

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

4.1.4 IMPEDANCIA DE SALIDA

Para la medida de la impedancia de salida emplearemos la carga electrónica PLZ 150 de Kikushui como instrumento generador de perturbaciones, controlada mediante la DPO en modo conmutación para el método de Samulon y con barrido frecuencial modo corriente constante en el resto de métodos. En la figura 4.35 presentamos la arquitectura de medida para el método de medida que emplea la DFT. En el resto de métodos deberemos cambiar el instrumento de adquisición, osciloscopio TDS 520 por el propio del método.

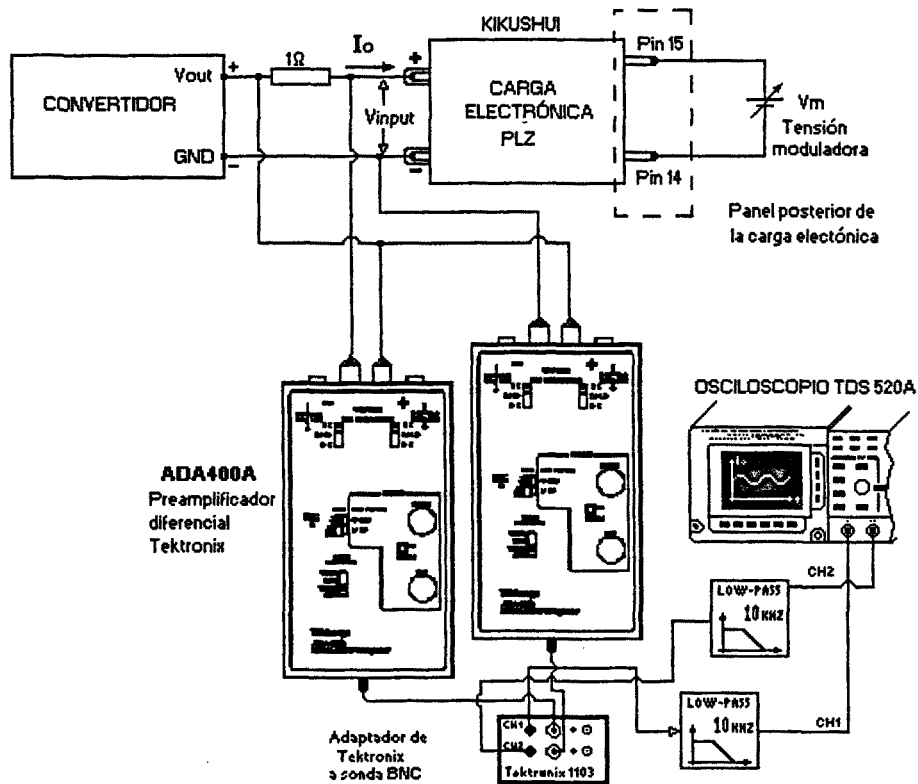


Figura 4.35. Arquitectura sistema de medida de la impedancia de salida basado en DFT

En primer lugar se presentan los resultados obtenidos sobre el convertidor Buck (tabla 4.5).

CONVERTIDOR BUCK

Método, señal de excitación	IL App(A)	Error cuad. medio (x10 ⁻⁴)	Tiempo de medida (seg)	Respuesta en frecuencia
Convolución Circular	0,25	9.94	295	fig.4.36
Fasorial	0,25	19	212	fig.4.37
Escalón	0,25	26	5	fig.4.38
Uniseno (DFT)	0,25	1.64	311	fig.4.39
Multiseno sin optimizar	0,25	9.08	34	fig.4.40
Multiseno (Schroeder)	0,25	6.58	34	fig.4.41
Multiseno (Newman)	0,25	8.67	34	fig.4.42
Multiseno (Shapiro-Rudin)	0,25	2.42	34	fig.4.43

Tabla 4.5. Test realizado sobre el convertidor Buck para la medida de Zout(f)

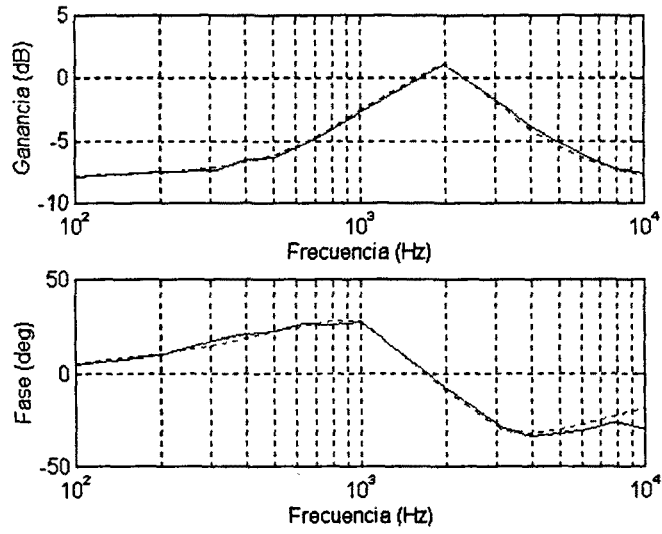


Figura 4.36. Impedancia de salida del convertidor Buck (método convolución circular).

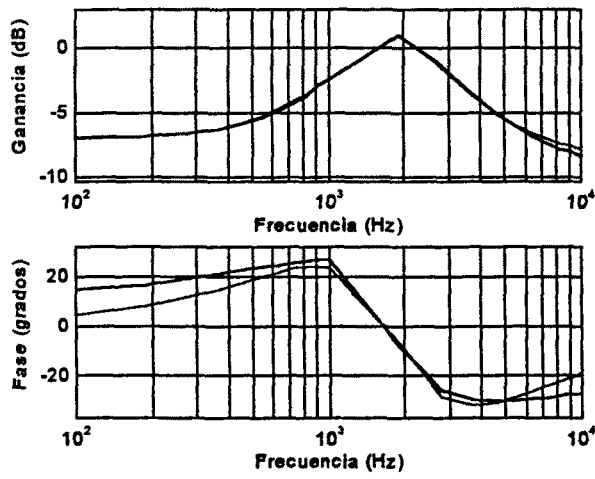


Figura 4.37. Impedancia de salida del convertidor Buck (método fasorial).

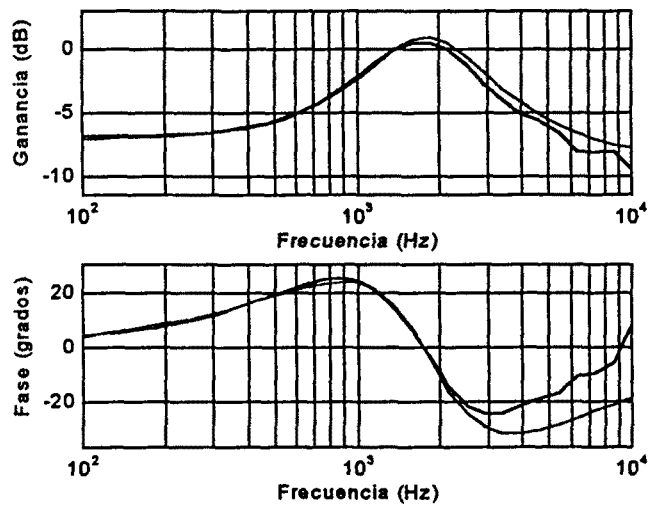


Figura 4.38. Impedancia de salida del convertidor Buck (método Samulon).

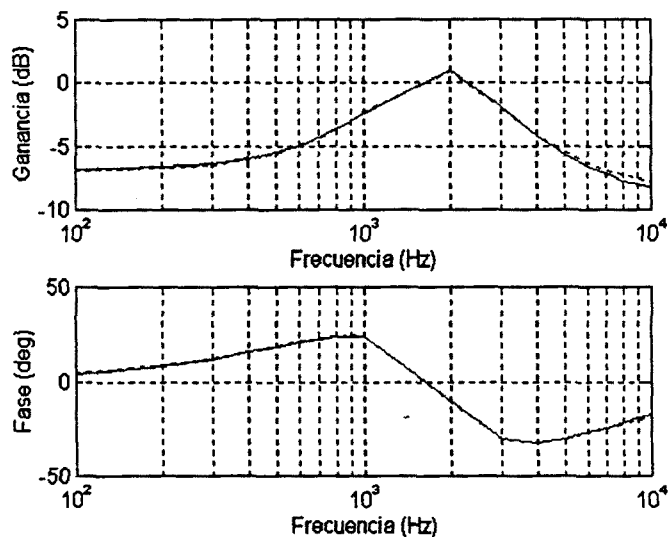


Figura 4.39. Impedancia de salida del convertidor Buck con señal uniseno (*DFT*).

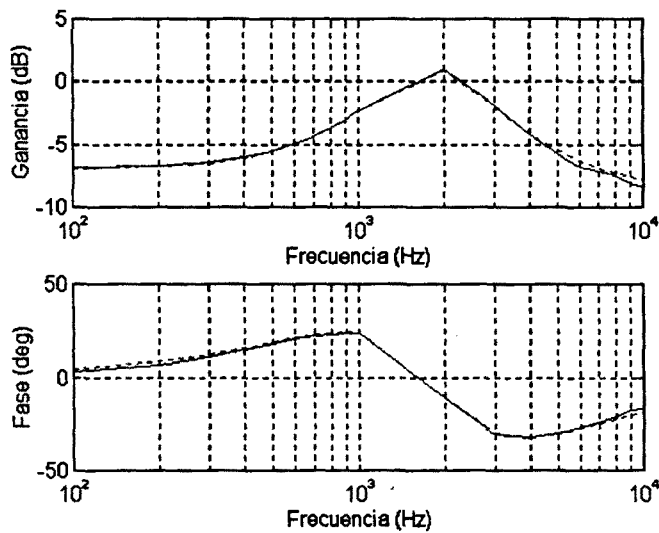


Figura 4.40 $Z_{out}(f)$ del convertidor Buck con multiseno sin optimizar el *CF*.

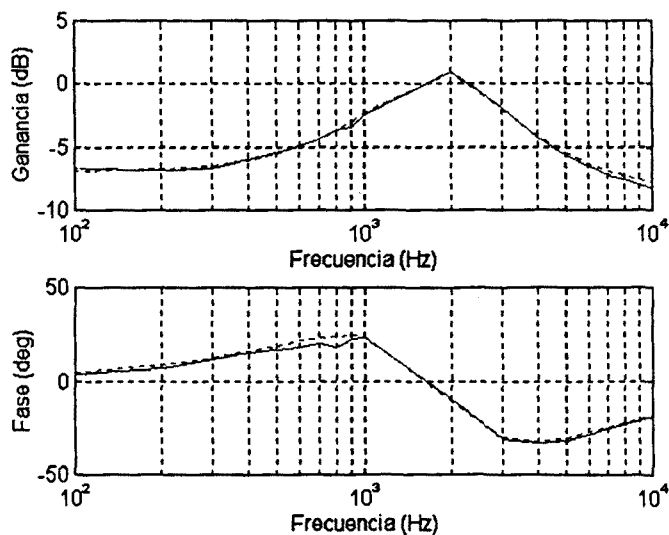


Figura 4.41. $Z_{out}(f)$ del convertidor Buck con multiseno optimizado según Schroeder.

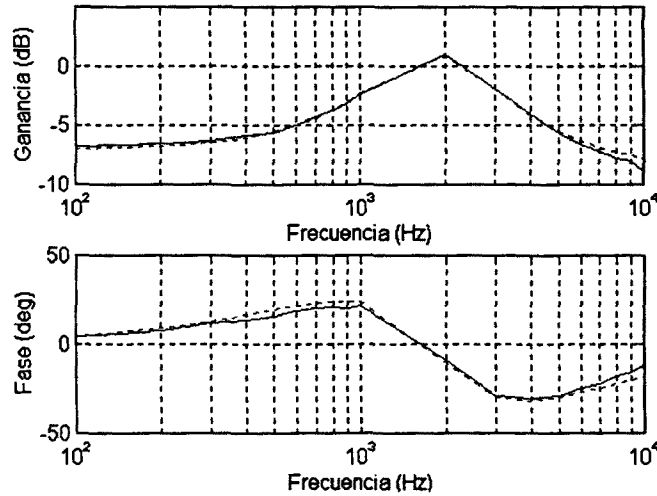


Figura 4.42. $Z_{out}(f)$ del convertidor Buck con multiseno optimizado según Newman.

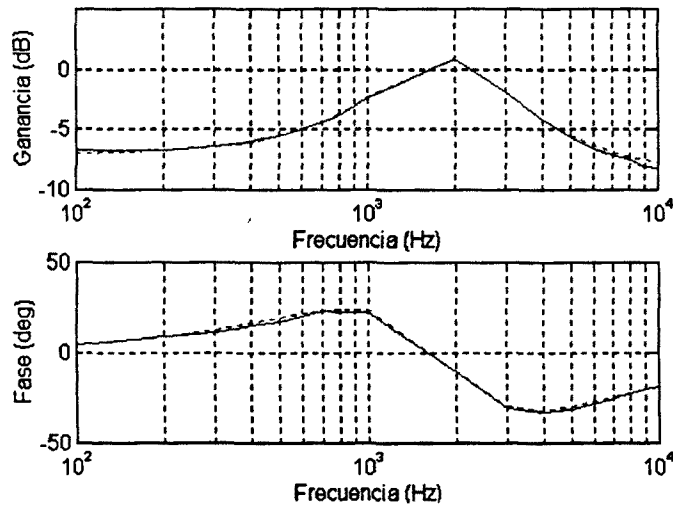


Figura 4.43. $Z_{out}(f)$ del convertidor Buck con multiseno optimizado según Shapiro-Rudin.

A continuación se presentan los resultados obtenidos sobre el convertidor Boost en la medida de la $Z_{out}(f)$ (tabla 3.10).

CONVERTIDOR BOOST

Método, señal de excitación	I_L (App)	Error cuad. medio	Tiempo de medida (seg)	Respuesta en frecuencia
Temporal	0.04	$1.64 \cdot 10^{-1}$	436	figura 4.44
Fasorial	0,04	$2.1 \cdot 10^{-1}$	268	figura 4.45
Samulon	0,02	$9,2 \cdot 10^{-1}$	5	figura 4.46
Uniseno (DFT)	0.04	$2.36 \cdot 10^{-2}$	475	figura 4.47
Multiseno sin optimizar	0.04	$1.14 \cdot 10^{-1}$	45	figura 4.48
Multiseno (Schroeder)	0.04	$4.44 \cdot 10^{-2}$	“	figura 4.49
Multiseno (Newman)	0.04	$4.95 \cdot 10^{-2}$	“	figura 4.50
Multiseno (Shapiro-Rudin)	0.04	$6.56 \cdot 10^{-2}$	“	figura 4.51

Tabla 4.6. Test realizado sobre el convertidor Boost para la medida de $Z_{out}(f)$.

