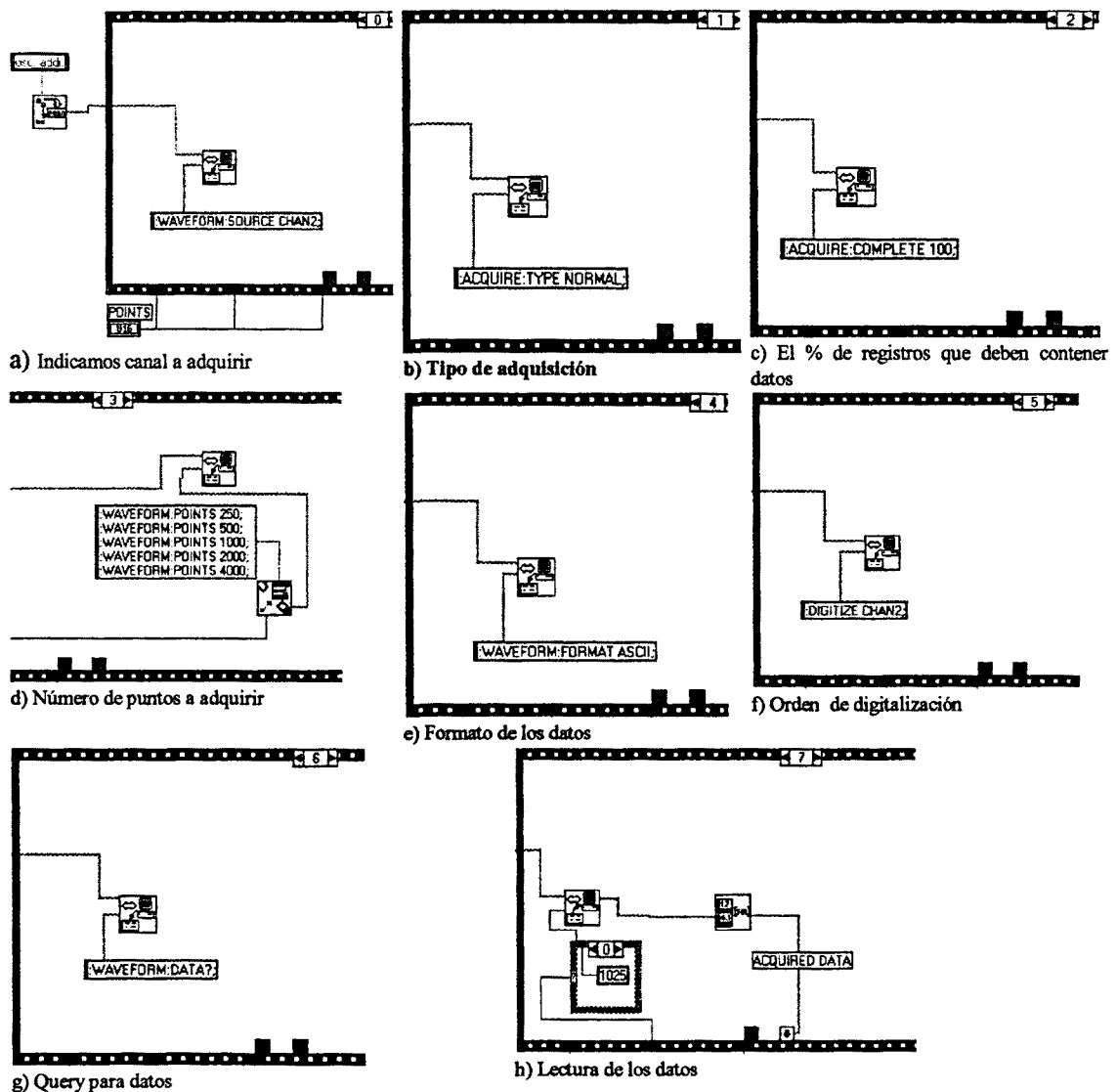


Figura 3.29 Secuencia de los diferentes diagramas de bloques de la aplicación realizada en LabVIEW, que se encarga de la adquisición de una señal del osciloscopio.

Los datos son recogidos utilizando un tipo de representación particular del osciloscopio y no en términos de tensión ni de tiempo. El registro de una forma de onda está contenido en un *record* con dos campos: los datos de la forma de onda y el preámbulo. Los datos de la forma de onda son los puntos adquiridos en la fuente especificada (canal). El preámbulo contiene la información para interpretar los datos de la forma de onda, e incluye el número de puntos adquiridos, el formato de los datos adquiridos (ASCII, BYTE, WORD), el tipo (NORMAL, PEAK, AVERAGE), y los incrementos X e Y, orígenes y referencias para que los datos adquiridos puedan ser interpretados como valores de tiempo y tensión.

Método Fasorial

Emplea el multímetro como instrumento de adquisición. El objeto ADQ.VI (figura 3.30) llevará a cabo todo el proceso de adquisición de datos que se repetirá cuatro veces, una por cada magnitud a medir ( entrada, salida, suma y resta ). Entre frecuencia y frecuencia se ha introducido un tiempo de espera de 500 ms, para dar tiempo a que la salida responda a la nueva excitación. Justo después se manda el orden de disparo del multímetro que tomará diez medidas y se calculará la media de todas ellas habiendo eliminado previamente la mayor y la menor.

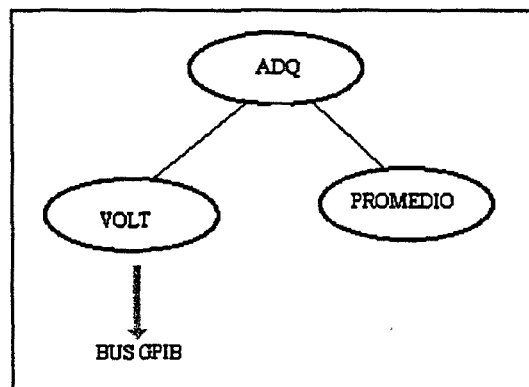


Figura 3.30 Diagrama de la función adquisición en el método Fasorial.

VOLT.VI configura el multímetro HP34401A para medir voltios en corriente alterna y le indica que la orden de disparo para tomar la medida le llegará por el bus (figura 3.31). Además se programa para que tome 10 muestras por cada disparo con un intervalo entre muestra y muestra de 100 mseg.

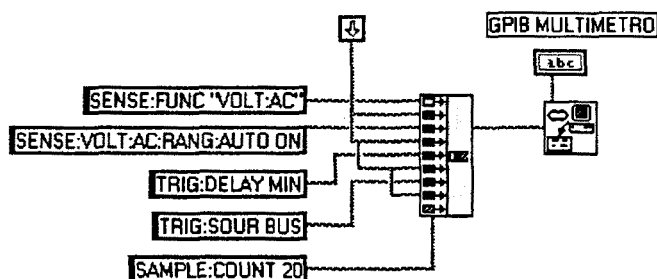


Figura 3.31 Configuración del multímetro HP34401A.

### 3.3.3 PROCESADO Y PRESENTACIÓN DE LOS DATOS

#### Método Fasorial

En la figura 3.32 presentamos un diagrama de todo el instrumento virtual.

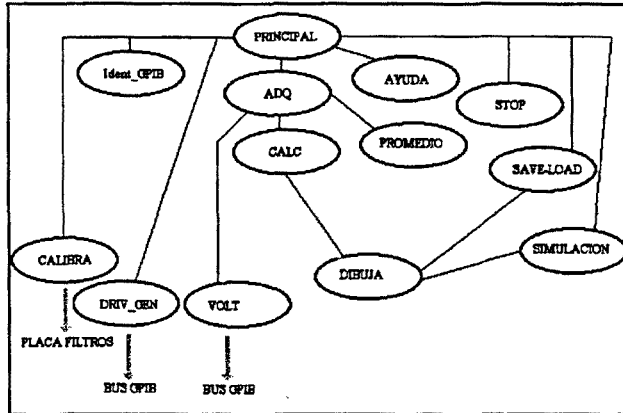


Figura 3.32 Diagrama de los objetos más relevantes del método fasorial

Con todos los valores eficaces ya medidos se ejecutarán Calc.VI que nos devolverán los valores de módulo y fase necesarios para dibujar la función de transferencia Dibuja.VI. No hay que olvidar que Calc.VI calculará dos valores de fase para cada frecuencia decidiendo cual de las dos fases obtenidas presenta un error menor (apartado 2.4.2). La opción de simulacion.vi nos permite simular funciones de transferencia mediante DDE (intercambio dinámico de datos) empleando Matlab. Y la opción Calibra.vi, mide las funciones de transferencia de los filtros *tracking* empleados, para compensar los errores entre canales. La carátula del instrumento virtual desarrollado para obtener la función de transferencia empleando el método fasorial, puede verse en la figura 3.33.

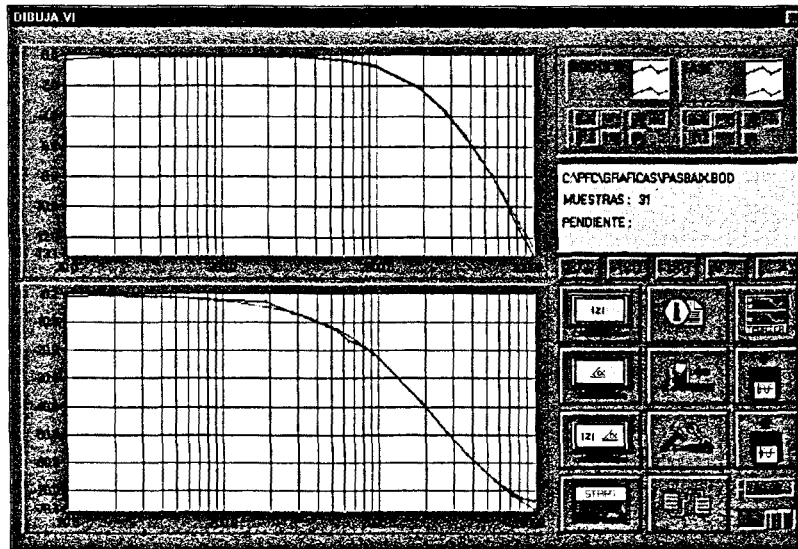


Figura 3.33 Panel frontal del Instrumento Virtual del método fasorial.

Método de la Convolución Circular

Convolución circular cuyo panel frontal podemos ver en la figura 3.35, mientras en la figura 3.34 presentamos un diagrama de todo el instrumento virtual.