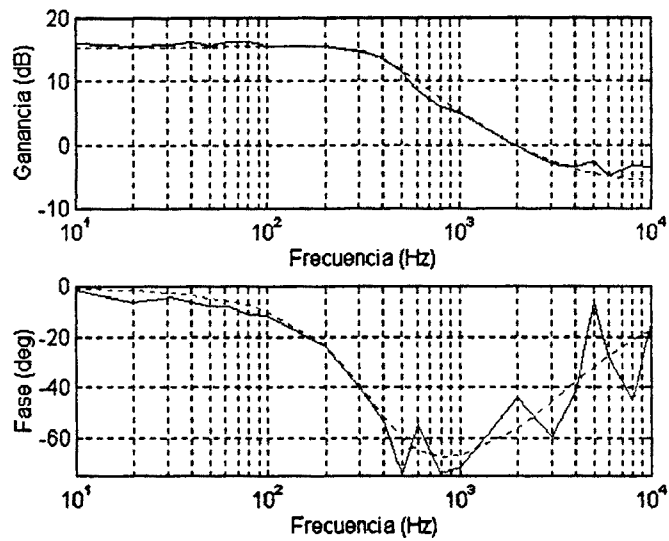


Figura 4.44. Impedancia de salida del convertidor Boost (método Convolución circular).

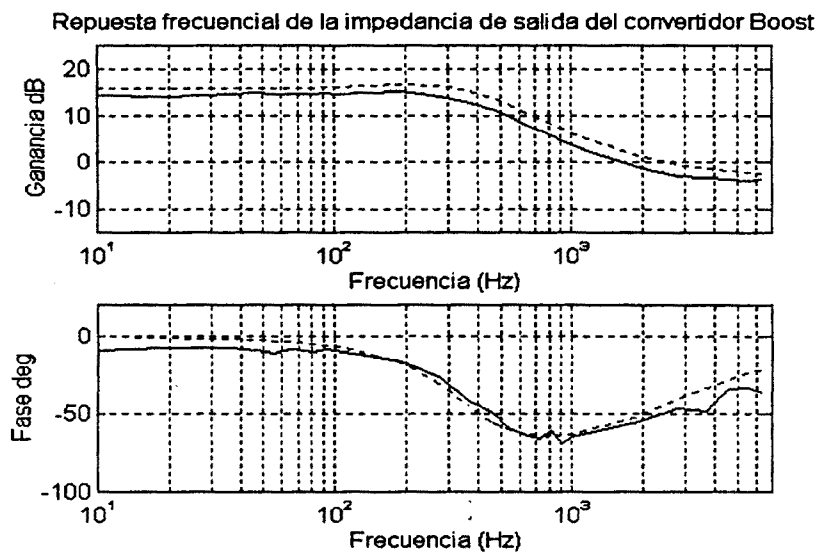


Figura 4.45. Impedancia de salida del convertidor Boost (método fasorial).

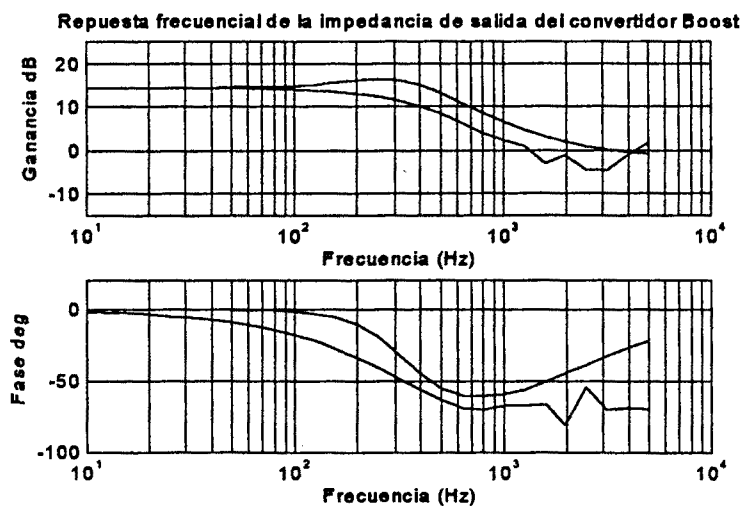


Figura 4.46. Impedancia de salida del convertidor Boost (método Samulon).

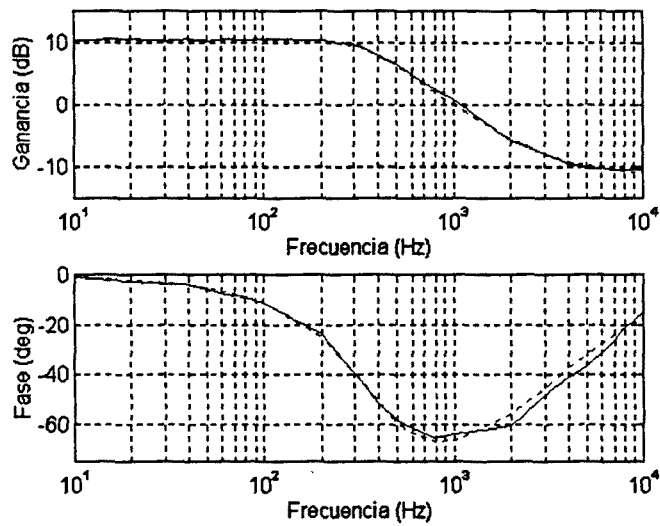


Figura 4.47. Impedancia de salida del convertidor Boost con señal uniseno (*DFT*).

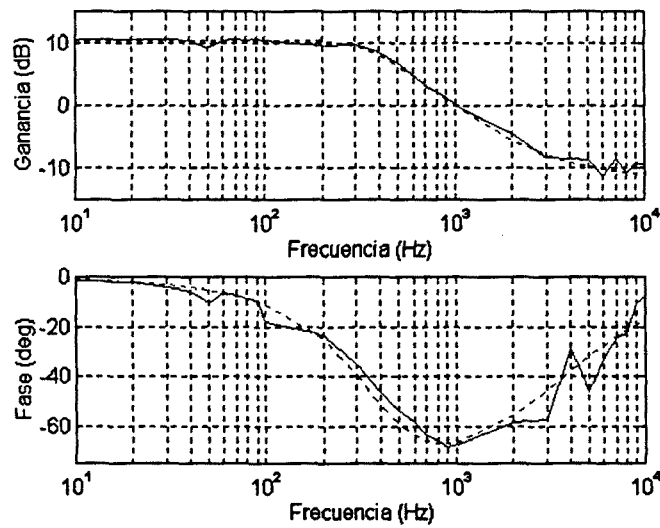


Figura 4.48. $Z_{out}(f)$ del convertidor Boost con multisenos sin optimizar el *CF*.

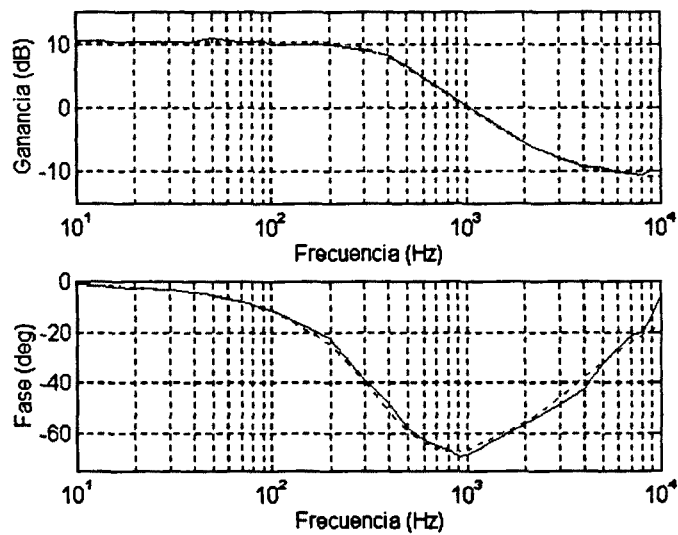


Figura 4.49. $Z_{out}(f)$ del convertidor Boost con multisenos optimizado según Schroeder.

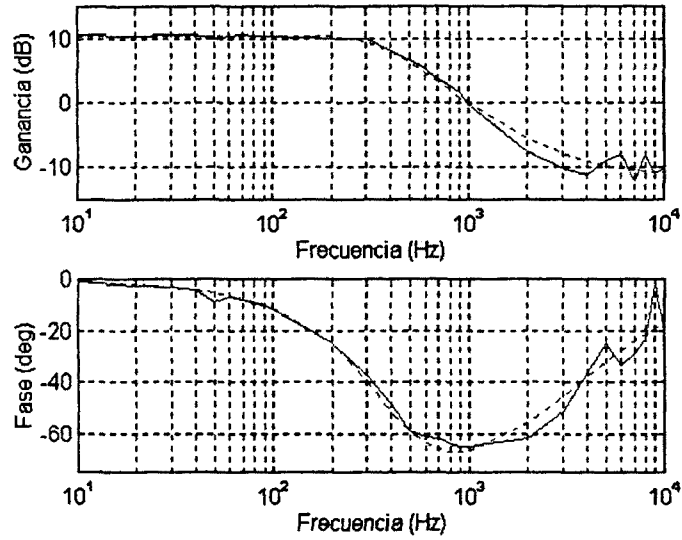


Figura 4.50. $Z_{out}(f)$ del convertidor Boost con multiseno optimizado según Newman.

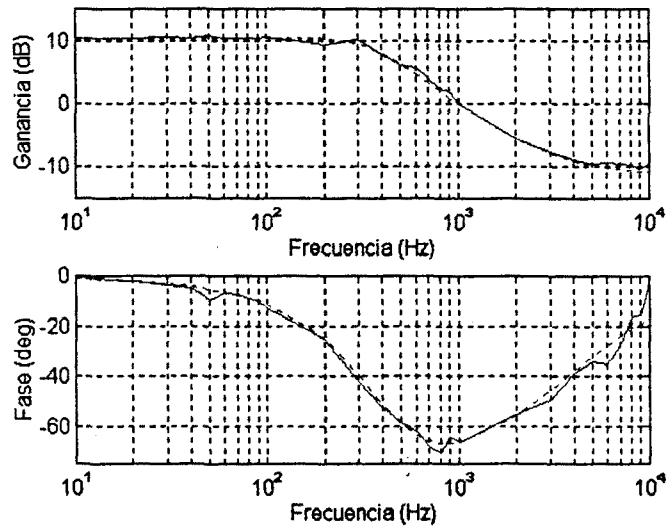


Figura 4.51. $Z_{out}(f)$ del convertidor Boost con multiseno optimizado según Shapiro_Rudin.

4.1.5 RESPUESTA EN FRECUENCIA TENSIÓN SALIDA/CICLO DE TRABAJO

En la figura 4.52a aparece el esquema eléctrico correspondiente al bloque amplificador y red correctora del convertidor Buck. Para generar la señal de conmutación se ha utilizado un modulador de anchura de pulso (PWM) modelo SG3524.

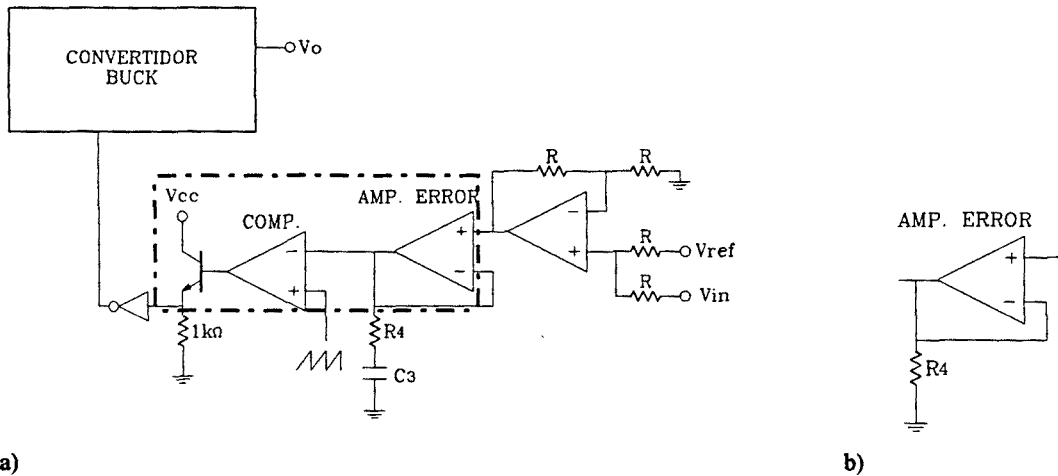


Figura 4.52. Amplificador de error y red correctora. Interior de la zona punteada corresponde al CI PWM SG3524 cuyo diagrama completo figura en el anexoD.
 a) del convertidor Buck.
 b) modificación diagrama general para caso del convertidor Boost

El sumador previo al amplificador de error permite sumar a la tensión de referencia, V_{ref} , una señal de excitación, V_{in} , suministrada por el generador de funciones caso de emplear el generador Hameg HM8130, y si empleamos el HP3314A el circuito sumador se debe eliminar. Los puntos de adquisición de las señales mediante el multímetro HP34401 o los osciloscopios digitales TDS 520 y HP54600A son V_{in} y V_o .

En primer lugar se han efectuado medidas sobre un convertidor Buck con: $R_f=2200\Omega$ y $C_3 = 1 \mu F$ (tabla 4.7).

CONVERTIDOR BUCK

Método, señal de excitación	Vpp(v)	Error cuad. medio ($\times 10^{-3}$)	Tiempo de medida (seg)	Respuesta en frecuencia
Convulación Circular	0.3	15,4*	295	fig.4.53
Fasorial	0.3	246,9	212	fig.4.54
Escalón	0.3	12,0	5	fig.4.55
Uniseno (DFT)	0.3	1,3	311	fig.4.56
Multiseno sin optimizar	0.3	9,7	34	fig.4.57
Multiseno (Schroeder)	0.3	3,6	34	fig.4.58
Multiseno (Newman)	0.3	2,3	34	fig.4.59
Multiseno (Shapiro-Rudin)	0.3	3,8	34	fig.4.60

Tabla 4.7. Test realizados sobre el Buck para la medida de $v_o(f)/d(f)$.

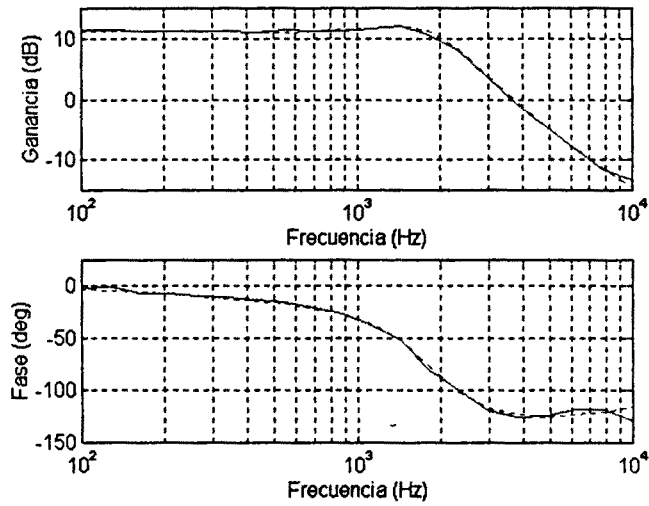


Figura 4.53. Función de transferencia $v_o(f)/d(f)$ del convertidor Buck con uniseno (método Convolución circular).

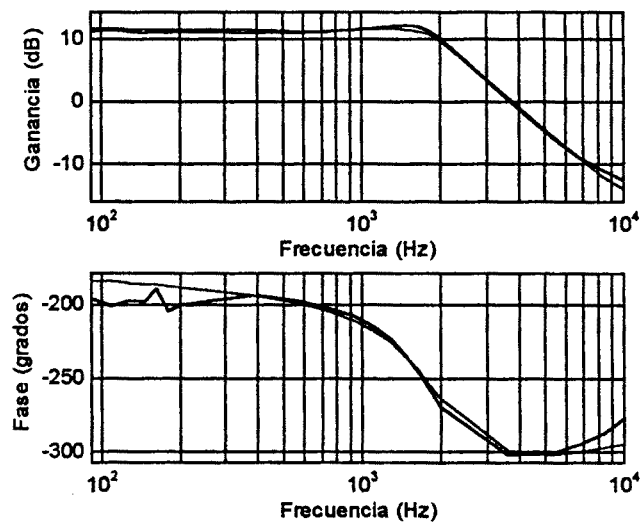


Figura 4.54. Función de transferencia $v_o(f)/d(f)$ del convertidor Buck (método fasorial)

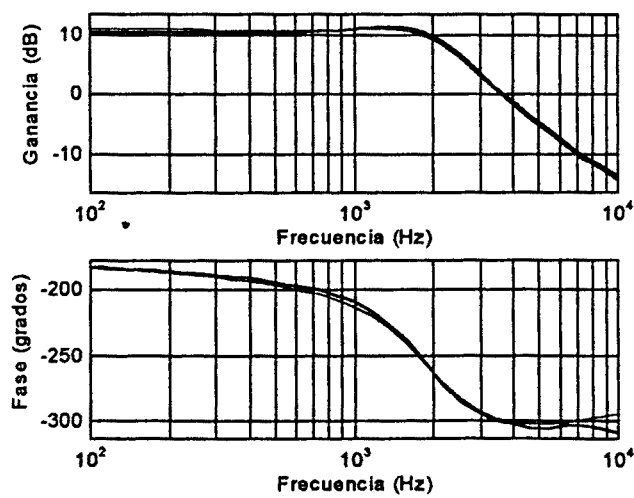


Figura 4.55. Función de transferencia $v_o(f)/d(f)$ del convertidor Buck (método Samulon)

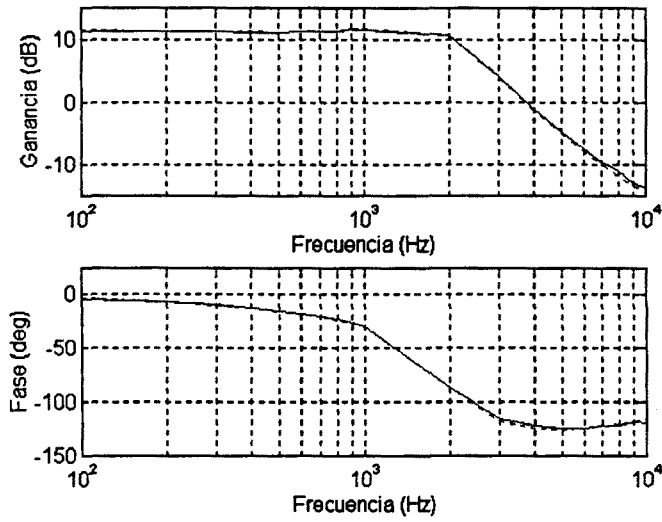


Figura 4.56. Función transferencia $v_o(f)/d(f)$ del convertidor Buck con uniseno (DFT).

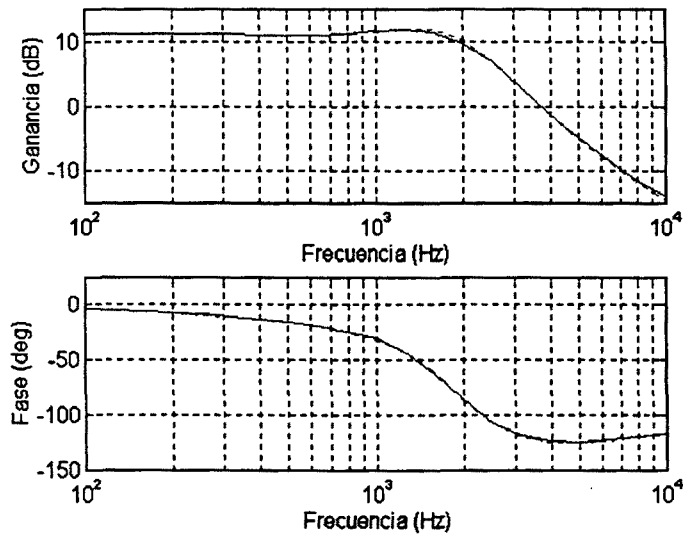


Figura 4.57. Función transferencia $v_o(f)/d(f)$ del convertidor Buck con multiseno sin corrección.

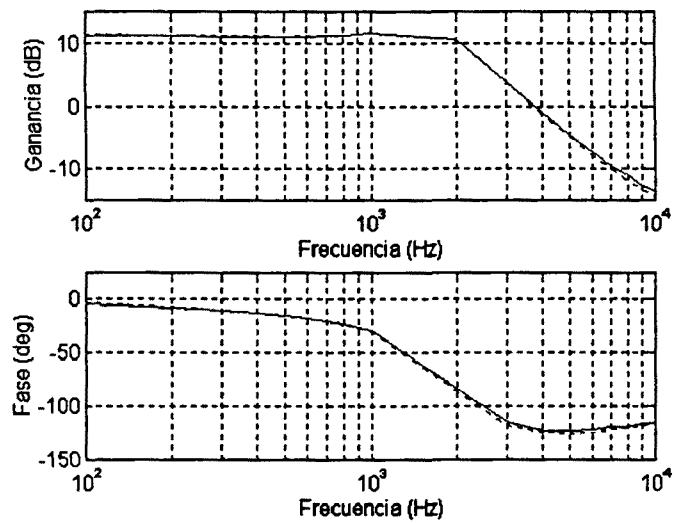


Figura 4.58. Función de transferencia $v_o(f)/d(f)$ Buck con multiseno optimizado según Schroeder.

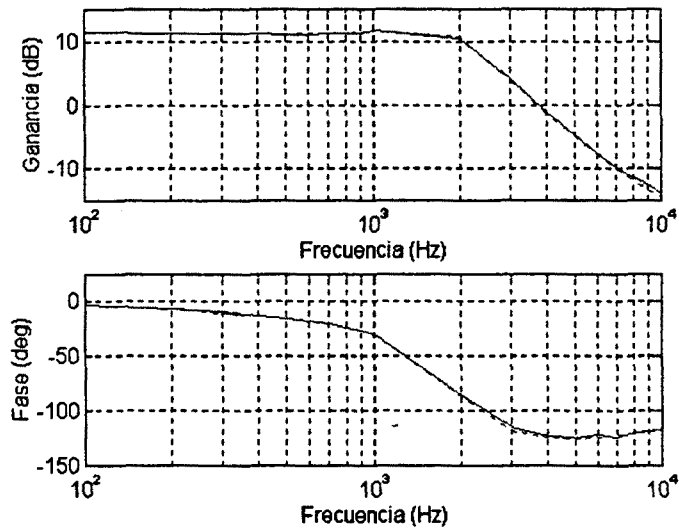


Figura 4.59. Función transferencia $v_o(f)/d(f)$ convertidor Buck con multisenso optimizado según Newman.

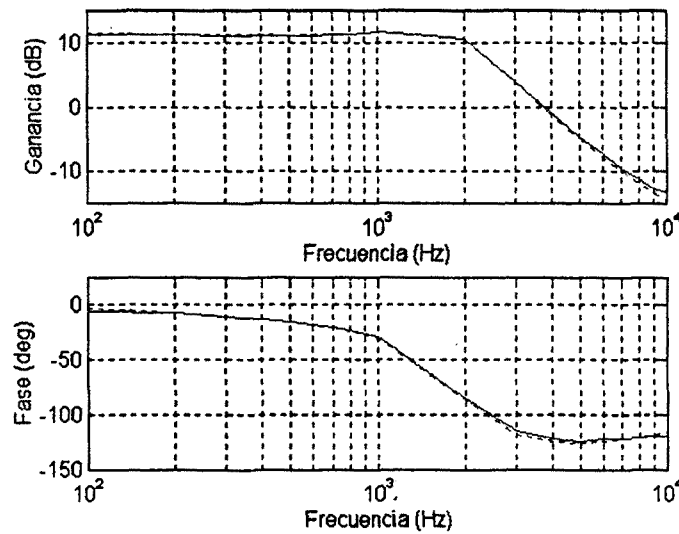


Figura 4.60. Función transferencia $v_o(f)/d(f)$ convertidor Buck con multisenso optimizado según Shapiro-Rudin.

En la tabla 3.12 aparecen los resultados obtenidos en las medidas de la respuesta frecuencial *Salida/Ciclo de trabajo* del convertidor Boost con: $R_4 = 70k\Omega$.

CONVERTIDOR BOOST

Método, señal de excitación	Vpp (V)	Error cuad. medio	Tiempo de medida (seg.)	Respuesta en frecuencia
Convolución Circular	0,25	2,4	321	figura 4.61 a
Fasorial	0,25	14,6	268	figura 4.61 b
Samulon	0,15	5,93	5	figura 4.61 c
Uniseno	0,25	0,47	345	figura 4.61 d
Multiseno sin optimizar	0,25	3,03	42	figura 4.61 e
Multiseno (Schroeder)	0,25	2,87	“	figura 4.61 f
Multiseno (Newman)	0,25	1,84	“	figura 4.61 g
Multiseno (Shapiro-Rudin)	0,25	1,17	“	figura 4.61 h

Tabla 4.8. Test realizados sobre el Boost para la medida de $v_o(f)/d(f)$.

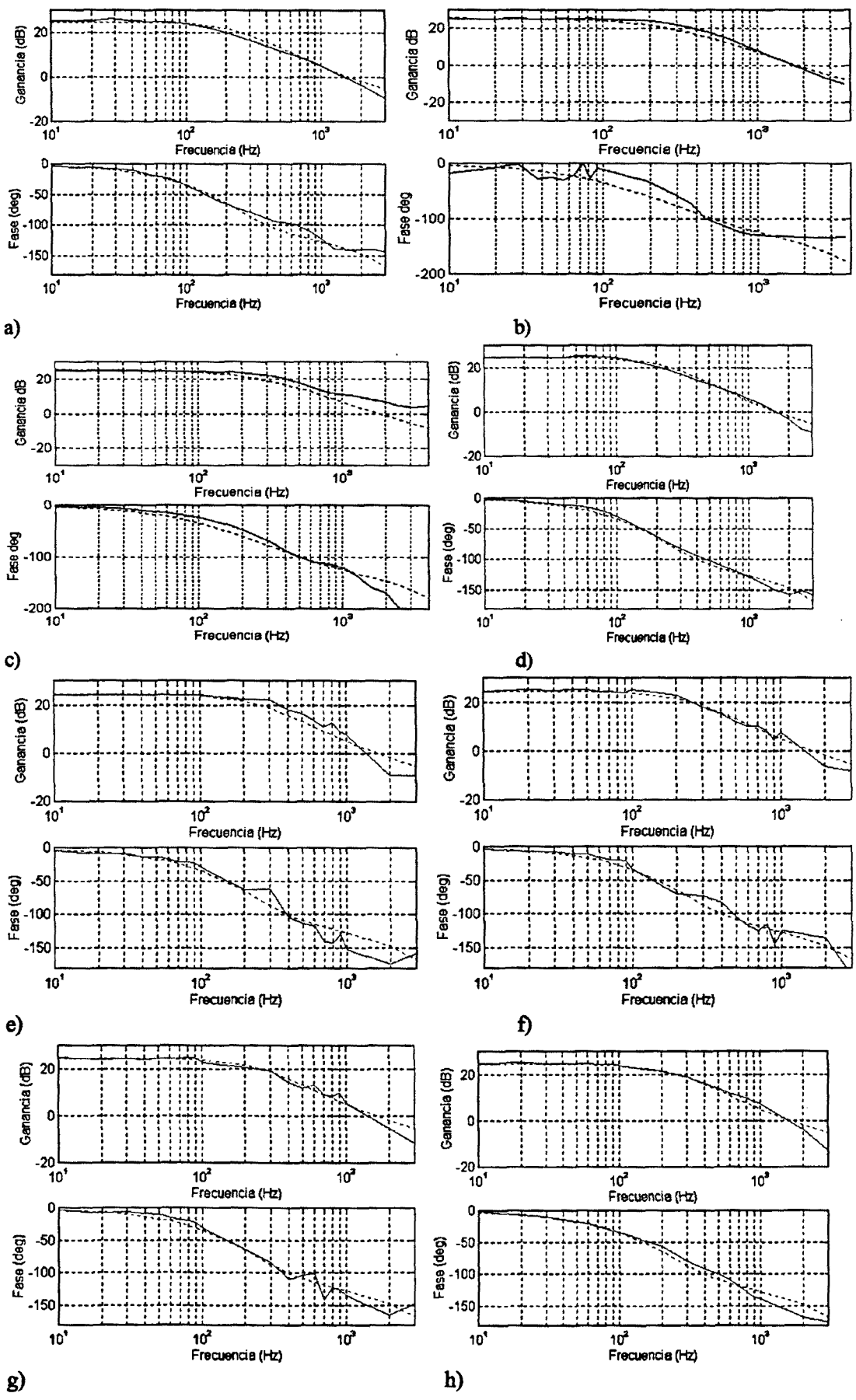


Figura 4.61. $v_o(f)/d(f)$ del convertidor Boost

4.1.6. RESPUESTA EN FRECUENCIA TENSIÓN SALIDA/TENSIÓN DE REFERENCIA

En lazo cerrado la perturbación será introducida a través de V_{ref} (figura 4.62) mientras en el apartado anterior V_{out}/V_{in} se hacía a través de V_{in} .

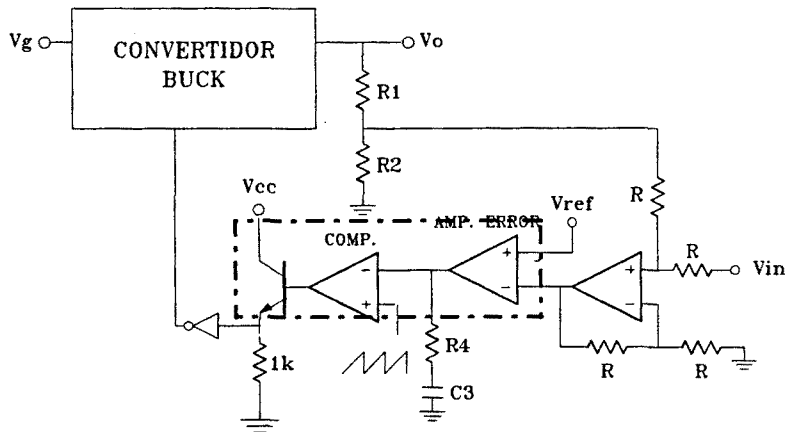


Figura 4.62 Esquema del regulador Buck. Interior de la zona punteada corresponde al CI PWM SG3524 cuyo diagrama completo figura en el anexo D.