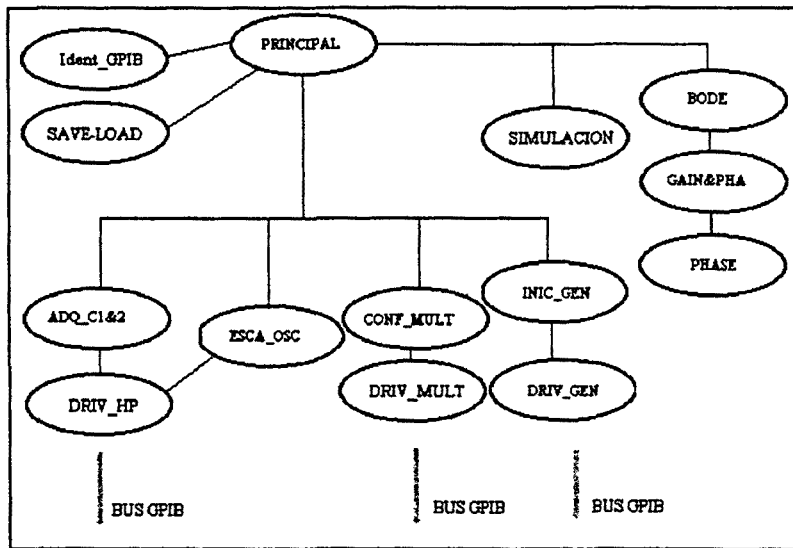


Figura 3.34 Diagrama de los objetos más relevantes del método de convolución circular.

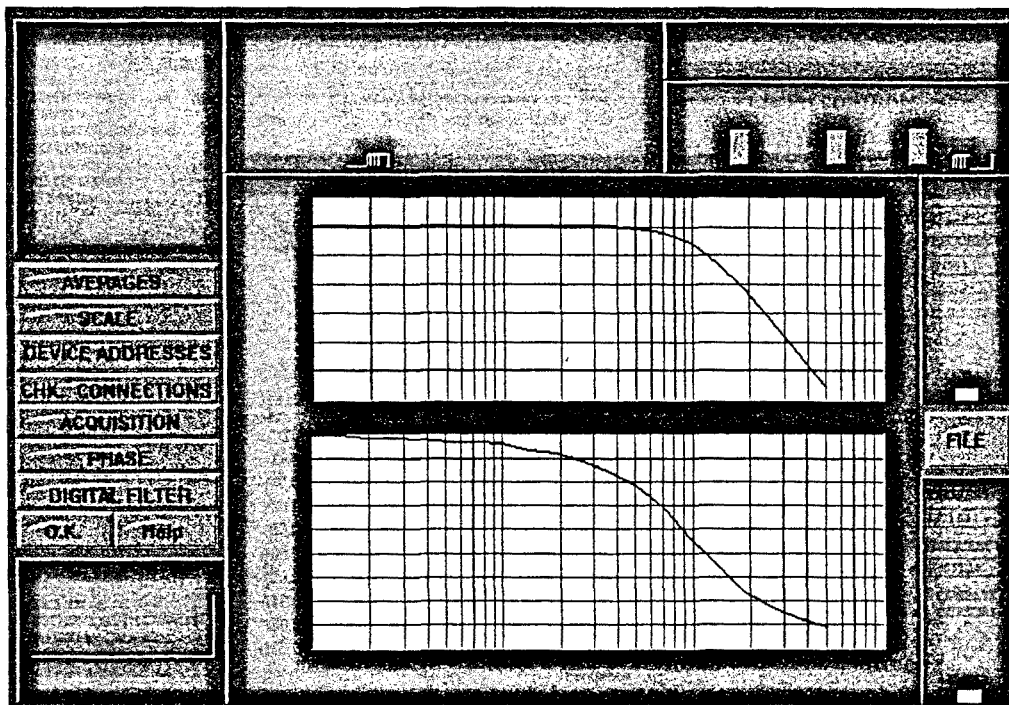


Figura 3.35 Panel frontal instrumento virtual Convolución Circular

El objeto encargado de realizar el proceso de obtención de los arrays de datos que contendrán la respuesta frecuencial de la unidad bajo test es el BODE.VI (figura 3.36).

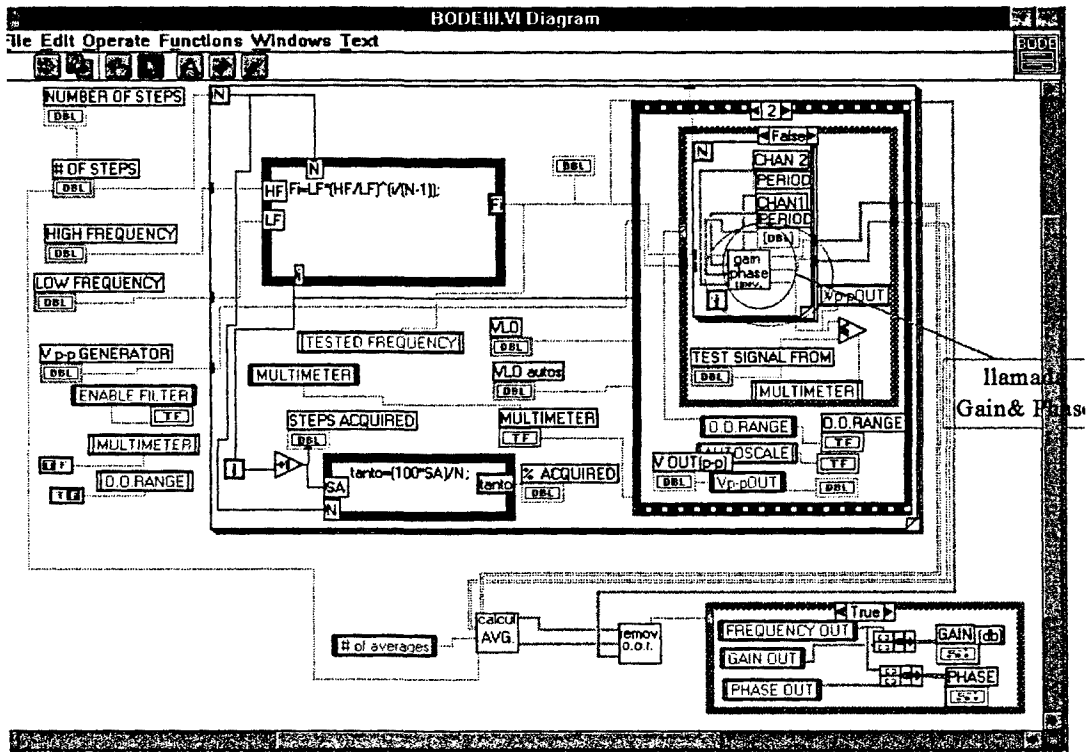


fig. 3.36. Detalle del diagrama de bloques de BODE.VI Llamada a Gain&Phase

La forma más rápida, pero a la vez más inexacta de medir el módulo de la función de transferencia, consiste en ordenar al osciloscopio que detecte el valor de pico a pico de las señales presentes en los dos canales. Debido a las características del instrumento, la presencia de un pequeño nivel de ruido puede hacer que esta lectura quede totalmente desvirtuada. El método seguido consiste en la captura de las señales presentes en ambos canales del osciloscopio, conjuntamente con los parámetros del preámbulo que sean necesarios (Yincrement en el caso del módulo). Se calcula el valor máximo de la secuencia de muestras de un periodo completo de las señales para cada frecuencia de excitación; de esta forma, conociendo el valor máximo para cada canal del osciloscopio mediante su cociente, obtendremos el módulo (figura 3.37)

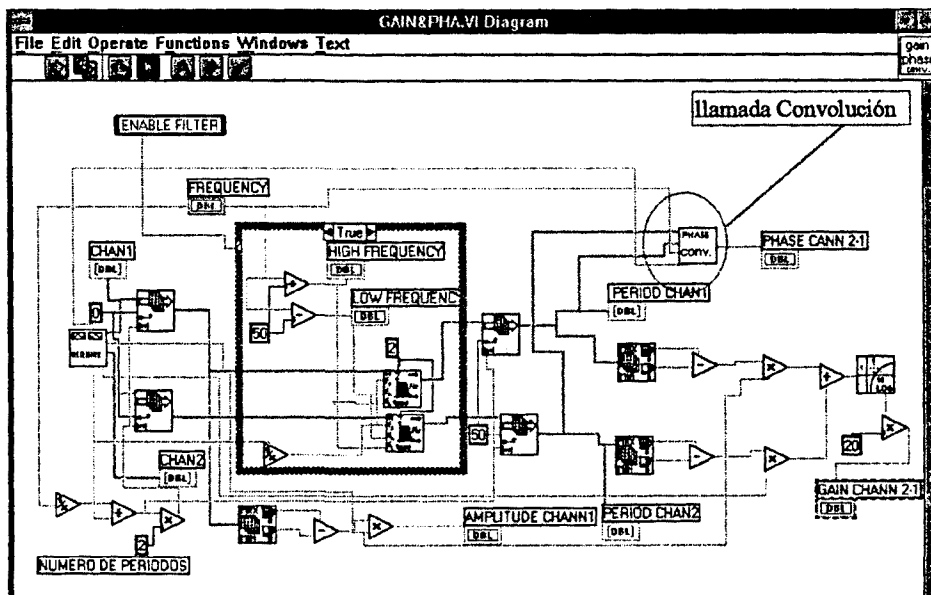


Figura 3.37. Diagrama de bloques correspondiente al cálculo de módulo y fase

Para el cálculo de la fase requerimos de la convolución circular. La realización práctica de la convolución circular se lleva a cabo mediante el objeto PHASE.VI. En la figura 3.38 se muestra una parte del diagrama de bloques. En él se puede observar un bucle FOR que se ejecuta N veces, donde N es el número de puntos o muestras de que consta un periodo de la señal digitalizada. En el bucle FOR se introducen los periodos desfasados de las señales que vamos a comparar y nos devuelve un array con los valores de la convolución circular.

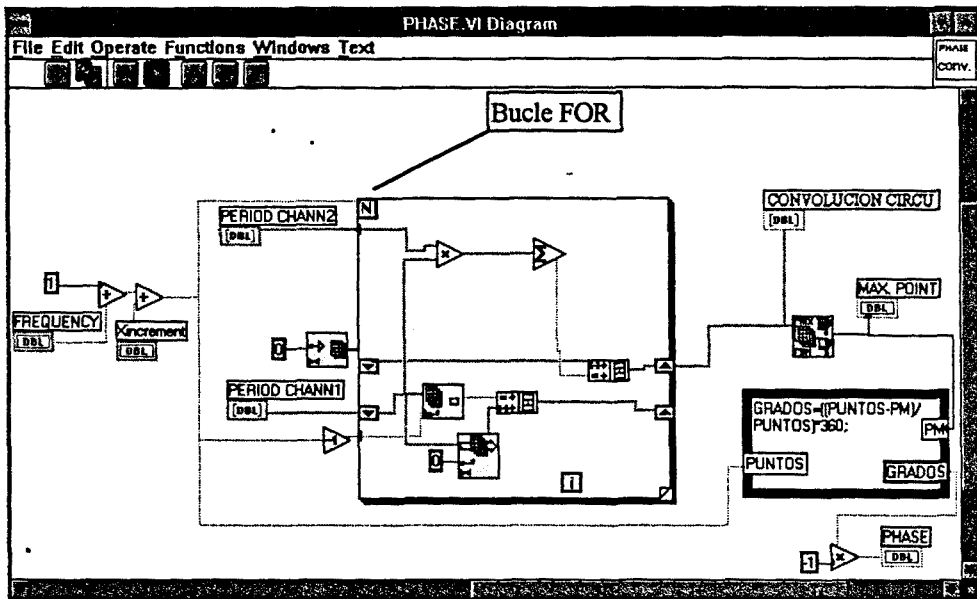


fig. 3.38. Diagrama de bloques de PHASE.VI

**DFT**

En el método de DFT empleamos el instrumento virtual *TesCiLIV* cuyo panel frontal aparece representado en la figura 3.39, donde se aprecian los distintos controles que permiten programar las características del proceso de test. Cuando se inicia un proceso de test en primer lugar se debe programar la forma de onda de excitación haciendo uso del instrumento virtual *MulSiGn*, a continuación se activa un procedimiento de medida (figura 3.40) que repite para cada una de las décadas del margen de frecuencias de interés.