En primer lugar se han efectuado mediciones sobre el regulador Buck, presentando los resultados obtenidos en la tabla 4.9

REGULADOR BUCK

Método, señal de excitación	Vpp(v)	Error cuad. medio ($\times 10^{-3}$)	Tiempo de medida (seg)	Respuesta en frecuencia
Convolución Circular	0.3	89,7	295	fig.4.63
Fasorial	0.3	60.9	212	fig.4.64
Escalón	0.3	97.3	5	fig.4.65
Uniseno (DFT)	0.3	2,2	311	fig.4.66
Multiseno sin optimizar	0.3	91	34	fig.4.67
Multiseno (Schroeder)	0.3	76	34	fig.4.68
Multiseno (Newman)	0.3	53	34	fig.4.69
Multiseno (Shapiro-Rudin)	0.3	81	34	fig.4.70

Tabla 4.9. Test realizados sobre el regulador Buck para la medida de $v_o(f)/v_R(f)$

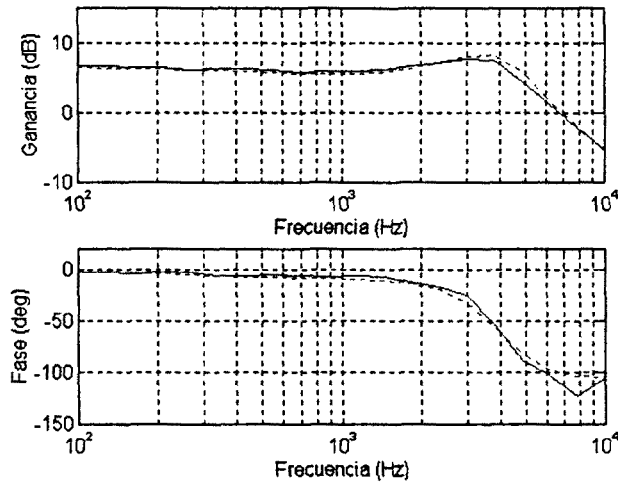


Figura 4.63. Respuesta en frecuencia $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Buck (método convolución circular).

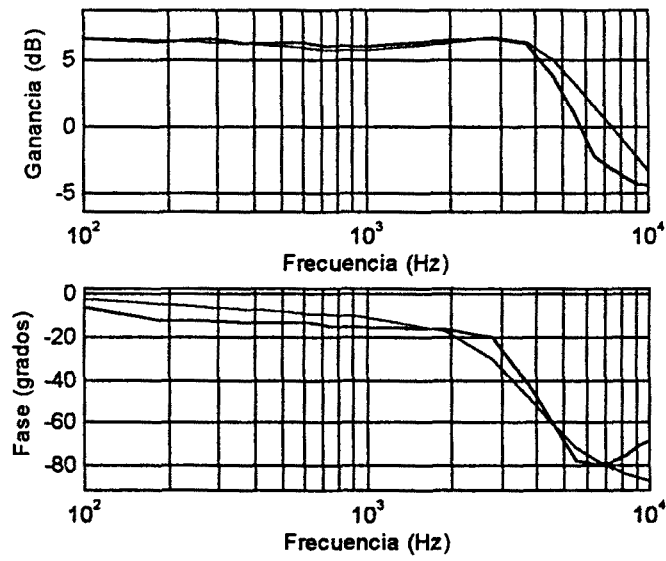


Figura 4.64 Respuesta en frecuencia $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Buck (método fasorial)

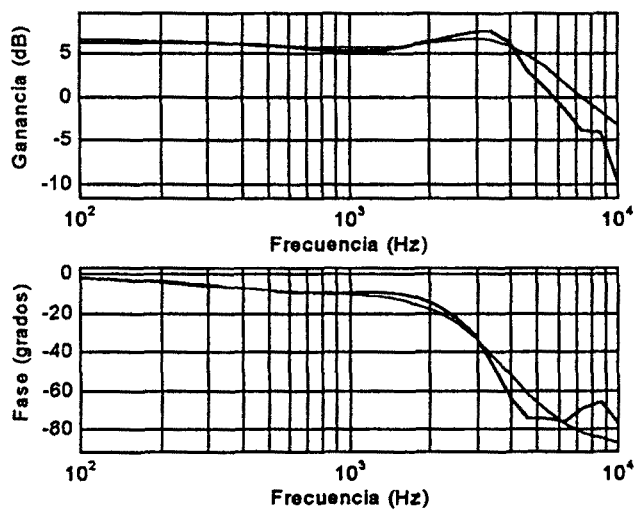


Figura 4.65. Respuesta en frecuencia $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Buck (método Samulon)

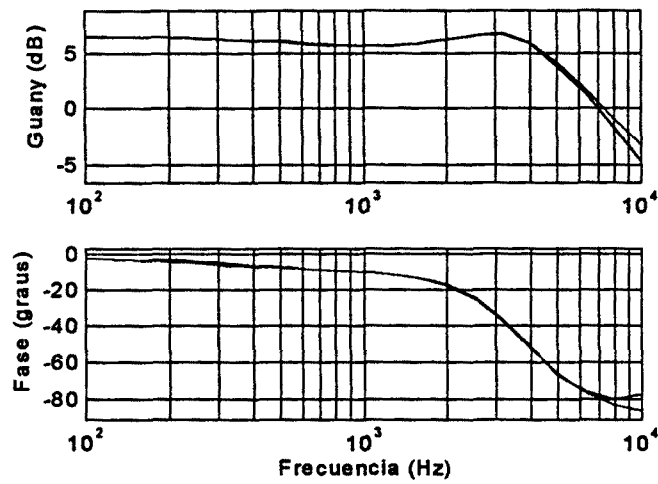


Figura 4.66. Respuesta en frecuencia $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Buck con señal uniseno.

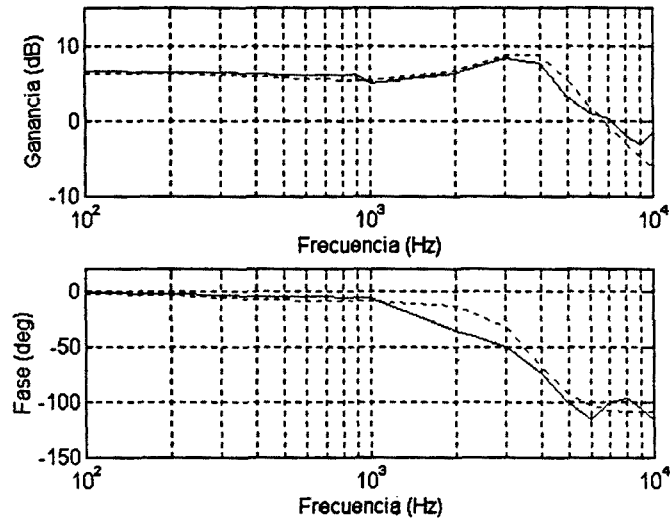


Figura 4.67. Respuesta en frecuencia $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Buck con multiseno sin corrección.

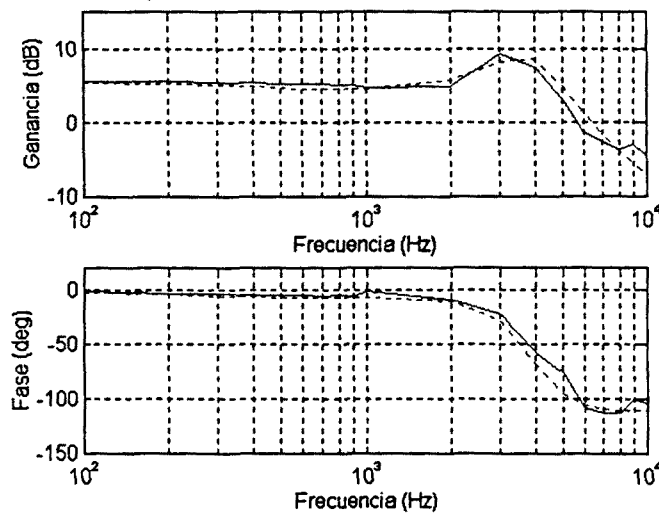


Figura 4.68. Respuesta en frecuencia $v_o(f)/v_R(f)$ regulador Buck con multiseno optimizado según Schroeder.

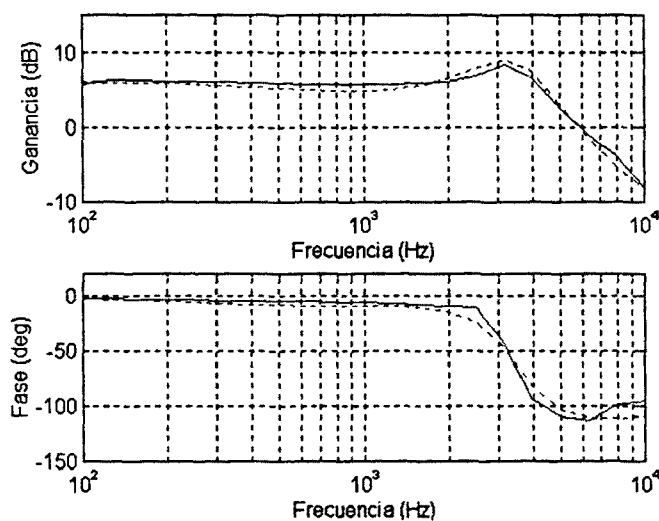


Figura 4.69. Respuesta en frecuencia $v_o(f)/v_R(f)$ regulador Buck con multiseno optimizado según Newman.

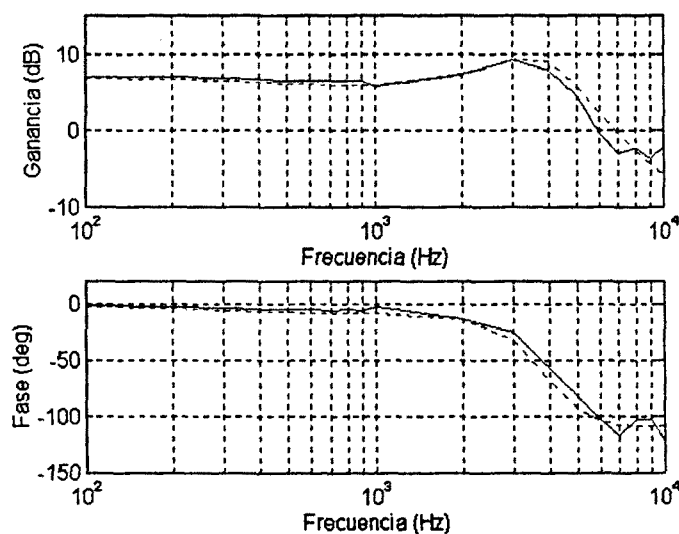


Figura 4.70. Respuesta en frecuencia $v_o(f)/v_R(f)$ regulador Buck con multiseno optimizado según Shapiro-Rudin.

REGULADOR BOOST

Método, señal de excitación	Vpp (V)	Error cuad. medio	Tiempo de medida (seg.)	Respuesta en frecuencia
Convolución Circular	0.3	1.188	290	figura 4.71
Fasorial	0.3	2,733	212	figura 4.72
Samulon	0,15	1,075	5	figura 4.73
Uniseno	0.3	0.213	313	figura 4.74
Multiseno sin optimizar	0.3	1.596	32	figura 4.75
Multiseno (Schroeder)	0.3	0.714	"	figura 4.76
Multiseno (Newman)	0.3	0.487	"	figura 4.77
Multiseno (Shapiro-Rudin)	0.3	0.974	"	figura 4.78

Tabla 4.10. Test realizados sobre el regulador Boost para la medida de $v_o(f)/v_R(f)$.

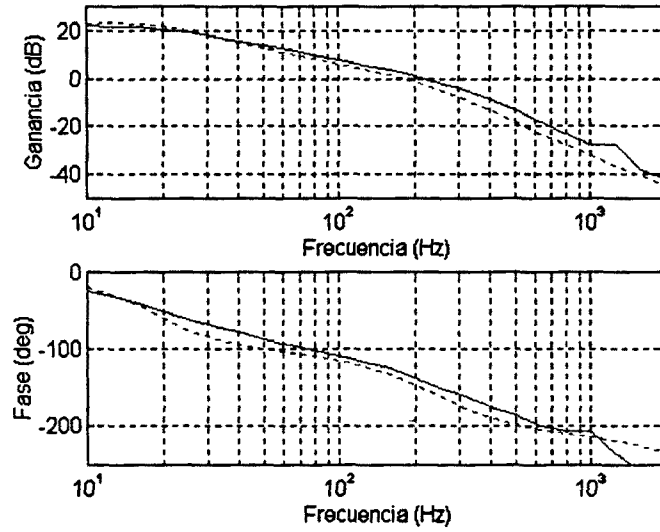


Figura 4.71 $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Boost con uniseno método convolución circular

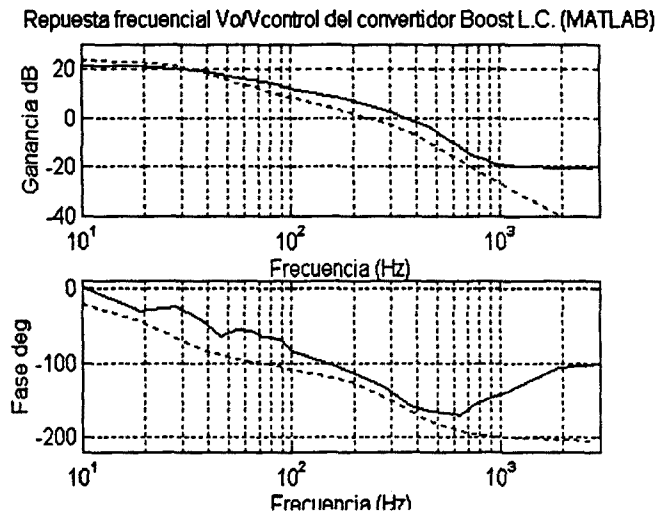


Figura 4.72 $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Boost con uniseno método fasorial

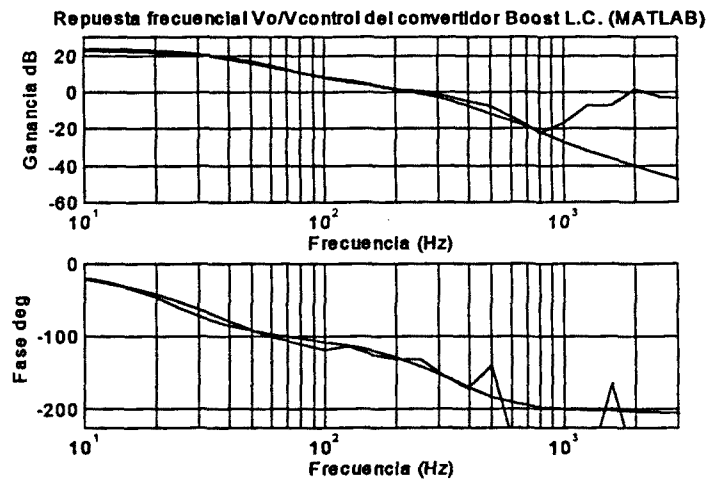


Figura 4.73 $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Boost con uniseno método Samulon.

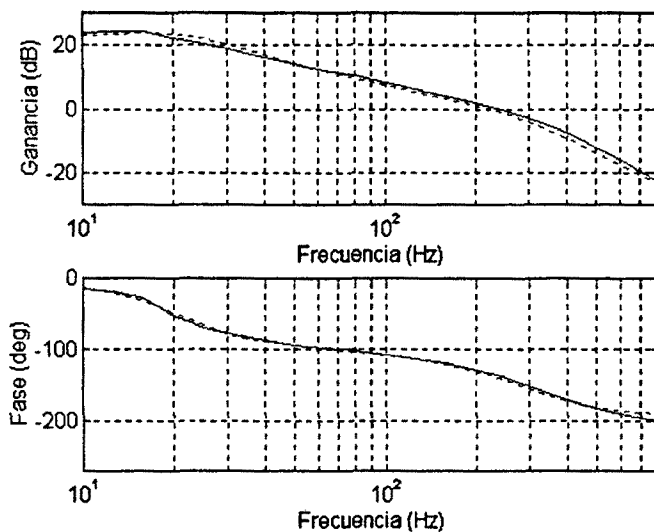


Figura 4.74 $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Boost con uniseno (DFT).

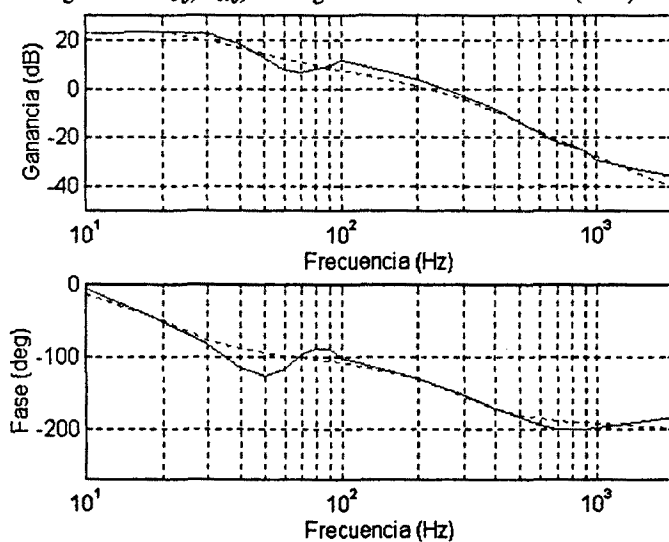


Figura 4.75. $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Boost con multiseno sin corrección.

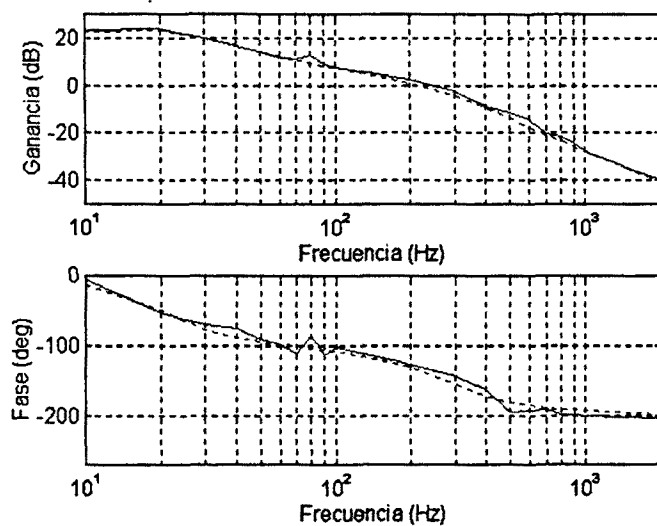


Figura 4.76. $v_o(f)/v_R(f)$ regulador Boost con multiseno optimizado según Schroeder.

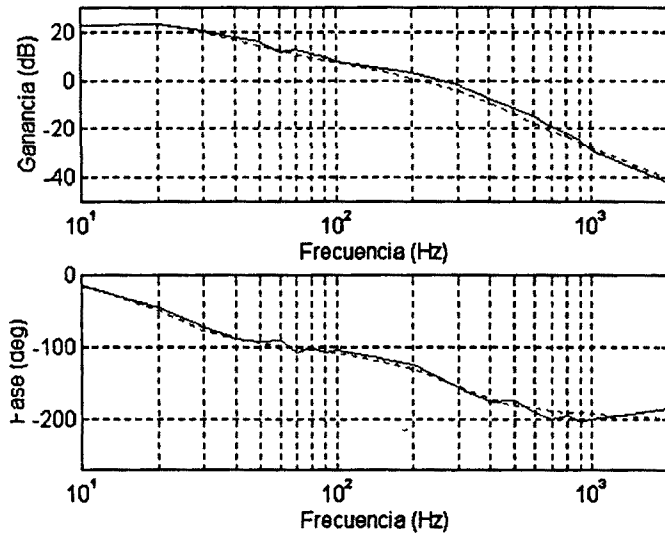


Figura 4.77. $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Boost con multiresonante optimizado según Newman.

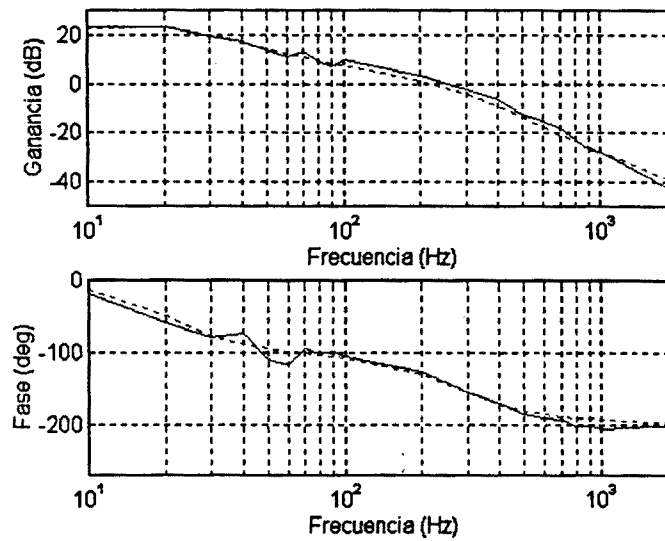


Figura 4.78. $v_o(f)/v_R(f)$ del regulador Boost con multiresonante optimizado según Shapiro-Rudin.

4.2 COMPARATIVA ENTRE LOS DIFERENTES MÉTODOS DE MEDIDA

Hemos desarrollado cuatro métodos de medida para la caracterización automática de funciones de transferencia. Estos métodos han sido aplicados a los convertidores elevador y reductor para la obtención de cinco funciones de transferencia diferentes. Los resultados de los diferentes tests de medida han quedado reflejados en las tablas 4.1 a 4.10. A la vista de esos resultados podemos extraer algunas conclusiones válidas para todas las funciones de transferencia sobre la duración del test y el error cuadrático medio de las medidas.

Tiempo de duración del test

Los métodos fasorial, convolución circular y DFT uniseno que emplean un barrido tono a tono en frecuencia son los de mayor duración. De todos ellos el fasorial es el más rápido pues el voltímetro sólo debe enviar un valor mientras el osciloscopio envía una secuencia de muestras. El tiempo de medida se reduce en un 88.3% con respecto al barrido tono a tono, cuando se utilizan señales multiseno. Aunque el método más rápido es el de Samulon, donde tenemos una sola captura, pero presenta problemas de sincronización entre frecuencia de muestreo del osciloscopio y de conmutación de la planta.

Error cuadrático medio

Si se analizan los resultados obtenidos con el sistema de medida basado en la *DFT*, se puede observar como se consigue un menor error en los tests realizados con señales uniseno, dado que la relación *S/N* por tono es mayor. Utilizando señales multiseno se consigue reducir el tiempo invertido en el test pero aumenta el error de medida. Error que se disminuye al hacer uso de los métodos de corrección del *factor de cresta*.

El método fasorial en general presenta buenos resultados de módulo pero no así en fase debido a la incertidumbre del signo como ya se vio en el apartado 2.4.2. El método de Samulon es el que presenta un error mayor dada la dificultad de sincronismo entre la frecuencia de muestreo del osciloscopio y la de conmutación del convertidor.

En las gráficas de la respuesta frecuencial se puede observar la coincidencia de las mediciones realizadas con las simulaciones. Respecto al convertidor Buck, la gráficas simulada difiere en los últimos puntos correspondientes a las frecuencias más altas de las medidas obtenidas; esta diferencia también se aprecia en el convertidor Boost pero de forma mucho menos acusada. El motivo es que al aumentar la frecuencia de excitación, disminuye la relación *S/N* a la salida del convertidor debido al efecto de filtro paso bajo que posee su respuesta frecuencial. Este factor hace que aumente la diferencia entre las medidas y la predicción teórica a las frecuencias más altas. Este efecto es más importante en el convertidor Buck, dado que el ancho de banda en el que se ha medido la respuesta en frecuencia llega hasta los 10 kHz, y por lo tanto la reducción del ruido debido al promediado de muestras¹⁴ es menor que en el convertidor Boost, cuya respuesta frecuencial se ha medido hasta los 3 kHz en algunas de las funciones de transferencia.

La diferencia entre las medidas y las predicciones obtenidas por simulación es lógicamente mayor a las frecuencias donde la respuesta del circuito es más débil debido a la menor relación *S/N*.

¹⁴ Ver apartado 2.5.4

Algunas de las funciones de transferencia presentan características propias, así:

- Impedancia de Salida

Cabe destacar que en la medida de la impedancia de salida del convertidor Boost el nivel de excitación utilizado es unas 6 veces menor que en el convertidor Buck debido a que el nivel de corriente nominal de salida del convertidor Boost es menor y por lo tanto el rango útil de señal de excitación también es menor. Por otra parte la distorsión armónica total que presenta la impedancia de salida del convertidor Boost es superior a la del convertidor Buck, lo cual limita también la amplitud de la señal de excitación (ver tabla 2.1)

Este menor nivel de señal de excitación, y por lo tanto menor nivel de S/N, genera un error mayor en la medida de la impedancia de salida del convertidor Boost con respecto al convertidor Buck. Este error es más apreciable cuando se utilizó el método de convolución circular (ver figura 4.44) que al emplear los métodos basados en la DFT, debido a que este sistema presenta peores resultados mientras menor es la relación S/N (ver 2.4.1.1 y 2.4.1.2).

- Salida-vref

Cabe destacar que el convertidor Boost presenta en el margen de baja frecuencia (40-80Hz) una desviación de la curva medida con respecto a la teórica en los test correspondientes a las señales multisenos. Esto es debido a dos causas:

- El bajo nivel de amplitud por tono de las señales multisenos. Este nivel es menor cuando no se utiliza corrección del CF y por lo tanto la desviación es mayor en este caso.
- Los armónicos que generan los tonos de baja frecuencia (10, 20 y 30Hz) en la banda de 40 a 80Hz. Esta causa se puede observar en la medida de THD, que presenta máximos precisamente a las frecuencias de 10, 20 y 30 Hz.

Aunque todos los métodos se han demostrado válidos para caracterizar de un modo automatizado funciones de transferencia en presencia de ruido, a la vista de los resultados (tablas 4.1 a 4.10) el método a emplear será la DFT con señales multisenos y con factor de cresta optimizado, y en segundo lugar la convolución circular. En la tabla 4.11 presentamos una breve comparativa.

Método	Desventaja	Ventaja
Convolución Circular	Nº entero de ciclos Filtrado paso bajo	Buen compromiso rapidez&precisión
Fasorial	Circuitería auxiliar. Incertidumbre signo de la fase	Menor costo en instrumental
Samulon	Sincronizar fr muestreo osciloscopio y fr conmutación convertidor.	Más rápido
DFT	Nº entero de ciclos Filtrado paso bajo	Más preciso

Tabla 4.11 Comparativa entre los diferentes métodos de medida realizados para la caracterización no paramétrica de funciones de transferencia.

Con las técnicas basadas en la *DFT*, se obtienen en general mejores resultados debido al comportamiento de filtro selectivo que presenta el algoritmo de la *DFT*, que permite extraer la información de forma más precisa, aún en condiciones de baja S/N [FOLEY84]. Teniendo en cuenta los valores de varianza de ruido presentados en la tabla 2.3 y el nivel de señal de excitación, se ha calculado la relación S/N_{min} , a la salida de los convertidores, que genera un error de módulo menor que 1dB para. En el caso del convertidor Buck, la S/N_{min} que genera un error de módulo menor de 1dB es de 6.07dB (para señales multisenos de 10 armónicos y con CF optimizado). En el convertidor Boost la S/N_{min} es de 7.84 dB.

4.3 MEDIDAS ADICIONALES

También se ha generado un instrumento virtual para medir de un modo automatizado las características estáticas de los reguladores Buck y Boost segun las expresiones 2.6, 2.7 y 2.8. En la figura 4.79 puede verse el diagrama de programación que implementa dicho instrumento virtual.

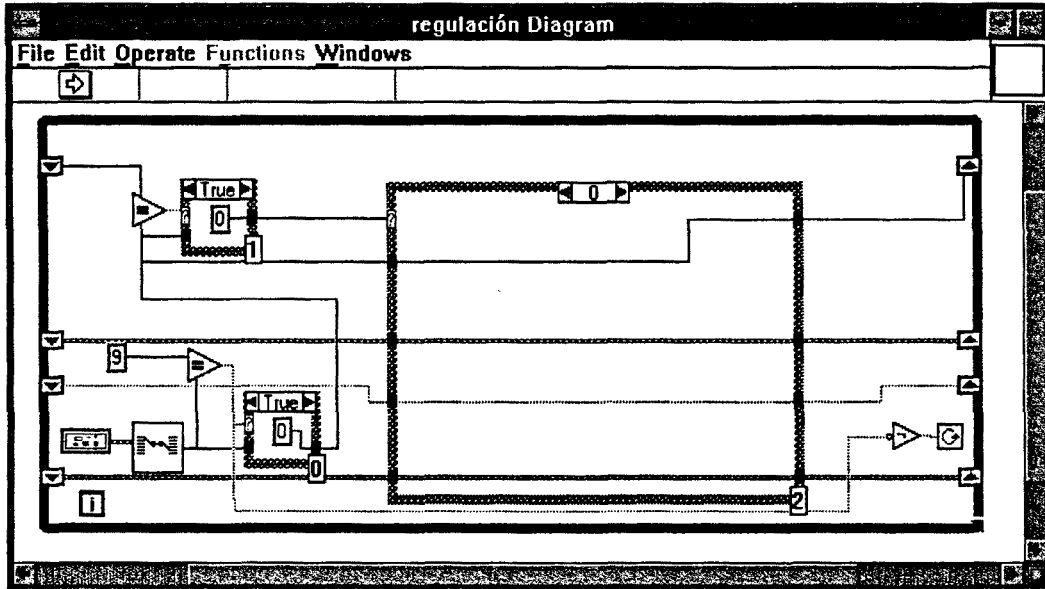


Figura 4.79 Diagrama principal del instrumento virtual diseñado para la medida de las características estáticas de los convertidores.

- Regulación de línea $R_{line} = \frac{V_o(V_{imax}) - V_o(V_{imin})}{V_o(V_{inom})} * 100\%$
- Regulación de carga $R_{load} = \frac{V_o(RL_{max}) - V_o(RL_{min})}{V_o(RL_{mon})} * 100\%$
- Eficiencia $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$

Regulación de línea

Se han realizado mediciones de regulación de línea empleando como instrumento de medida de la tensión de salida del regulador el multímetro HP34401A o el osciloscopio digital HP 54600A (figura 4.79). Fijando el nivel de tensión de entrada con la fuente de alimentación programable AMREL PPS-2322. Todos los instrumentos son controlados a través de la opción Regulación de línea del instrumento virtual de la figura 4.79. Las prestaciones de esta opción son:

- Permite programar el margen dinámico y el valor del incremento de la tensión de entrada
- Proporciona el valor del parámetro regulación de línea a partir de las mediciones efectuadas sobre la planta.
- Representa gráficamente el valor de tensión de salida, V_o , en función del nivel de la de tensión de entrada, V_g .
- Da el tiempo invertido en la realización del test.