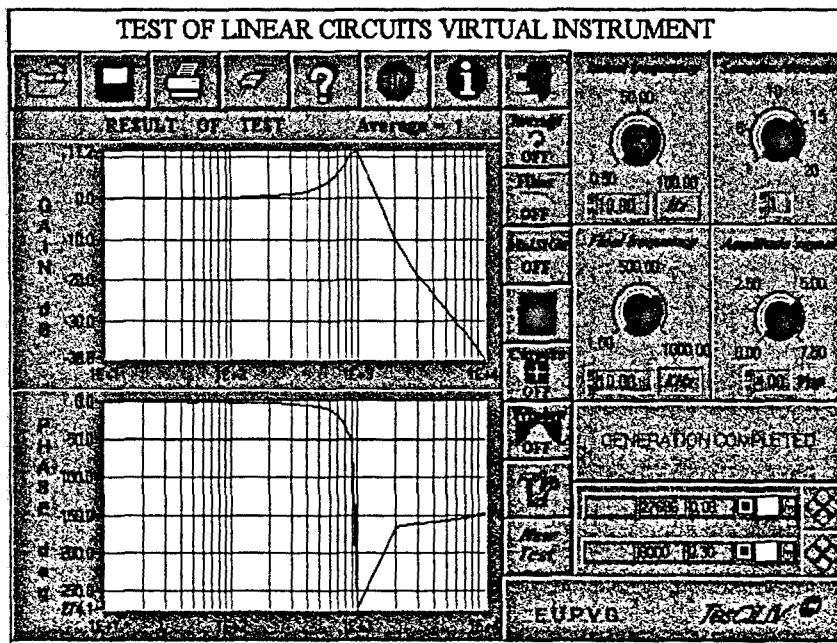


Figura 3.39 Panel frontal del instrumento virtual *TesCiLIV*.

Una vez adquiridas las señales, son procesadas haciendo uso del algoritmo de la *DFT* para obtener el módulo y fase de la respuesta en frecuencia. En la figura 3.41 presentamos el diagrama de los objetos más relevantes.

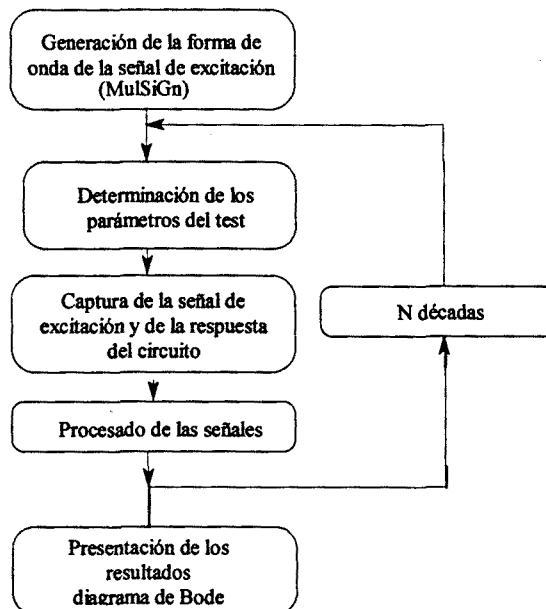


Figura 3.40. Diagrama del procedimiento del test de medida.

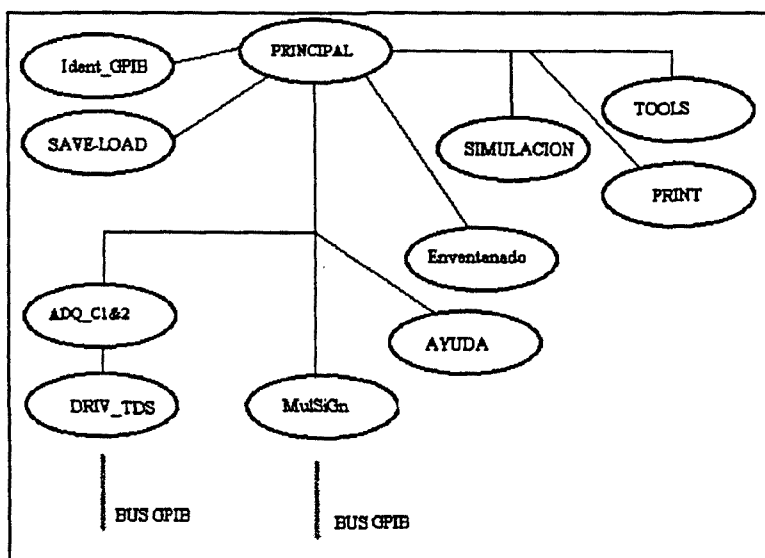


Figura 3.41 Diagrama de los objetos más relevantes del TesCiliv

Método de Samulon

No presentamos el diagrama de los objetos más relevantes ya que sería una repetición del diagrama de excitación en escalón figura 3.27 más los Adq\_C1&2 y driv\_TDS de la figura 3.41, a los que añadiremos el algoritmo de procesado de las muestras.



3.4 INTEGRACIÓN DE TODO EL SISTEMA DE MEDIDA. BUS VXI

Finalmente presentamos un instrumento virtual (figura 3.42) para la obtención de todas aquellas características dinámicas, estáticas o formas de onda que deseemos visualizar, simplemente seleccionándolas en el panel frontal, sin necesidad de modificar conexiones o añadir nuevos instrumentos [MANUE96].

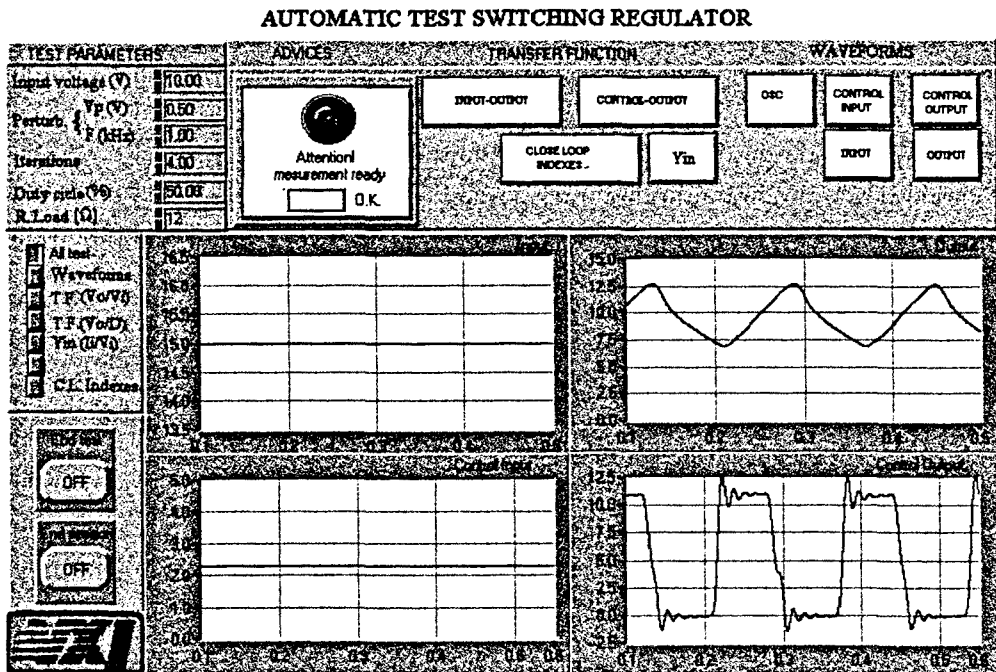


Figura 3.42. Panel frontal del sistema automatizado para la caracterización de convertidores CC/CC

La arquitectura del sistema de medida se basa en el equipamiento GPIB de la tabla 3.2, al que hemos añadido un array de 32 relay (Single Pole Single Throw) controlado mediante VXI (figura 3.43). Cada relay soporta 30Vdc y 2A conmutando a razón de 20<sup>3</sup> operaciones por segundo, con un crosstalk garantizado de -65db a 100khz.

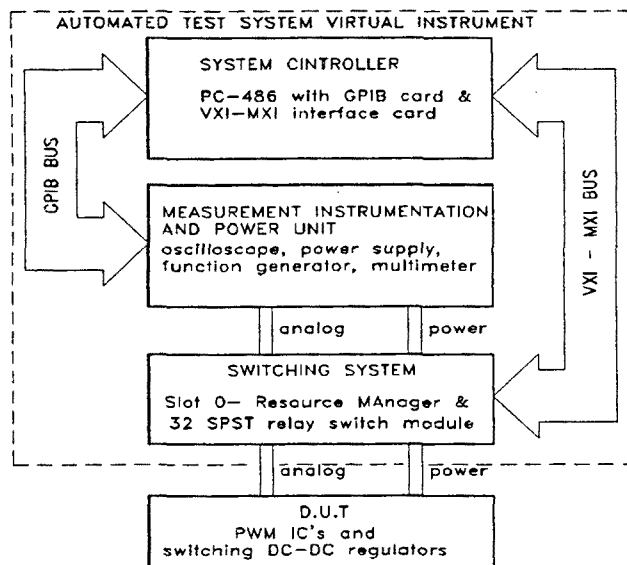


Figura 3.43. Configuración general del sistema automático de test

El array de *relay* permite seleccionar el lugar de la planta y el instrumento que debe excitar o adquirir. Podemos observar el conexionado de la planta en la figura 3.45, y los instrumentos de adquisición y excitación en la figura 3.44. Mientras en la figura 3.46 tenemos el circuito auxiliar para las medidas de  $Y_{in}$  y  $V_{out}/V_{in}$ , y en la figura 3.47 el circuito para el bloque de control.