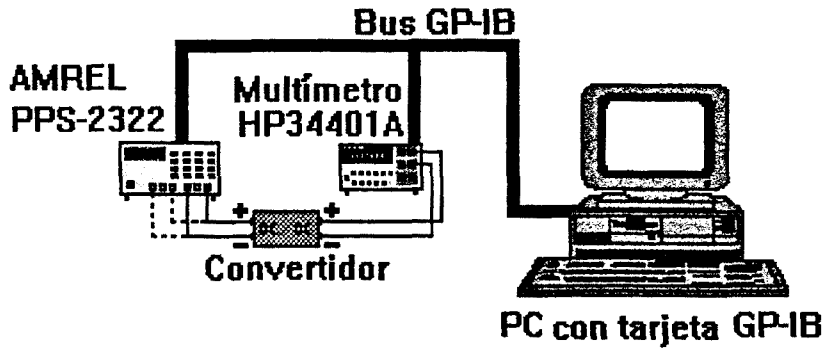


Figura 4.80 Arquitectura sistema de medida para la obtención de la regulación de línea.

La regulación de línea para el regulador Buck (apartado 2.2.2) es de 1,19%, obtenida con los siguientes parámetros:

- Tensión nominal de entrada: $V_g = 12V$
- Margen dinámico de la tensión de entrada: $8 \leq V_g \leq 17V$
- Incremento de la tensión de entrada: 1V

Y la medida realizada sobre el regulador Boost (partado 2.2.2) e s de 0,82% con los siguientes parámetros:

- Tensión nominal de entrada 15V
- Margen dinámico de la tensión de entrada 6,2V a 29,9V
- Incremento de la tensión de entrada 0,1V

En la figura 4.81 está representado el panel frontal de la opción regulación de línea del instrumento virtual de la figura 4.79 con los resultados obtenidos en el test del regulador Buck.

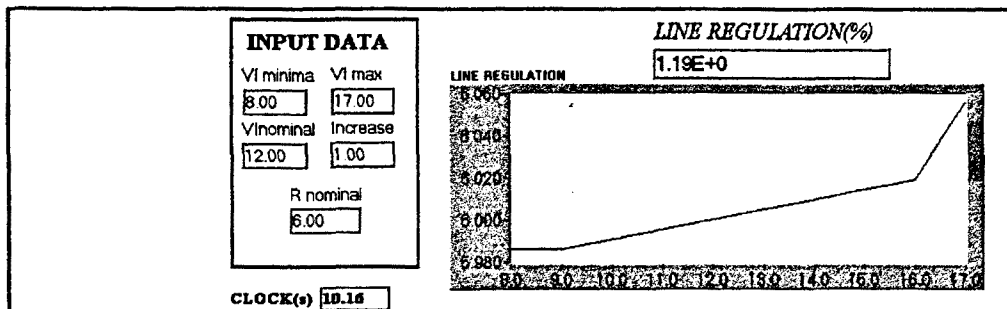


Figura 4.81. Panel frontal del instrumento virtual desarrollado para medir la regulación de línea.

Como instrumento para medir niveles de tensión continua, el multímetro HP 34401 presenta mejor resolución y realiza en menos tiempo las medidas que el osciloscopio digital HP54600A. Conclusión que será válida para todas las medidas estáticas.

-El multímetro presenta una resolución de 6 dígitos en la escala DC muy superior a la que presenta el osciloscopio cuya resolución es de 0.39% de V_{FS} .

- El tiempo invertido en la medida es mayor con el osciloscopio (empleando el multímetro 10,16 sg y el osciloscopio digital HP54600A 20,49 sg.).

Regulación de carga

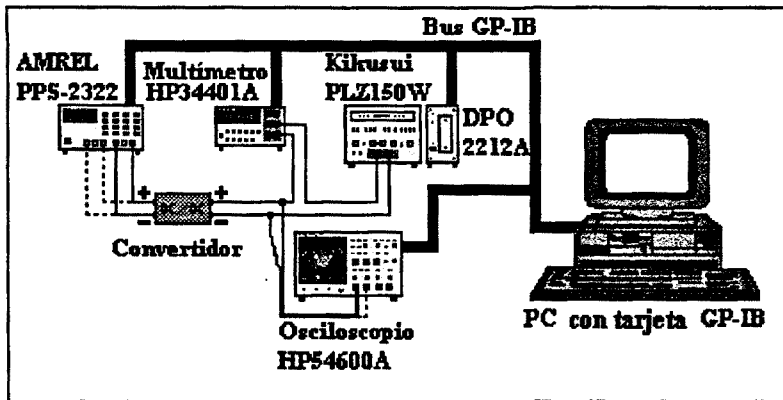


Figura 4.82 Arquitectura sistema de medida regulación de carga y eficiencia del regulador

Este parámetro se ha medido haciendo uso de la carga programable *PLZ150W* configurada en dos modos distintos: modo de corriente constante y modo de resistencia constante (figura 4.82). Para medir la regulación de carga, se ha efectuado un barrido de corriente constante a la salida del regulador, adquiriendo la tensión de salida con el multímetro *HP 34401A*.

El control del test se realiza a través de la opción regulación de carga del instrumento virtual de la figura 4.79. Este instrumento permite programar el margen dinámico y nivel de incremento del barrido de corriente, proporciona como datos de salida el valor de la regulación de carga, el tiempo invertido en el test, así como la representación gráfica de la tensión de salida, V_o , en función de la corriente de salida, I_o .

En la figura 4.83 aparece el panel frontal del instrumento virtual donde se pueden visualizar los resultados obtenidos con el test del regulador Buck.

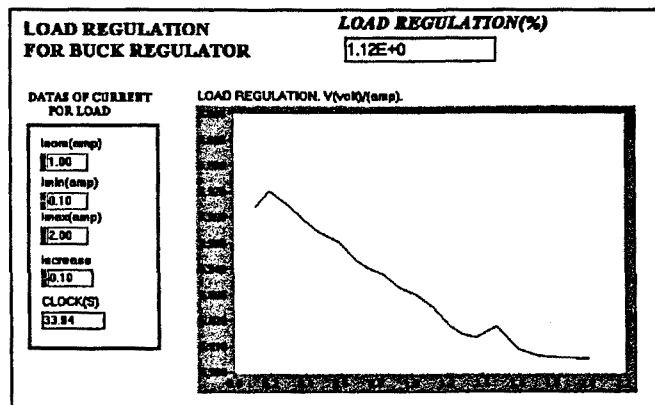


Figura 4.83. Regulación de carga en modo corriente constante regulador Buck.

Cuando la carga programable *PLZ150W* trabaja en modo resistencia constante, permite diferentes valores de resistencia de carga. Para poder cambiar de un modo automático los valores de carga se debe de actuar sobre un potenciómetro existente en la parte posterior de la PLZ. Como este sistema evidentemente no es nada automatizado, se recurre a sustituir el potenciómetro analógico por un potenciómetro digital (*X9MME*) que conectado convenientemente en el panel trasero de la carga programable permite variar el valor de la resistencia de carga, empleando para programar el potenciómetro digital la tarjeta de adquisición *Lab-PC+* (ver anexo C).

El tiempo de ejecución del test de regulación de carga en modo corriente constante para el convertidor Buck fue de 33,94sg para pasar de una corriente mínima de 0,1A a una máxima de 2A con pasos de 0,1A. Para el modo resistencia constante el tiempo de test es indeterminado, ya que aunque hemos automatizado el cambio entre valores de una misma escala mediante el potenciómetro digital, no así el cambio entre escalas, que permanece manual.

Eficiencia

Al realizar el test de regulación de carga, disponemos de una opción que nos permite aprovechar los valores de las medidas para construir diferentes gráficas (figura 4.84), entre ellas la de eficiencia del regulador.

- Iout/Vout: Corriente y tensión de salida del regulador.
- Vin/Vout: Tensión de entrada y salida del regulador.
- Iin/Iout: Corriente de entrada y salida del regulador.
- Iout/(Pout/Pin): Corriente de salida y rendimiento del regulador.

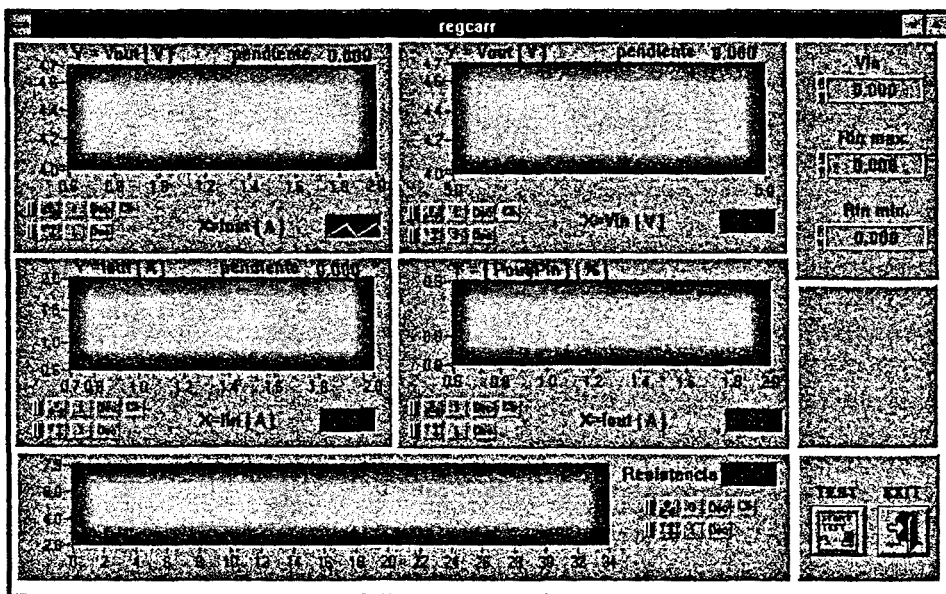


Figura 4.84 . Presentación de resultados de la eficiencia del regulador

Los valores obtenidos de eficiencia para las plantas analizadas han sido:

- 87% para el regulador Boost
- 89% para el regulador Buck

Podemos obtener las medidas de regulación de línea, carga y eficiencia de un modo automatizado, empleando la carga electrónica PLZ 150 trabajando en modo de corriente constante para provocar cambios en la salida del regulador. Y como instrumento de medida emplearemos preferiblemente el multímetro HP34401A.

4.4 CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA AUTOMÁTICO DE MEDIDA

Las características del sistema automático de medida diseñado, vienen marcadas por la instrumentación de excitación y adquisición empleadas. Y el punto de trabajo del convertidor quedará limitado a la fuente de alimentación primaria y a la carga activa programable. Pasamos a continuación a enumerar las características de los diferentes instrumentos:

- Punto de trabajo
 - Fuente alimentación Amrel: 2A 32V
 - Carga PLZ Kikusui : 30A, 4 a 60V.

- Instrumentación de excitación
 - El generador Hameg HM8130 tiene un ancho de banda de 100khz en formas de onda programables (SMF) generadas con una matriz de 1024 puntos, y 20Mhz para onda sinusoidal. Una posible mejora sería el empleo del generador HP 33120A con él alcanzaríamos los 5Mhz en señales multisenso y dispondríamos de una matriz de 8192 puntos; y para señal sinusoidal un ancho de banda de 15Mhz.

 - Para medir la impedancia de salida del convertidor empleamos la carga PLZ en el modo de corriente constante, mediante control externo de un nivel de tensión. La carga activa se comporta linealmente hasta 10khz.

- Instrumentación de adquisición
 - Los osciloscopios digitales presentan un ancho de banda de 20Mhz para el HP54600 y 500Mhz para el TDS 520.

 - El multímetro alcanza los 100khz de ancho de banda en la escala empleada usualmente (100mV), pero los errores de % de lectura y % de rango pasan de 0,04 y 0,03 a 10khz a 4 y 0,5 a 100khz.

 - La sonda diferencial AD400 presenta un ancho de banda de 100khz

- Los circuitos auxiliares
 - Los filtros paso bajo anti-aliasing y tracking han sido particularizados para un ancho de banda de 10khz, se deberían adaptar al nuevo rango de medida.
 - El AO LM12 de 80W con el que hemos diseñado el sumador de potencia presenta un ancho de banda de ganancia unidad a 700khz con un *slew rate* 9V/ μ s y un CMRR de 75 db.

En resumen las características de nuestros instrumentos virtuales son únicamente dependientes de la instrumentación empleada para la excitación y adquisición, y con la configuración actual mantienen todas sus prestaciones hasta los 100khz.

CAPÍTULO QUINTO

ESTIMACIÓN PARAMÉTRICA DE CONVERTIDORES ELEMENTALES CC/CC

El objetivo de este capítulo es hallar un método que permita, a partir de la medida de la respuesta del convertidor conmutado (Buck o Boost) a una determinada perturbación, calcular la situación de los polos y ceros que caractericen su dinámica en un entorno de funcionamiento lineal. Se sistematiza este método para desarrollar un entorno informático que efectúe todos los pasos necesarios para la caracterización paramétrica del convertidor de forma automática. Para conseguir el fin propuesto emplearemos algunas herramientas comerciales como son los toolbox de Matlab Frequency domain System Identification y el System Identification desarrollados por Kollár y Ljung respectivamente [KOLL94] [LJUNG95].

5.1 NOCIONES PREVIAS SOBRE LA TEORÍA DE LA ESTIMACIÓN

El objetivo de los algoritmos de identificación paramétrica es determinar un modelo matemático que caracterice un determinado sistema físico con el mínimo error y la mínima incertidumbre posibles.

Todo sistema estimado contendrá un determinado error, procedente de dos fuentes fundamentalmente: el modelo en sí y el proceso de medida, dado que:

- Ningún modelo matemático es capaz de describir por completo a un sistema físico real, centrándose únicamente en determinadas características.
- En el proceso de medida intervienen otros sistemas que desvirtúan los datos obtenidos.

Sabiendo, pues, que vamos a cometer un cierto error en la estimación, debe plantearse de qué forma puede medirse de modo que pueda ser minimizado. Evidentemente resulta imposible, en la práctica, comparar directamente el modelo obtenido en la estimación con el modelo real del sistema, puesto que este último es desconocido. Las distintas soluciones a este problema dan lugar a diferentes métodos de estimación, que se presentan esquemáticamente en la figura 5.1 [EYKH74]. En un extremo el estimador de Bayes que requiere la máxima información para ser utilizado, y en el otro extremo el estimador de mínimos cuadrados que puede ser usado si no disponemos de información a priori.