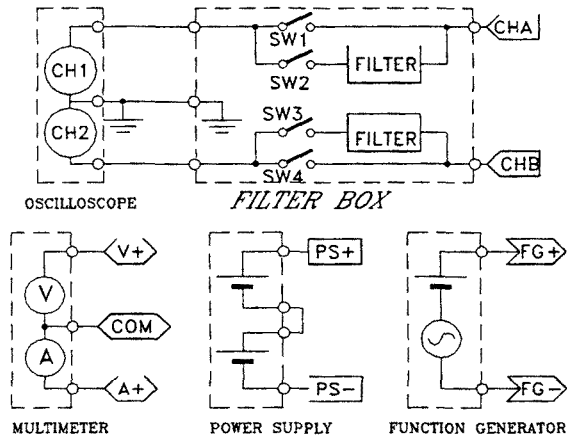


Figura 3.44 Instrumental de excitación y adquisición

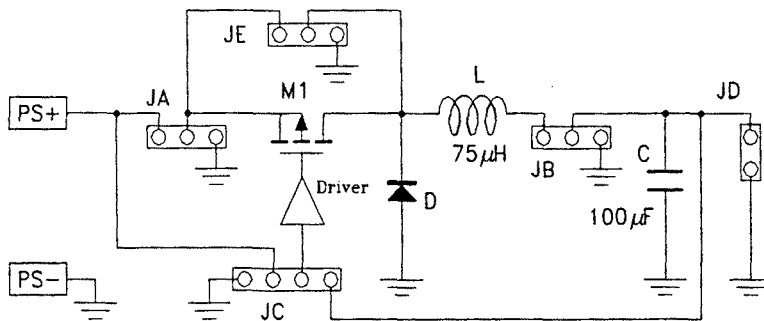


Figura 3.45. Esquema de la planta (convertidor Buck) sobre el que realizamos el test

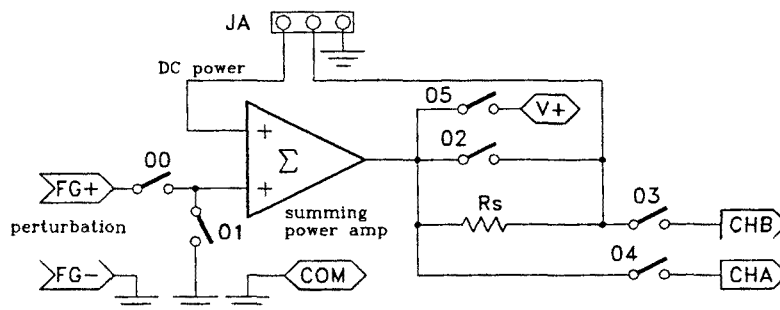


Figura 3.46. Circuito para generar una perturbación de potencia

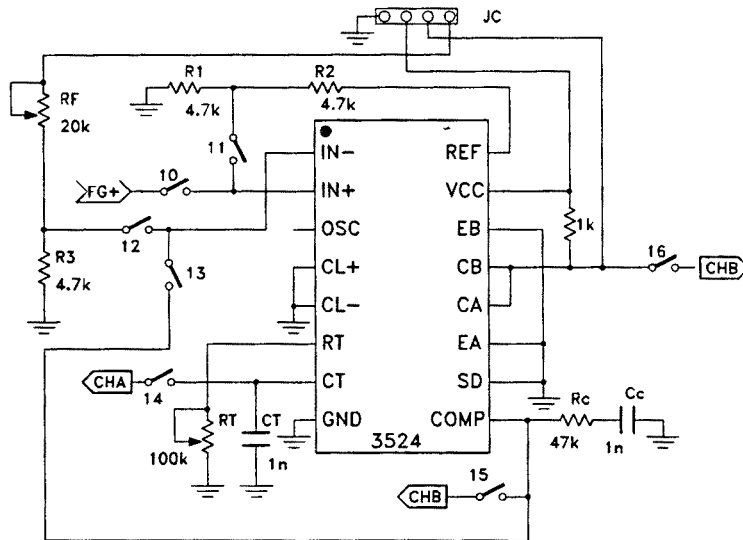


Figura 3.47 Bloque de control PWM

## CAPÍTULO CUARTO

### RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo presentamos los resultados experimentales conseguidos con los instrumentos virtuales presentados en el capítulo tercero, correspondientes a las características dinámicas y estáticas de los convertidores conmutados continua-continua de tipo reductor y elevador. Los diferentes resultados conseguidos nos permitirán realizar una comparativa entre los diferentes métodos de medida del capítulo segundo.

#### 4.1 MEDIDAS DE LAS CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS

##### 4.1.1 INTRODUCCIÓN

En este apartado se presentan los resultados obtenidos en la medida de respuestas frecuenciales de los convertidores Buck y Boost del apartado 2.2, empleando los sistemas de medida presentados en el capítulo segundo. Se han medido cinco respuestas frecuenciales:

- Tensión de salida/tensión de entrada
- Admitancia de entrada
- Impedancia de salida
- Tensión de salida/ciclo de trabajo
- Tensión de salida/tensión de referencia

Las características de las señales de excitación utilizadas, para cada método de medida, son las expuestas en el apartado 2.3. Las frecuencias a las cuales se ha medido la respuesta frecuencial son iguales para un mismo convertidor y una misma función de transferencia, independientemente del sistema de medida y del tipo de señal de excitación utilizado. En cada caso, el nivel de señal de excitación se ha fijado para tener una THD despreciable. Esto permite realizar un estudio comparativo entre los sistemas de medida diseñados a partir de los resultados obtenidos.

En todos los test realizados se proporciona la gráfica de la respuesta frecuencial medida (trazo continuo), junto con la simulada (trazo discontinuo), obtenida ésta a partir del modelo presentado en el capítulo segundo.

Asimismo se proporciona una tabla resumen, por cada respuesta frecuencial medida en cada convertidor, donde aparecen los datos y resultados más significativos asociados al test, estos son:

- Sistema de medida utilizado
- Método de optimización del Factor de Cresta (sólo para el método basado en DFT).
- Amplitud de la señal de excitación.
- Tiempo invertido en el test.
- Error cuadrático medio.

El error cuadrático medio, obtenido con respecto a la simulación del modelo del apartado 2.2.3, es definido como:

$$\text{error cuad. medio} = \frac{1}{M} \cdot \sum_{i=1}^M |H(j\omega_i) - H'(j\omega_i)|^2 \quad (4.1)$$

donde  $M$  es el número de tonos utilizados en el test,  $H(j\omega_i)$  es la respuesta en frecuencia simulada para la frecuencia  $\omega_i$  y  $H'(j\omega_i)$  es la respuesta en frecuencia medida.

Cabe destacar que en todos los test realizados con el sistema de medida basado en la *DFT*, se ha incluido una prueba con un barrido de señal de excitación uniseno.

#### 4.1.2 RESPUESTA EN FRECUENCIA SALIDA/ENTRADA

La medida de cada función de transferencia ha requerido una interconexión de diferentes instrumentos de excitación y adquisición dando lugar a cuatro arquitecturas de medida, una por método de medida desarrollado. En la figura 4.1 presentamos la arquitectura del sistema de medida correspondiente al método basado en la *DFT*. Para el resto de métodos el sistema de medida es equivalente, así en el método Fasorial el osciloscopio digital es sustituido por el multímetro HP34401, cambiando los filtros paso bajo por filtros *tracking*. En la convolución circular el instrumento a reemplazar será el osciloscopio TDS 520 por un HP 54600, y en el método de Samulon eliminaremos el bloque formado por los filtros paso bajo.

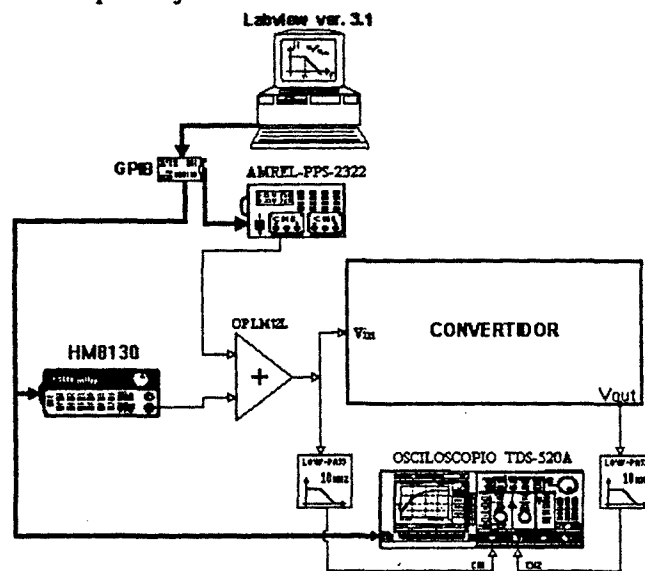


Figura 4.1 Arquitectura sistema de medida para el método de medida basado en la *DFT*

El proceso de medida que nos permite obtener la respuesta en frecuencia empleando los instrumentos de la figura 4.1 estará estructurado en los siguientes pasos:

- Configuración inicial de los aparatos de medida.
- Selección de los parámetros bajo los que se va realizar el test (frecuencia inicial y final, amplitud de la señal de excitación).
- Generación del barrido frecuencial, con las frecuencias equiespaciadas en el eje logarítmico o lineal. Para el método de Samulon generar un escalón
- Calibración del osciloscopio para cada una de las frecuencias para obtener la mejor resolución en amplitud y poder representar de 2 a 4 períodos de señal, dependiendo de la frecuencia de la misma. El osciloscopio trabaja con los canales de entrada acoplados en alterna de modo que sólo procesa las componentes alternas de la señales de entrada.
- Captura por parte del osciloscopio o del multímetro de las señales de entrada y salida del convertidor.
- Digitalización y posterior transmisión de las señales al ordenador a través del bus *GPIB*.
- Tratamiento de las muestras para obtener la ganancia y fase en cada una de las frecuencias de interés.
- Presentación de los resultados (diagrama de Bode).

En primer lugar se presentan los resultados obtenidos sobre el convertidor Buck (apartado 2.2.2) en la medida de la respuesta frecuencial  $v_o(f)/v_g(f)$  (tabla 4.1).

CONVERTIDOR BUCK

Método, señal de excitación	Vpp(V)	Error cuad. medio ( $\times 10^{-4}$ )	Tiempo de medida (seg)	Respuesta en frecuencia
Convolución Circular	1.2	6.03	295	fig.4.2
Fasorial	1.2	31	212	fig.4.3
Escalón	0.6	13	5	fig.4.4
Uniseno (DFT)	1.2	1.72	311	fig.4.5
Multiseno sin optimizar	1.2	3.00	34	fig.4.6
Multiseno (Schroeder)	1.2	2.17	34	fig.4.7
Multiseno (Newman)	1.2	2.10	34	fig.4.8
Multiseno (Shapiro-Rudin)	1.2	2.15	34	fig.4.9

Tabla 4.1. Test realizado sobre el convertidor Buck para la medida de  $v_o(f)/v_g(f)$ .

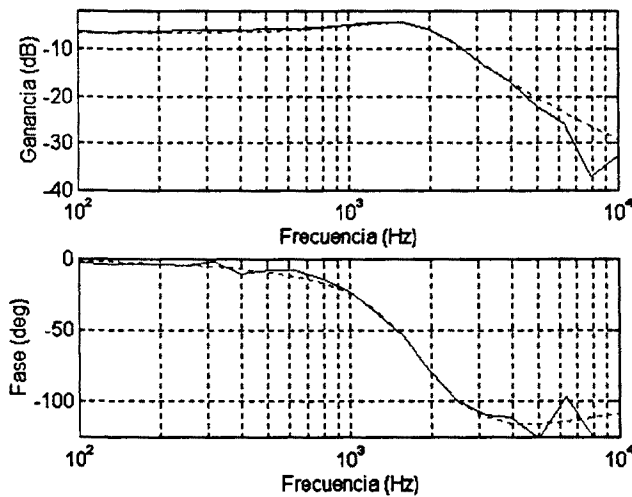


Figura 4.2. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Buck (método convolución circular).

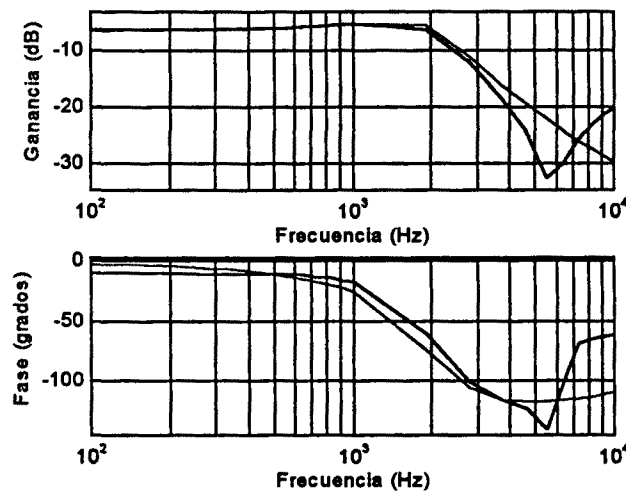


Figura 4.3 Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Buck empleando el método Fasorial

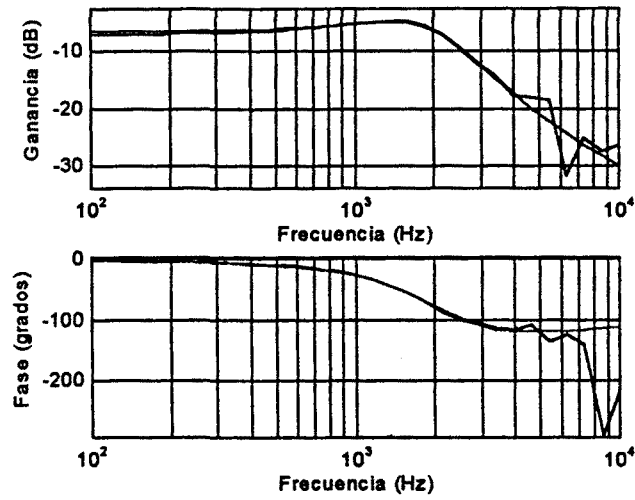


Figura 4.4 Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Buck empleando el método de Samulon

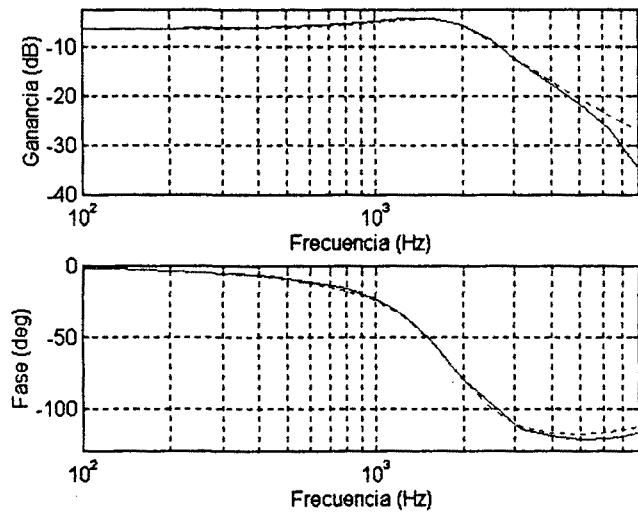


Figura 4.5 Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Buck empleando DFT con señal uniseno.

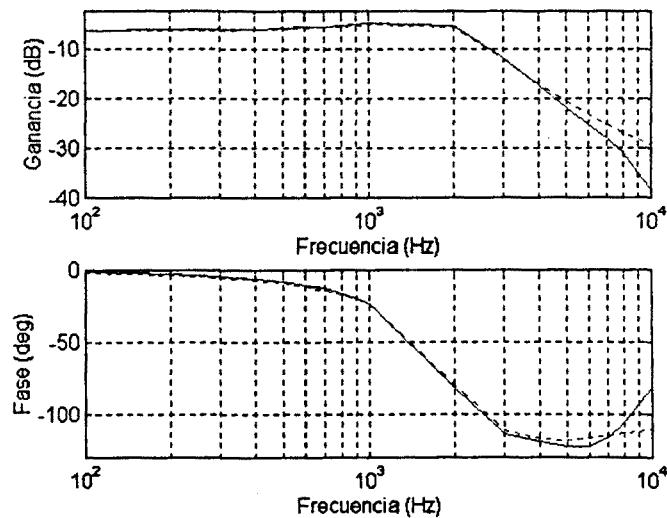


Figura 4.6 Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Buck empleando DFT con multiseno sin optimizar

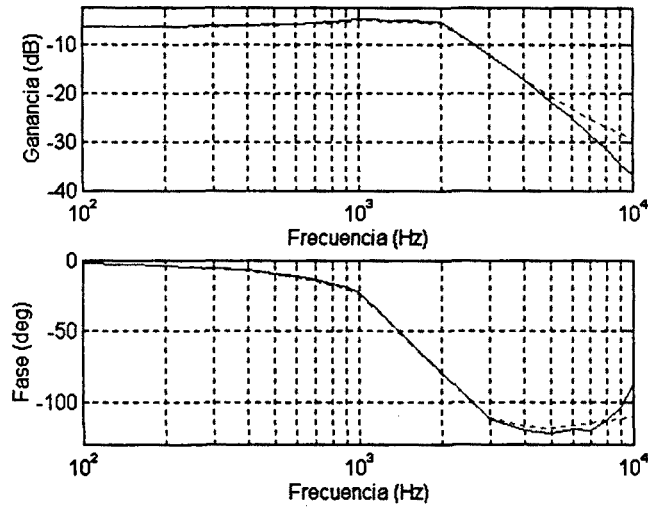


Figura 4.7 Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Buck empleando DFT con multiseno optimizado según Schroeder

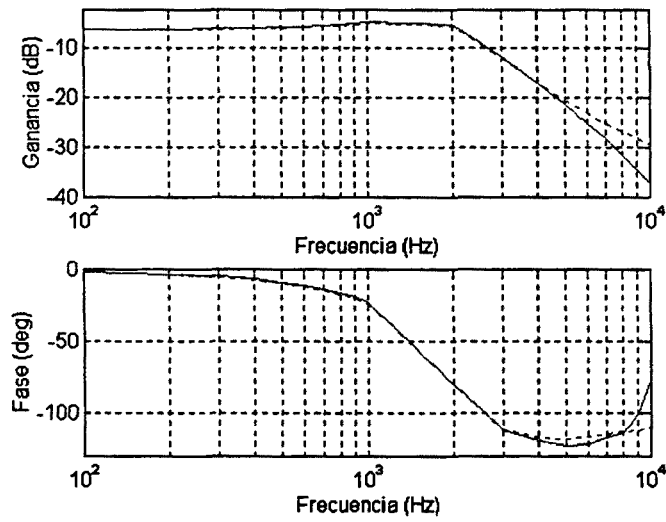


Figura 4.8 Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Buck empleando DFT con multiseno optimizado según Newman

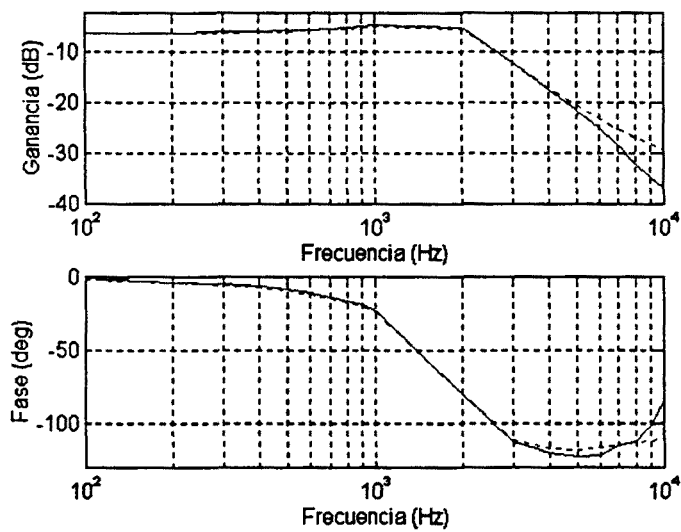


Figura 4.9 Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Buck empleando DFT con multiseno optimizado según Shapiro-Rudin.



A continuación se presentan los resultados obtenidos en la medida de la respuesta frecuencial *tensión Salida/tensión Entrada* del convertidor Boost del apartado 2.2.2 (tabla 4.2).

**CONVERTIDOR BOOST**

Método, señal de excitación	Vpp (V)	Error cuad. medio	Tiempo de medida (seg)	Respuesta en frecuencia
Convolución circular	0,3	$5.61 \cdot 10^{-3}$	295	figura 4.10
Fasorial	0,3	$41,6 \cdot 10^{-3}$	212	figura 4.11
Escalón	0,15	$14,5 \cdot 10^{-3}$	5	figura 4.12
Uniseno	0,3	$2.88 \cdot 10^{-4}$	311	figura 4.13
Multiseno sin optimizar	0,3	$2.83 \cdot 10^{-3}$	34	figura 4.14
Multiseno (Schroeder)	0,3	$3.84 \cdot 10^{-4}$	34	figura 4.15
Multiseno (Newman)	0,3	$4.16 \cdot 10^{-4}$	34	figura 4.16
Multiseno (Shapiro-Rudin)	0,3	$3.99 \cdot 10^{-4}$	34	figura 4.17

Tabla 4.2 Test realizado sobre el convertidor Boost para la medida de  $v_o(f)/v_g(f)$ .