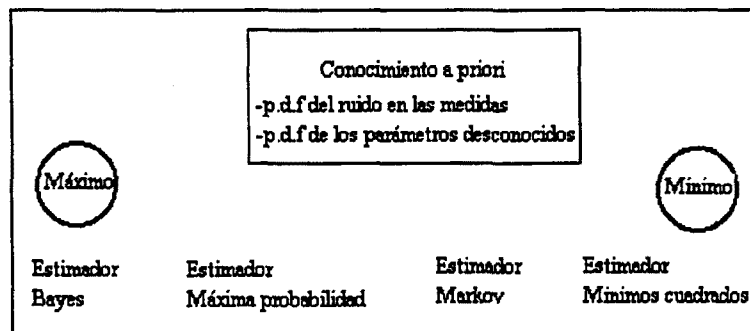


Figura 5.1. Empleo de los diferentes estimadores en función del conocimiento previo de las p.d.f (probability density function).

Un estimador es una aplicación que transforma un cierto número de medidas, contaminadas por errores y ruido, en un único valor que represente a las anteriores. Dos son sus principales características:

- **Convergencia:** se dice que un estimador es *convergente* cuando el valor medio (esperanza matemática) del resultado coincide con el valor real del parámetro estimado.
- **Eficiencia:** un estimador es *eficiente* cuando la varianza de su resultado es menor que la de cualquier otro estimador al que se hayan aplicado los mismos datos.

Las propiedades enunciadas se completan con la definición del límite de Cramér-Rao que impone un límite a la varianza de cualquier estimador convergente. Si empleamos la matriz de errores cuadráticos medios de un estimador, donde la T denota traspuesta:

$$P = E \left[\hat{\theta}(y^N) - \theta_0 \right] \left[\hat{\theta}(y^N) - \theta_0 \right]^T \tag{5.1}$$

siendo E la esperanza matemática, θ_0 los parámetros reales a estimar y $\hat{\theta}(y^N)$ representa un estimador al que se aplican N puntos de un conjunto de datos (y), con función de distribución f_y , se puede demostrar que, para cualquier estimador que cumpla $E \hat{\theta}(y^N) = \theta_0$, es decir, que converja hacia el valor verdadero (característica exigible a cualquier buen estimador), se cumple que

$$E \left[\hat{\theta}(y^N) - \theta_0 \right] \left[\hat{\theta}(y^N) - \theta_0 \right]^T \geq M^{-1} \tag{5.2}$$

con

$$M = E \left[\frac{d}{d\theta} \ln f_y(\theta; y^N) \right] \left[\frac{d}{d\theta} \ln f_y(\theta; y^N) \right]^T \Bigg|_{\theta=\theta_0} \tag{5.3}$$

M es la llamada *matriz de información de Fisher* y su inversa representa el mínimo valor de la matriz de covarianzas de un estimador convergente. Esto quiere decir que no se puede llegar a estimar un determinado parámetro con una varianza infinitamente pequeña, sino que existe un valor mínimo. En la expresión anterior puede verse que dicho valor depende de la función de distribución de los datos, que dependen a su vez de la excitación aplicada al sistema y del ruido presente. Para conseguir minimizar este límite y poder llegar a estimar los parámetros con una varianza óptima, se actúa sobre el ruido (mediante el filtrado) y sobre la excitación (mediante optimización).

5.1.1 Estimación de sistemas LTI en dominio temporal

En la figura 5.2 se presenta un sistema lineal e invariante en el tiempo. La identificación del sistema LTI se consigue mediante la obtención de su modelo matemático (estimación paramétrica) o gráfico (estimación no paramétrica) que caracterizará su comportamiento dinámico.

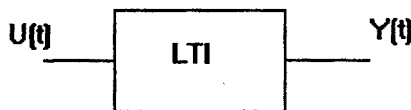


Figura 5.2 Sistema lineal e invariante con el tiempo cuyos parámetros han de ser identificados

La estimación del sistema LTI en dominio temporal parte de un conjunto de muestras de la entrada y la salida del sistema real. Dichas muestras suponen una discretización de las señales reales por lo que resulta natural trabajar con modelos discretos. En este caso la función de transferencia del sistema puede expresarse como:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) = b_0 u(t) + b_1 u(t-1) + \dots + b_{nb} u(t-nb) \tag{5.4}$$

De esta ecuación, $y(t-1) \dots y(t-na)$ $u(t) \dots u(t-nb)$ son valores conocidos mientras que $a_1 \dots a_{na}$ $b_0 \dots b_{nb}$ son los parámetros a estimar. Formamos ahora dos vectores, uno con los parámetros desconocidos $\theta = [a_1$

.. a_{na} b_1 .. b_{nb}] y otro de datos (denominado *vector de regresión* en el campo estadístico) $\varphi(t)=[-y(t-1) \dots -y(t-na) \ u(t) \dots u(t-nb)]$. Con estos dos vectores podemos reescribir la expresión 5.4 como:

$$y(t) = \theta \varphi^T(t) = \varphi(t) \theta^T \quad (5.5)$$

Si disponemos de $na+nb$ muestras podemos formar un sistema de ecuaciones lineales e independientes (siempre que exista algún tipo de perturbación sobre la planta) cuya solución será el vector $\theta=[a_1 \dots a_{na} \ b_1 \dots b_{nb}]$ que buscábamos.

En un caso real las medidas tomadas contendrán errores, ya sea a causa de los instrumentos de medida o por el ruido intrínseco de la planta. Entonces la solución del sistema de ecuaciones anterior será diferente según el instante de captura de los datos, es decir, tendremos un conjunto de medidas sobre las que se hace necesario aplicar algún estimador. En este apartado vamos a aplicar el estimador por mínimos cuadrados, al que denominaremos $\hat{\theta}^{LS}$.

Si el ruido en las medidas puede considerarse blanco gaussiano, la función de coste k adopta la siguiente expresión.

$$K = \left[y(t) - \theta \varphi^T(t, \theta) \right]^T \left[y(t) - \theta \varphi^T(t, \theta) \right] = \sum_{t=1}^N \left[y(t) - \theta \varphi^T(t, \theta) \right]^2 \quad (5.6)$$

Donde la función entrada-salida del sistema será $\theta \varphi^T(t)$, la entrada $u(t)$, la salida $y(t)$ y los parámetros desconocidos (θ).

El mínimo de la expresión 5.6 puede hallarse analíticamente y resulta ser:

$$\hat{\theta}^{LS} = \left[\sum_{t=1}^N \varphi(t) \varphi^T(t) \right]^{-1} \sum_{t=1}^N \varphi(t) y(t) \quad (5.7)$$

Precisamente el hecho de que pueda hallarse la solución analíticamente, y que ésta se reduzca a multiplicaciones matriciales, es una de las grandes ventajas de este estimador y una de las razones de que sea ampliamente utilizado, puesto que se permite una implementación muy sencilla en ordenador y los resultados se obtienen de forma muy rápida. Su principal inconveniente es que, si el ruido no es blanco y Gaussiano, deja de ser un estimador asintóticamente eficiente, esto es, la estimación no tiende hacia el límite de Cramér-Rao y su varianza será superior a la de otros estimadores más complejos.

La convergencia del estimador se garantiza si se cumplen las dos condiciones siguientes:

1.- Que la matriz $\left[\sum_{t=1}^N \varphi(t) \varphi^T(t) \right]$ sea no singular para lo cual es necesario aplicar una excitación persistente (apartado 5.2.2)

2.- Que $E\varphi(t)v(t) = 0$ donde $v(t)$ es el ruido del sistema (no debe existir correlación entre el ruido y los datos).

5.1.2 MODELOS PREDICTIVOS DE SISTEMAS LTI DISCRETOS

Los modelos que vamos a emplear para caracterizar el sistema lineal se denominan modelos predictivos; son los definidos por L.Ljung en su programa *System Identification Toolbox* y suponen que el ruido en las medidas se puede expresar como ruido blanco filtrado a través de un sistema lineal, que será calculado también en el proceso de la estimación.

Si en la expresión 5.4 se define el operador desplazamiento q tal que:

$$qu(t)=u(t+1) \quad (5.8)$$

Y se introducen los polinomios:

$$F(q)=1+a_1q^{-1}+\dots+a_nq^{-na} \quad (5.9)$$

$$B(q)=b_1q^{-1}+\dots+b_nq^{-nb} \quad (5.10)$$

$$\text{Con esto podemos escribir } F(q)y(t)=B(q)u(t) \text{ o bien } y(t)=\frac{B(q)}{F(q)}u(t)=G(q)u(t) \quad (5.11)$$

Hay que hacer notar que los coeficientes de $G(q)$ coinciden con los de la transformada z de la función de transferencia del sistema. De hecho, llamaremos a $G(q)$ función de transferencia del sistema.

La ecuación básica que define la relación entrada-salida en un sistema LTI discreto (figura 5.2) puede escribirse como:

$$y(t)=G(q)u(t)+v(t) \quad (5.12)$$

Donde $v(t)$ representa una perturbación ruidosa, considerada como una secuencia de variables aleatorias independientes $\{e(t)\}$ con idéntica función de distribución, que son filtradas por un determinado sistema $H(q)$.

$$v(t)=H(q)e(t) \quad (5.13)$$

Además pondremos de manifiesto el carácter polinómico de $G(q)$ y $H(q)$ escribiendo sus numeradores y denominadores de forma explícita:

$$y(t)=\frac{B(q)}{F(q)}u(t)+\frac{C(q)}{D(q)}e(t) \quad (5.14)$$

Finalmente, es habitual que los sistemas G y H tengan polos comunes (el ruido añadido a la entrada seguirá la misma dinámica que ésta) por lo que podemos escribir:

$$A(q)y(t)=\frac{B(q)}{F(q)}u(t)+\frac{C(q)}{D(q)}e(t); \quad (5.15)$$

El modelo anterior según [LJUNG87] es suficientemente general para cualquier tipo de sistema lineal, aunque demasiado complejo en la mayoría de los casos. Por ello, en la práctica suelen emplearse simplificaciones, sustituyendo alguno o varios polinomios por la unidad (por ejemplo, si hacemos $C(q)=D(q)=F(q)=1$, queda $A(q)y(t)=B(q)u(t)$, que es el denominado modelo ARX). La tabla 5.1 muestra las diferentes simplificaciones y los nombres que adoptan.

Polinomios considerados	Nombre del modelo
B	FIR (Finite Impulse Response)
AB	ARX (autoregresive part A(q) y(t) and X extra input B(q) u(t))
ABC	ARMAX (MA moving average) part C(q) e(t)
AC	ARMA
ABD	ARARX
ABCD	ARARMAX
BF	OE (Output error)
BFCD	BJ (Box-Jenkins)

Tabla 5.1 Nombre de los diferentes modelos predictivos, según los polinomios considerados.

El cálculo del ruido en el proceso de estimación conlleva un aumento de la complejidad de todo el proceso, que deja de tener una solución analítica y es necesaria, pues, la aplicación de algún algoritmo de minimización iterativo del error de predicción definido como:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \tilde{y}(t|t-1) = -H^{-1}(q)G(q)u(t) + H^{-1}(q)y(t) \tag{5.16}$$

Donde (véase figura 5.2) y(t) es la salida de un determinado sistema en el instante t, mientras que $\tilde{y}(t)$ se refiere al valor que una estimación del sistema predice para el instante t; $\tilde{y}(t|t-1)$ es el valor que se predice para y(t) cuando se conocen los valores de y(t') y u(t') para t' <= t-1. La expresión 5.17 es la denominada *predicción de orden 1*, pues predice el valor de la salida para el instante justamente posterior al de la medición

$$\tilde{y}(t|t-1) = H^{-1}(q)G(q)u(t) + [1 - H^{-1}(q)]y(t) \tag{5.17}$$

El error de predicción sólo es válido cuando el modelo de ruido tiene todos sus polos y ceros en el interior del círculo unidad. De otro modo el filtro H^{-1} sería inestable y la predicción según 5.17 depende de H^{-1} .

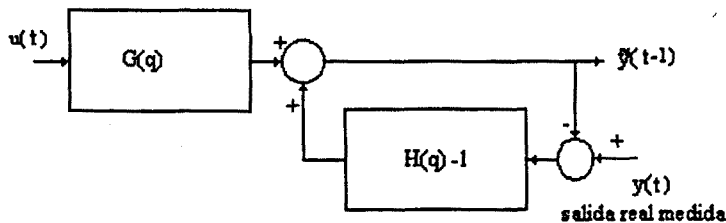


Figura 5.2 Diagrama de bloques del modelo predictivo

Conocidos los valores de la señal de excitación y respuesta de la planta, elijeremos tres de los modelos de la tabla Box-Jenkins, ARX de orden elevado y Output error (contemplan en mayor o menor medida la presencia del ruido). La función *PE* de la librería *System Identification Toolbox* calcula el error de predicción, escogiendo por lo general una norma cuadrática (mínimos cuadrados).

5.2 MÉTODO SEGUIDO EN LA IDENTIFICACIÓN PARAMÉTRICA DE SISTEMAS

El diagrama de la figura 5.3 nos da una idea del proceso iterativo a seguir para conseguir la identificación de parámetros. Ese será el procedimiento seguido empleando como herramienta los métodos por minimización del error de predicción presentados en el apartado anterior e implementados por Lennart Ljung en el programa *System Identification Toolbox* de Matlab[LJUNG95].

5.2.1 ELECCIÓN DEL MODELO

La herramienta de programación System Identification de Matlab no es capaz de determinar que simplificaciones hay que adoptar. Es el usuario el que debe fijar:

- El tipo de modelo predictivo (esto es, que polinomios se simplifican y cuáles no).
- Además del modelo también hay que decidir el número de parámetros (o sea, el orden de los polinomios de la función de transferencia). Un número excesivo de parámetros (sobreestimación) dará lugar a sistemas que se ajustan muy bien a los datos, a costa de incluir características del ruido en el modelo (aparte de un incremento innecesario en el tiempo de proceso). Una sobreestimación suele producir además una mayor incertidumbre (parámetros estimados con desviaciones estándar elevadas respecto a su valor nominal) y, a veces, pares de polos-ceros muy cercanos (cancelables). Por otro lado, un número insuficiente de parámetros provocará que el sistema estimado no se ajuste bien a los datos. Sin embargo, hay un margen en el que la decisión es puramente subjetiva. Todos los componentes tienen determinados efectos parásitos, estos efectos ¿deberán incluirse en el modelo del sistema o en el modelo del ruido? Dependerá del uso que se quiera de la estimación. Más aún, cuando se desconoce la topología o los componentes del circuito ¿Es posible saber si un determinado polo-cero está modelando un efecto parásito o no?

El algoritmo de minimización tratará entonces de ajustar el modelo seleccionado a los datos aplicados y proporcionará un resultado, que será más o menos válido en función de que el modelo elegido sea capaz de caracterizar el funcionamiento real de la planta.

El método siempre proporciona un modelo, es el usuario quien decide si es válido. La situación normal es que se desconozca cuál es el modelo adecuado por lo que se debe intentar la estimación con varios y comparar los resultados obtenidos.