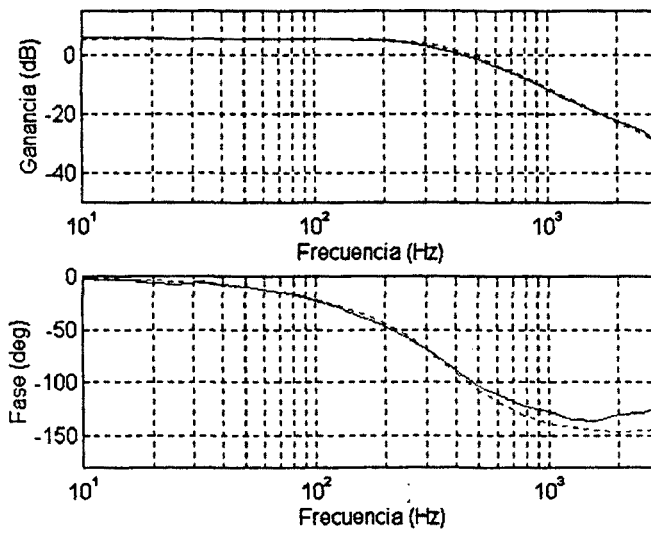


Figura 4.10. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Boost convolución circular.

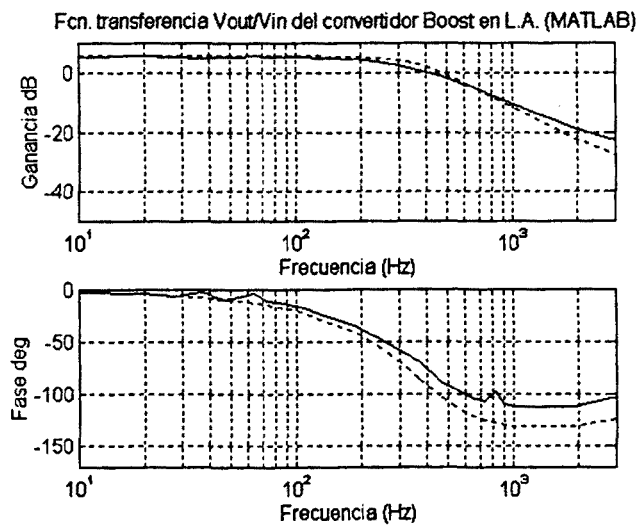


Figura 4.11. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Boost método fasorial.

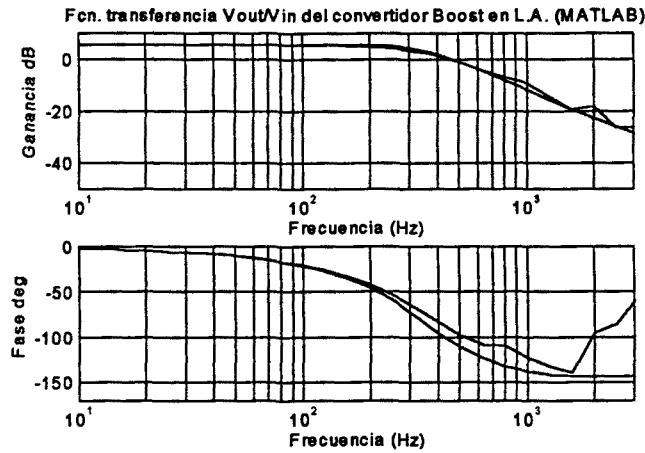


Figura 4.12. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Boost método samulon.

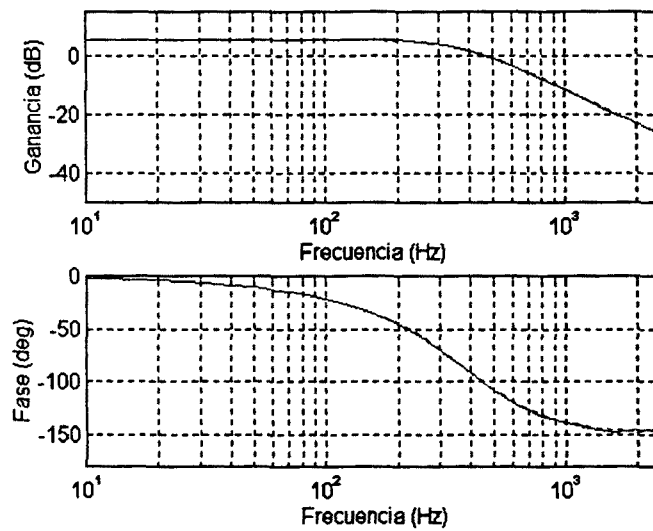


Figura 4.13. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Boost con señal uniseno (DFT).

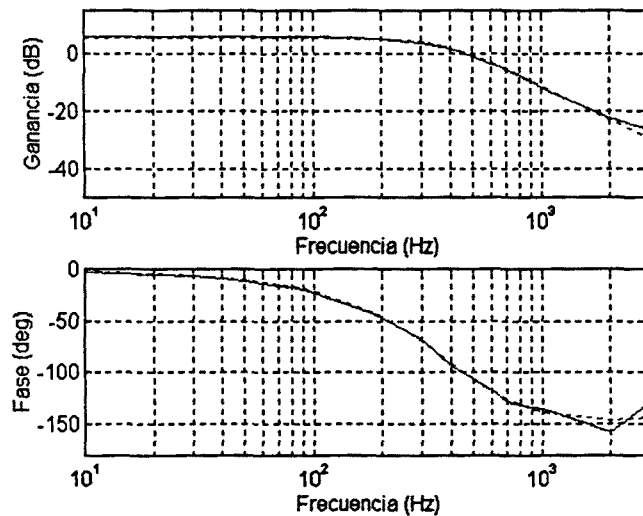


Figura 4.14. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Boost con multiseno sin optimizar el CF.

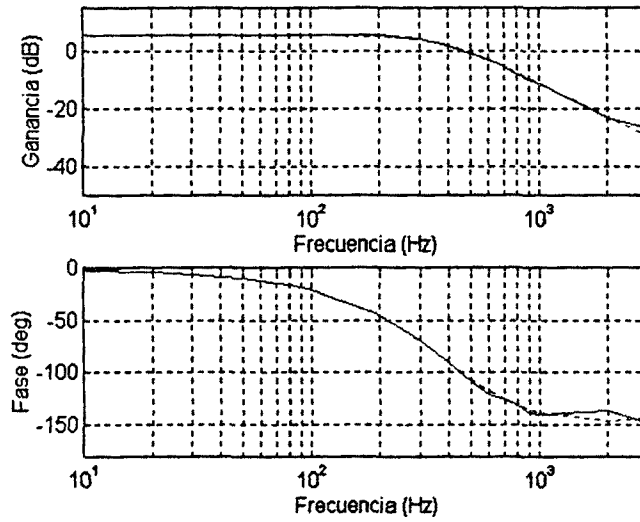


Figura 4.15. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Boost con multiseno optimizado según Schroeder.

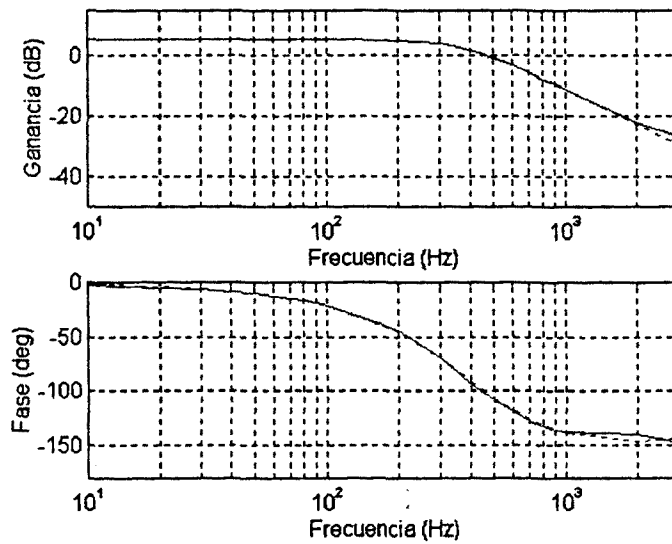


Figura 4.16. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Boost con multiseno optimizado según Newman.

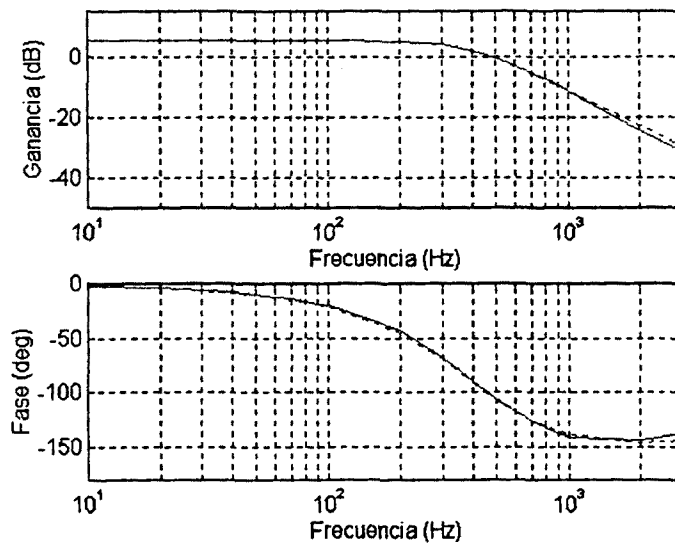


Figura 4.17. Respuesta en frecuencia  $v_o(f)/v_g(f)$  del convertidor Boost con multiseno optimizado según Shapiro-Rudin.

**4.1.3. ADMITANCIA DE ENTRADA**

Para la medida de la admitancia emplearemos el mismo sistema y procedimiento de medida presentado en el apartado anterior, figura 4.1 al que añadimos dos sondas diferenciales AD400A para la medida de la corriente de entrada al convertidor y la tensión de entrada según se muestra en la figura 4.18.

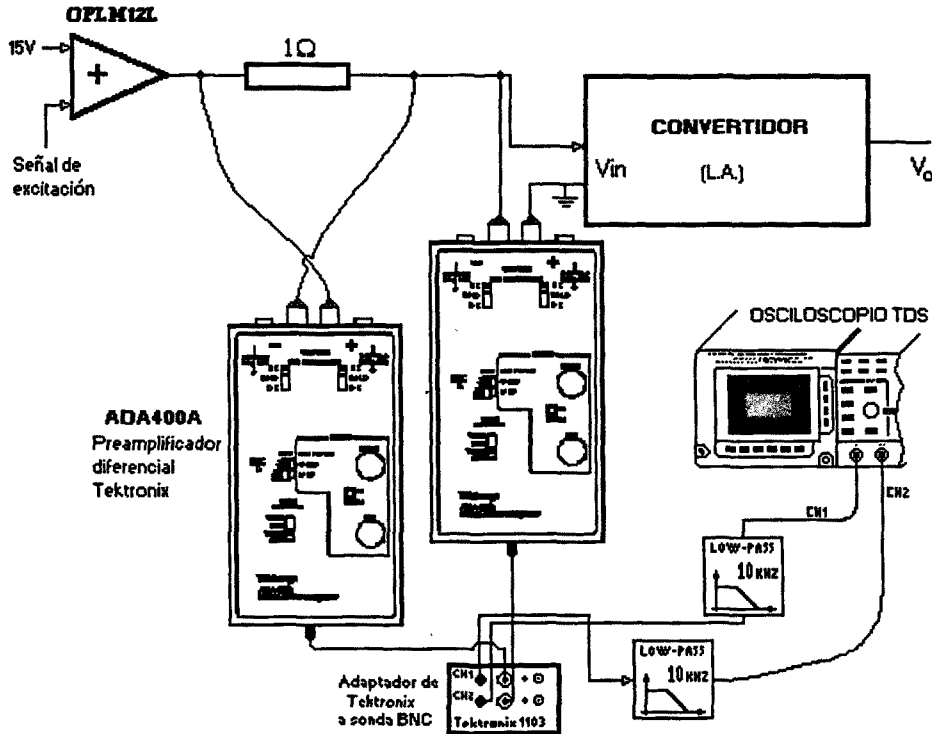


Figura 4.18 Arquitectura sistema de medida de la admitancia de entrada basado en la DFT

En la tabla 4.3 aparecen los resultados correspondientes a los distintos test realizados para la medida de la admitancia de entrada del convertidor Buck.

CONVERTIDOR BUCK

Método, señal de excitación	Vpp(V)	Error cuad. medio (x10 <sup>-4</sup> )	Tiempo de medida (seg)	Respuesta en frecuencia
Convolución Circular	1.2	30.74	295	fig.4.19
Fasorial	1.2	210	212	fig.4.20
Escalón	0.6	950	5	fig.4.21
Uniseno (DFT)	1.2	25.6	311	fig.4.22
Multiseno sin optimizar	1.2	71.9	34	fig.4.23
Multiseno (Schroeder)	1.2	34.3	34	fig.4.24
Multiseno (Newman)	1.2	61.4	34	fig.4.25
Multiseno (Shapiro-Rudin)	1.2	41.6	34	fig.4.26

Tabla 4.3. Test realizado sobre el convertidor Buck para la medida de la  $Y_{in}(f)$ .

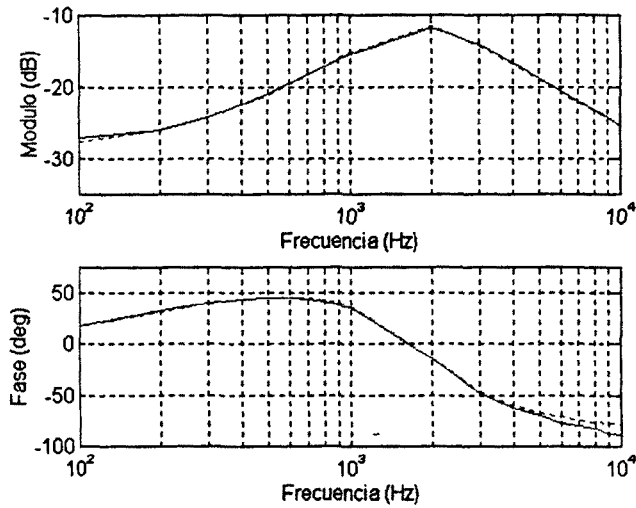


Figura 4.19. Admitancia de entrada del convertidor Buck (método Convolución circular).

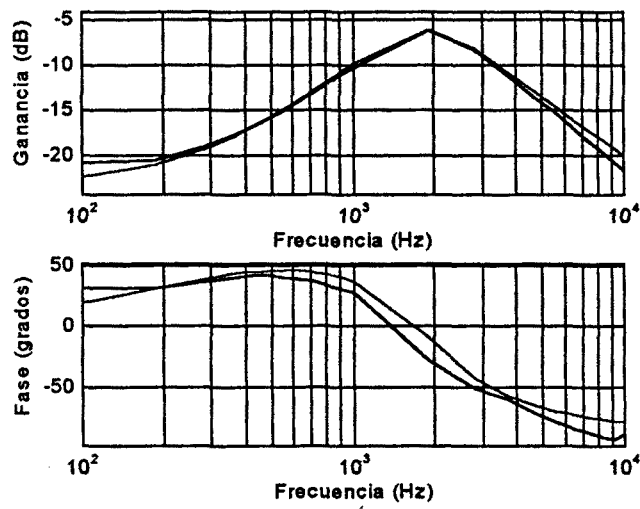


Figura 4.20 Admitancia de entrada del convertidor Buck (método fasorial)

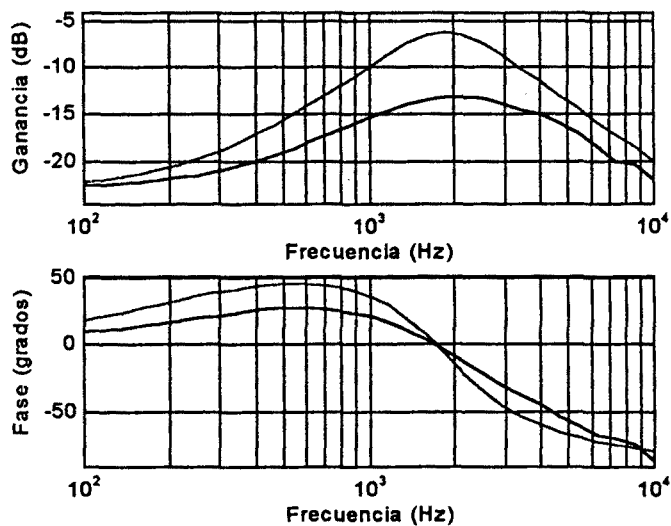


Figura 4.21 Admitancia de entrada del convertidor Buck (método respuesta al escalón)

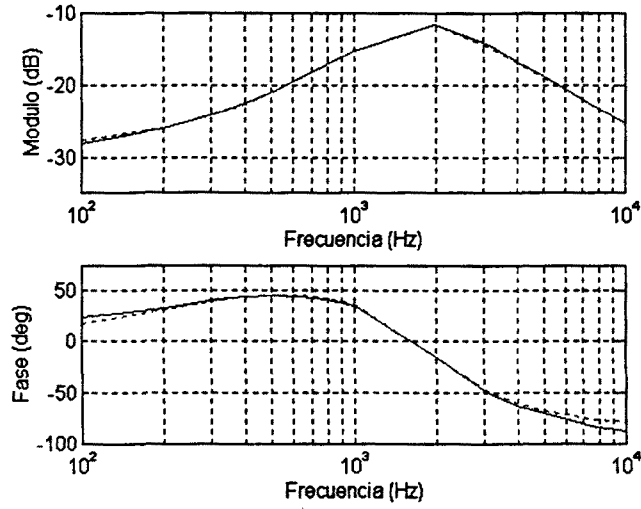


Figura 4.22. Admitancia de entrada del convertidor Buck con uniseno (DFT).

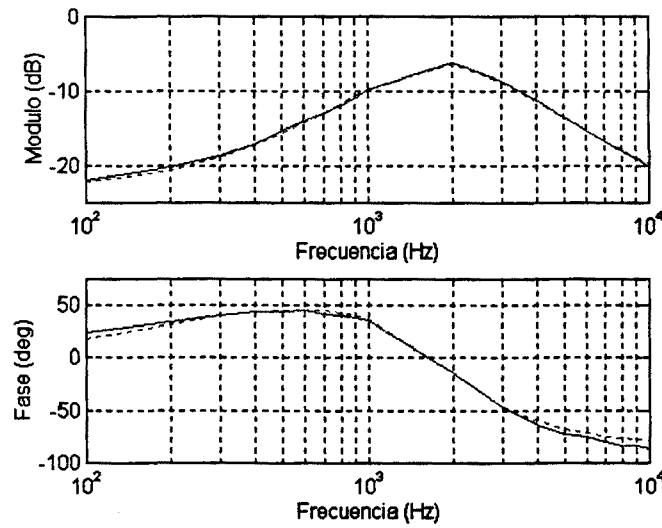


Figura 4.23. Admitancia de entrada del convertidor Buck con multiseno sin optimizar.

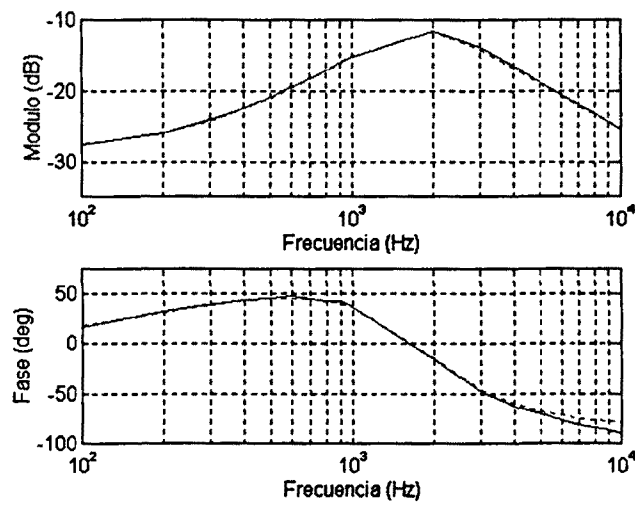


Figura 4.24. Admitancia de entrada del convertidor Buck con multiseno optimizado según Schroeder.

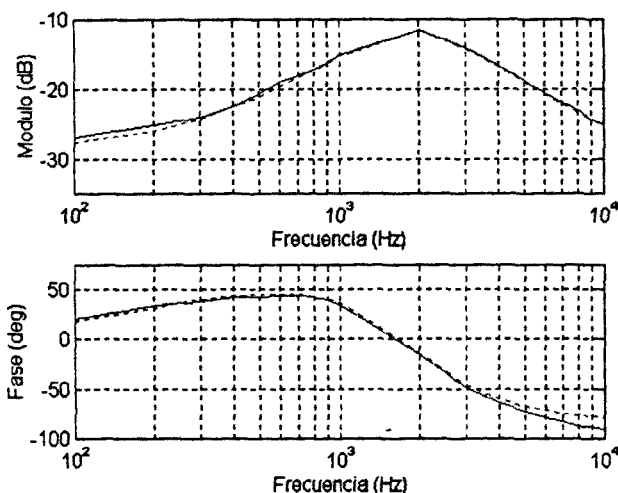


Figura 4.25. Admitancia de entrada del convertidor Buck con multiseno optimizado según Newman.

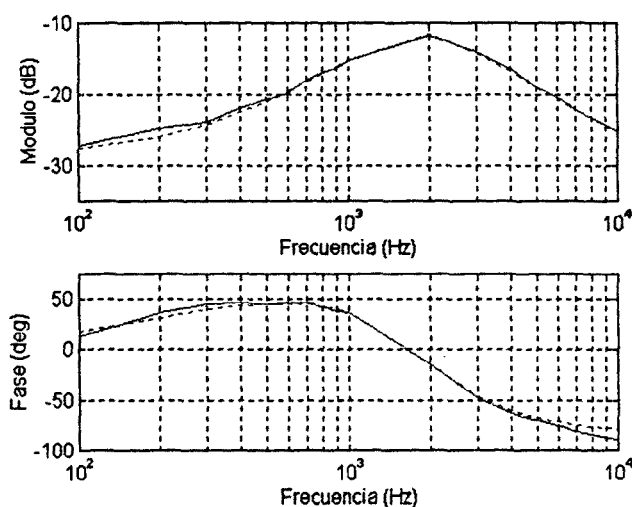


Figura 4.26. Admitancia de entrada del convertidor Buck con multiseno optimizado según Shapiro-Rudin.

En la tabla 4.4 aparecen los distintos test realizados para la medida de la admitancia de entrada del convertidor Boost.

**CONVERTIDOR BOOST**

Método, señal de excitación	Vpp (V)	Error cuad. medio	Tiempo de medida (seg)	Respuesta en frecuencia
Convolución Circular	0,6	$8.92 \cdot 10^{-4}$	436	figura 4.27
Fasorial	0,6	$10,47 \cdot 10^{-3}$	268	figura 4.28
Samulon	0,3	$9,5 \cdot 10^{-3}$	5	figura 4.29
Uniseno (DFT)	0,6	$3.81 \cdot 10^{-4}$	475	figura 4.30
Multiseno sin optimizar	0,6	$8.72 \cdot 10^{-4}$	45	figura 4.31
Multiseno (Schroeder)	0,6	$8.09 \cdot 10^{-4}$	“	figura 4.32
Multiseno (Newman)	0,6	$8.17 \cdot 10^{-4}$	“	figura 4.33
Multiseno (Shapiro-Rudin)	0,6	$6.69 \cdot 10^{-4}$	“	figura 4.34

Tabla 4.4. Test realizado sobre el convertidor Boost para la medida de la  $Yin(f)$ .

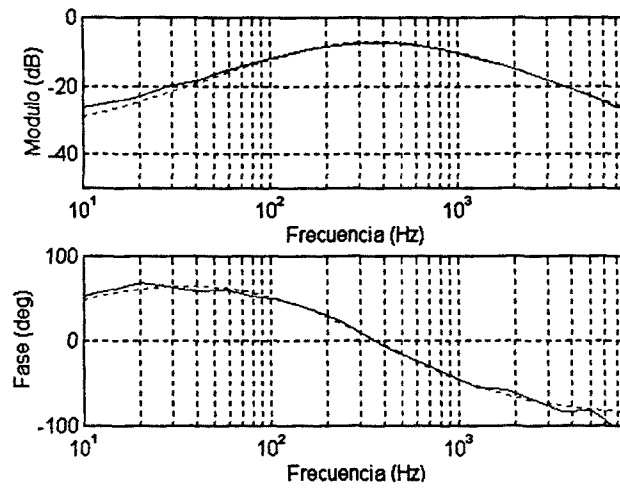


Figura 4.27. Admitancia de entrada del convertidor Boost con uniseno (convolución circular).

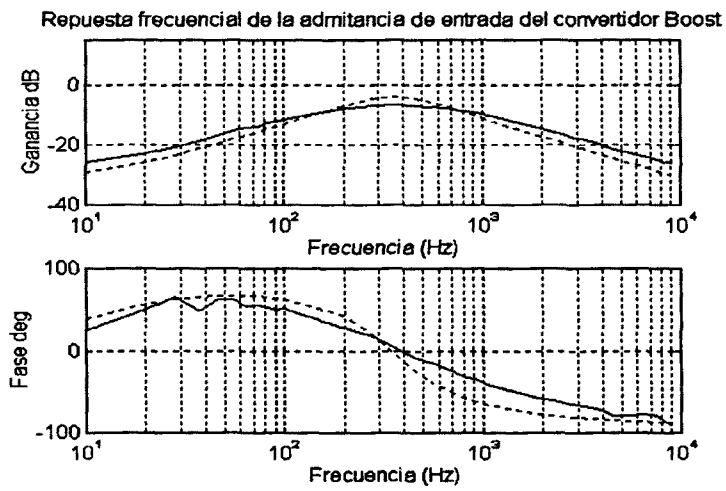


Figura 4.28. Admitancia de entrada del convertidor Boost método fasorial.

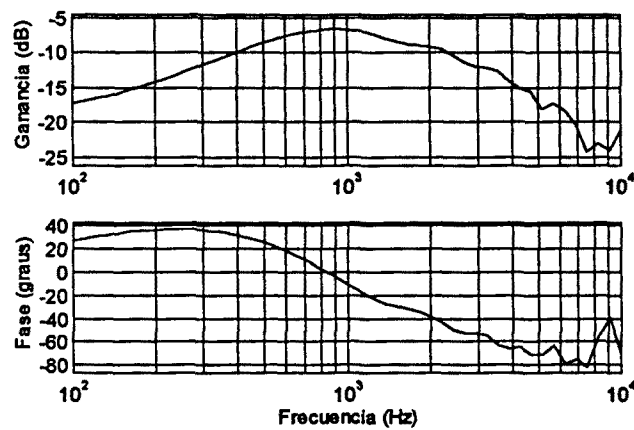


Figura 4.29. Admitancia de entrada del convertidor Boost aplicando algoritmo Samulón.



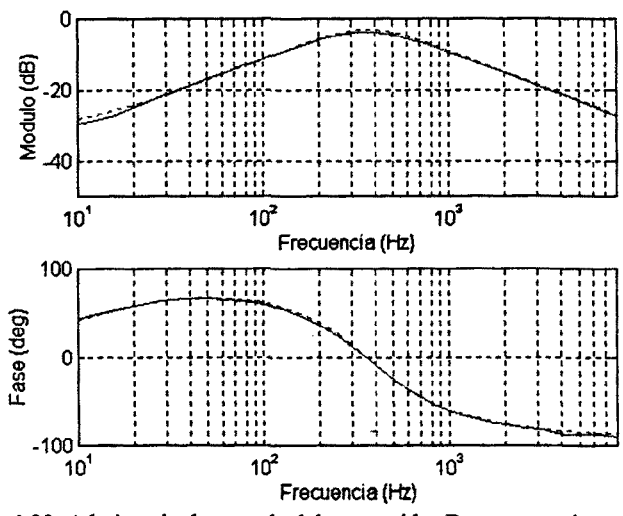


Figura 4.30. Admitancia de entrada del convertidor Boost con uniseno (DFT).

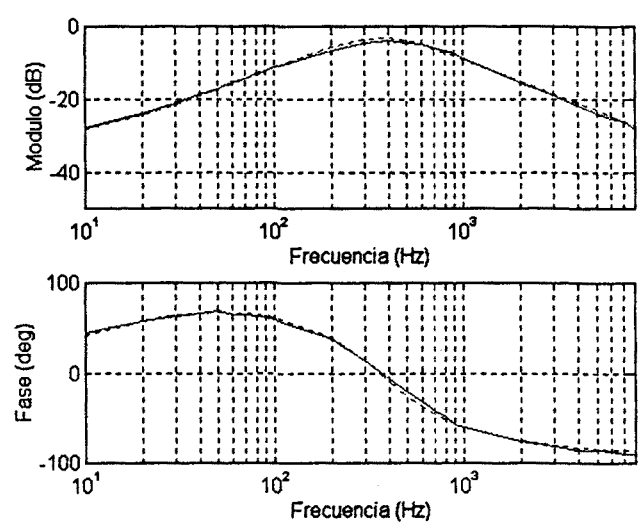


Figura 4.31. Admitancia de entrada del convertidor Boost con multiseno sin optimizar.

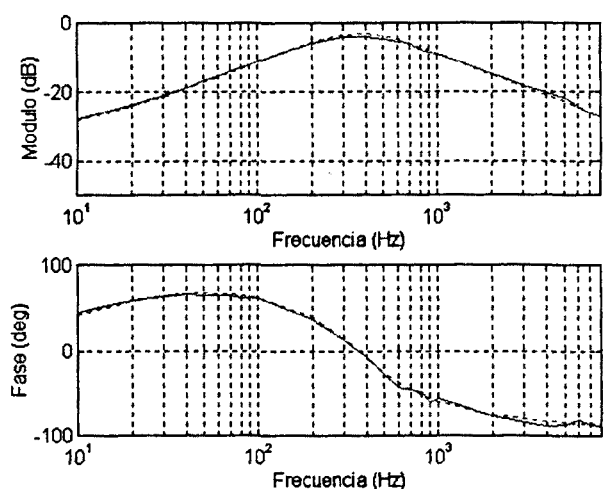


Figura 4.32. Admitancia de entrada del convertidor Boost con multiseno optimizado según Schroeder.

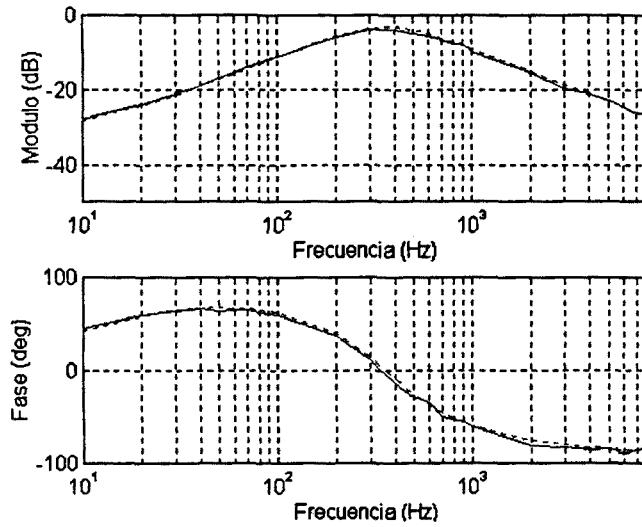


Figura 4.33. Admitancia de entrada del convertidor Boost con multiseno optimizado según Newman.

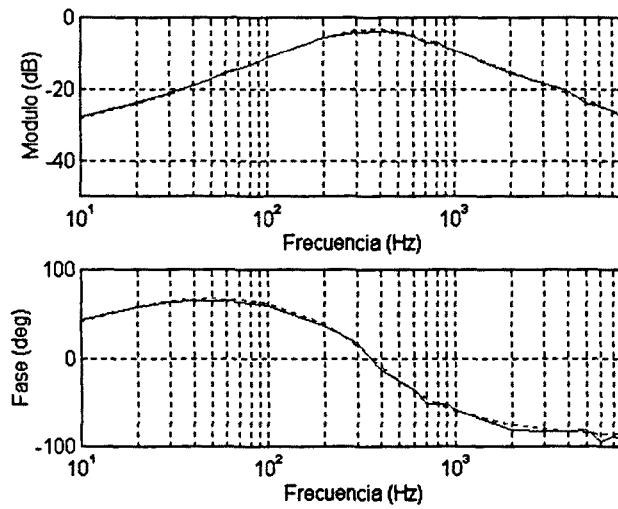


Figura 4.34. Admitancia de entrada del convertidor Boost con multiseno optimizado según Shapiro-Rudin.