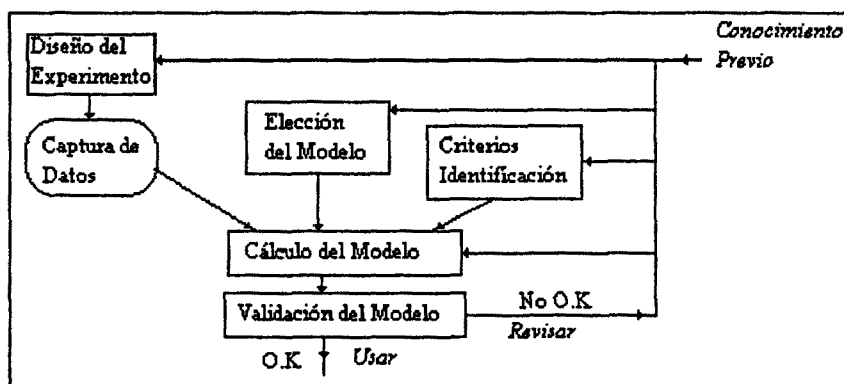


Figura 5.3 Método de trabajo seguido en la identificación paramétrica de sistemas

Vamos a emplear tres modelos de la tabla 5.1 que caracterizan de modo diferente el ruido.

- De este modo si estamos interesados únicamente en la dinámica de la planta (y no en su modelo de ruido) probaremos con modelos OE (Output Error). En el caso de Output-error, $H(q)=1$, por lo que $H(q)-1=0$ y no hay realimentación de la comparación $\tilde{y}(t|t-1)-y(t)$ (esto es, no se tienen en cuenta ni los valores de las predicciones ni las salidas anteriores del sistema).
- Si el ruido se puede considerar térmico, emplearemos modelos ARX (que son los más rápidos de estimar).

El modelo ARX se define de la siguiente manera:

$$y(t)+a_1y(t-1)+\dots+a_nay(t-na)=b_0u(t)+b_1u(t-1)+\dots+b_nbu(t-nb)+e(t) \quad (5.18)$$

Fijando los valores $y(t)$, $y(t-1)\dots u(t)\dots u(t-nb)$, y considerando los parámetros como variables ($a_1\dots a_n$, $b_0\dots b_n$), la ecuación 5.18 define una recta en un espacio de $na+nb+1$ dimensiones. La ventaja de esta propiedad es que el vector de regresión

$$\varphi(t)=[-y(t-1) \dots -y(t-na) \ u(t) \dots u(t-nb)] \quad (5.19)$$

no depende de $e(t)$, por lo que se puede reescribir el modelo como $y(t) = \theta\varphi^T(t)$. Esto da lugar a la estimación por mínimos cuadrados, que no necesita algoritmos de minimización. Para expresar el resto de modelos de una forma análoga debe redefinirse el vector de regresión de forma que contenga, además de las muestras de la entrada y la salida, los valores de los errores de predicción anteriores y/o del ruido de la planta. Así en el modelo ARMAX, el vector de regresión será $\varphi(t) = [-y(t-1) \dots -y(t-na) \ u(t) \dots u(t-nb) \ e(t) \dots e(t-nc)]$ que depende de $e(t)$, que a su vez depende de θ (el error depende de la propia estimación).

En este caso se puede escribir:

$$y(t) = \theta\varphi^T(t, \theta) \quad (5.20)$$

que es una ecuación no lineal y no se puede resolver por métodos analíticos.

Un modelo derivado del ARX es el *ARX de orden elevado*. Dado un sistema que pueda caracterizarse por la ecuación $A(q)y(t) = B(q)u(t) + \frac{1}{D(q)}e(t)$, si multiplicamos ambos miembros

por el polinomio $D(q)$ obtenemos $A(q)D(q)y(t) = B(q)D(q)u(t) + e(t)$ correspondiente a un modelo ARX con una singularidad, que posee un conjunto de pares polos-ceros cancelables, además de los polos-ceros propios del sistema, y que corresponden a los polos de la función de transferencia del ruido. Para hallar este modelo será necesario, pues, aplicar el modelo ARX con un orden superior al que realmente tiene la planta.

- Si los modelos OE y ARX no dan resultados satisfactorios deberemos considerar otros más complejos, lo que conlleva un incremento del tiempo de cálculo, y de dificultad en el ajuste de los órdenes de los distintos polinomios. L.Ljung recomienda empezar probando con modelos ARX para determinar, al menos, el orden del sistema, y pasar después a modelos más complejos, pero de los cuales ya conocemos el número de polos y ceros del sistema. Uno de estos modelos es el Box-Jenkins (BJ) que caracteriza ambas dinámicas de la planta y del ruido.

5.2.2 CARACTERÍSTICAS DE LA SEÑAL DE EXCITACIÓN

Ya se habló en el apartado de estimadores de la importancia de aplicar una buena excitación para llegar a una buena estimación. Es más, sin una excitación adecuada podría llegar a darse el caso de que la estimación deje de ser convergente: la condición necesaria para la convergencia es que la excitación sea persistente.

Una señal cuasi-estacionaria $\{u(t)\}$, con espectro $U(e^{j\omega})$, se dice que es persistente de orden n si, para todos los filtros de la forma $M_n(q)=m_1q^{-1}+..+m_nq^{-n}$ la relación $|M_n(e^{j\omega})|^2U(e^{j\omega})=0$ implica que $M_n(e^{j\omega})=0$. Esto significa que $U(e^{j\omega})$, el espectro de la señal excitadora, debe ser distinto de 0 en al menos n puntos en el intervalo $-\pi<\omega<+\pi$. Así, para poder estimar un filtro con órdenes $nb+nf = n$ (donde nb es el n° de ceros $+1$ y nf es el n° de polos, esto es el orden del polinomio $F(q)$), es suficiente con una señal compuesta por n sinusoides diferentes.

Dos son las señales de excitación usadas en la identificación paramétrica del convertidor: el multiseno y la MLBS (*maximum length binary sequence*). Dichas formas de onda generadas por el generador de señal Hameg estarán formadas por 1024 puntos con una resolución de 10 bits por punto. El período de muestreo de la señal generada dependerá de la frecuencia fundamental que se fije en el instrumento y vendrá dado por la expresión $f_{\text{muestreo}}=1024 \cdot f_{\text{fundamental}}$. De esta expresión se deduce además que el número máximo de armónicos de cualquier señal generada será 512.

- El multiseno ya fue tratado extensamente en el apartado 2.5; su principal ventaja es la facilidad con que se puede conseguir cualquier espectro [GODFR93] [RUIZ95]. En principio, al no tener ningún conocimiento sobre el sistema a estimar, lo habitual es distribuir un número suficiente de armónicos en toda la banda de interés¹⁵ y optimizar únicamente el factor de cresta. La frecuencia fundamental de la excitación fija la resolución frecuencial de trabajo y junto con el número de armónicos, el ancho de banda. Para tener mejor resolución debería escogerse una frecuencia lo más pequeña posible, sin embargo esto obligaría a aumentar el número de armónicos para mantener un determinado ancho de banda, provocando dos efectos negativos: un empeoramiento de la linealidad del convertidor y una disminución del valor eficaz de cada armónico para un mismo nivel de señal (empeoramiento de la relación SNR).
- Las señales MLBS son trenes de pulsos periódicos formados a partir de una secuencia de bits de una determinada longitud, que se generan a partir de un registro de desplazamiento de bits con una determinada realimentación [GODFR93]. Sus principales características son su facilidad de diseño y generación y una autocorrelación que tiende hacia la delta de Dirac. Esto, junto con el hecho de que se mantengan con un valor constante durante intervalos de tiempo relativamente largos, las hace especialmente útiles para la estimación en dominio temporal. Dispondremos de una señal binaria pseudoaleatoria que intenta simular un ruido plano.

En este tipo de excitación deberemos fijar dos parámetros: la frecuencia del reloj generador (duración de cada pulso) y el período total de la señal (número de pulsos).

Para el primero [GODFR93] se escoge $f_{\text{clock}}=2.5 \cdot BW$, donde BW será el ancho de banda de interés (la décima parte de la frecuencia de conmutación en la mayoría de los casos). Respecto al período de la señal, debe fijarse a un valor algo superior al tiempo de establecimiento de la respuesta del sistema. Este

¹⁵ En estimación paramétrica se debe excitar la planta con una única señal, al contrario que en estimaciones no paramétricas, donde se aplicaban excitaciones por décadas, ya que los algoritmos de identificación no están pensados para identificar décadas del sistema, sino el sistema completo. Esto implica tener que emplear multisenos con un número de armónicos muy elevado (en este trabajo generalmente se han empleado señales de 256 armónicos). Esto obliga a una buena optimización del factor de cresta.

valor puede medirse fácilmente a partir de la respuesta al escalón. Para los convertidores empleados (apartado 5.3.3) es de aproximadamente 5ms, por lo que $f_{señal} < 200$ Hz. A partir de este datos podemos realizar cálculos para distintos anchos de banda (tabla 5-2).

BW	f_{clock}	$N_{mínima}$ (long bit secuencia)
5 khz	12.5 khz	$f_{clock}/f_{señal}=63$
10 khz	25 khz	127
15 khz	37.5 khz	255
20 khz	50 khz	255
25 khz	62.5 khz	511
50 khz	125 khz	1023
		$f_{señal} < 200$ Hz

Tabla 5-2 Longitud mínima de la secuencia MLBS según el ancho de banda deseado

Una vez conocidas ciertas características de la planta a estimar, es posible adecuar la excitación para afinar los resultados. Matlab en su *Frequency Domain System Identification Toolbox* proporciona rutinas para dos tipos de optimización: el factor de cresta teniendo en cuenta la respuesta preestimada del sistema y la minimización del límite de Cramér-Rao. Las rutinas del programa *Frequency Domain System Identification* tratan de hallar el espectro frecuencial de la señal de excitación que minimice dicho límite, redistribuyendo la energía de forma que se concentre en aquellas bandas frecuenciales donde se encuentran los polos y ceros más influyentes en la dinámica del sistema. De esta manera, para un mismo nivel de señal (y, en consecuencia, una distorsión armónica similar), obtendremos una mejor SNR en las zonas más importantes para la estimación. En el caso de las plantas estudiadas la optimización produce una concentración de energía alrededor de la frecuencia de resonancia (figura 5.4).

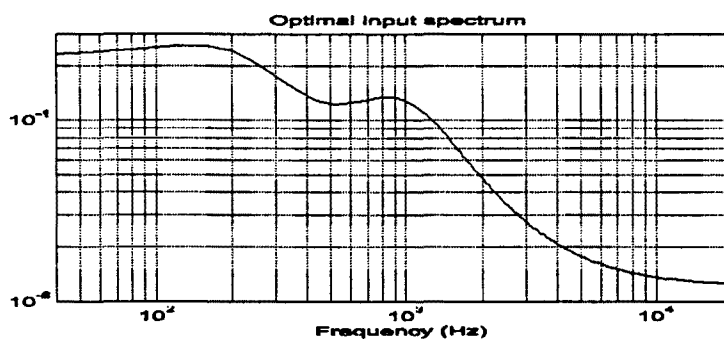


Figura 5.4. Espectro frecuencial de la señal de excitación óptima para la estimación de los convertidores bajo estudio.

5.2.3 VALIDACIÓN DE LOS RESULTADOS

Tras la elección de un modelo y de un orden de los polinomios, hemos excitado el convertidor con dos tipos de señales MSF o MBLs. Se trata ahora de comparar entre varias estimaciones y decidir si alguna estimación es suficientemente buena. Con este fin se presentan algunos métodos para ayudar en la decisión que incorpora el software empleado (Tools de Matlab):

Función de pérdidas y criterios de error.

La primera prueba a realizar es si el sistema estimado se ajusta a los datos empleados. Esto se consigue calculando el error de predicción al final de la estimación¹⁶: es la llamada *función de pérdidas*. Ha de tener un valor pequeño, de lo contrario el algoritmo empleado no converge o se encuentra ante un

¹⁶ Instrucción *PE* calcula el error de predicción asociado al modelo con un determinado conjunto de datos

mínimo local (en cuyo caso deberemos cambiar los valores iniciales de la estimación), el sistema está subestimado o el modelo es incapaz de describir el sistema real.

Simulación

Mediante simulación podemos comprobar cuan parecidas son las dinámicas del sistema estimado y del real. En la simulación se compara la salida medida sobre el sistema real con la salida simulada del sistema estimado a partir de unos mismos datos de excitación. Es preferible que estos datos no hayan sido empleados para la estimación, comprobando así que el sistema estimado se adapta a diferentes situaciones. Salvo que nos interese el modelo de ruido, la simulación suele realizarse sin que éste intervenga.

Análisis de residuos (ruido).

Es conveniente distinguir entre el ruido de la planta y los residuos de la estimación: Los residuos de la estimación son los errores derivados de aquellas características de la planta que no han sido modeladas. Para que la estimación sea fiable, éstos deben ser blancos y gaussianos. El ruido asociado a la planta es producido por los distintos componentes, aparatos de medida y el sistema de procesado que aplicamos a los datos. Parte de este ruido será modelado por la función de transferencia $H(q)$, y el resto pasará a formar parte de los residuos de la estimación.

Tal como se ha descrito el proceso de estimación, los errores o restos de la estimación deben poseer una distribución Gaussiana (o la distribución que se haya considerado en el caso del estimador por máxima probabilidad). Sólo de esta manera se puede garantizar que la estimación converge hacia el valor real. El test para comprobar si los restos son Gaussianos es su autocorrelación, que debe ser cero en una situación ideal.

Desde un punto de vista práctico, sin embargo, la condición anterior puede relajarse algo si lo que realmente nos interesa es la dinámica del sistema y no el modelo de ruido. Una prueba más práctica es comprobar la independencia de los restos respecto de entradas anteriores (lo contrario significaría que la salida contiene información generada en el pasado y que no ha sido capturada por el sistema). El test en este caso es la correlación cruzada entre los restos y la entrada, que debe ser igualmente cero en una situación ideal.

La correlación cruzada entrada-restos indica *'cuanta información queda en los restos que puede ser atribuida al sistema'*. Valores significativos de esta función en el semieje positivo de abscisas indican correlación entre la excitación y residuos posteriores, de este modo es posible *'predecir'* más características de la respuesta de las que han sido modeladas. Por lo general suele indicar que es necesario aumentar el orden de la función de transferencia del sistema. (características lineales no modeladas del sistema). Valores significativos de esta función en el semieje negativo de abscisas indican correlación entre la excitación y muestras anteriores de los residuos, de este modo es posible predecir ciertas características de la excitación futura a partir de los residuos del pasado. Esto indica que la señal de excitación ha sido generada en lazo cerrado o que parte de la salida se acopla a la entrada a través de algún canal de ruido, un ejemplo de esta realimentación se dió durante el proceso de medidas. De modo fortuito la sonda del osciloscopio estaba muy próxima al radiador del transistor de potencia; los residuos indicaban una fuerte realimentación y la estimación de la planta era incorrecta. Detectada la anomalía, se separó la sonda del radiador y la estimación funcionó correctamente.

La función de autocorrelación de los restos nos indica cuán bien está modelado el ruido. Debe observarse que estructuras Box Jenkins y Output Error suelen ser capaces de proporcionar buenas estimaciones de la dinámica del sistema aún cuando el ruido no esté correctamente modelado, por lo que la autocorrelación es menos decisiva que la correlación cruzada (salvo que estemos interesados en conocer un modelo preciso del ruido).

Otra prueba es realizar un estudio frecuencial de los restos, lo que nos informa de los rangos frecuenciales en los que el sistema estimado no es válido. Si estos rangos carecen de interés para nuestros propósitos, la estimación puede darse por válida. Este es el caso cuando se tienen interferencias de una determinada frecuencia: normalmente ni el modelo de ruido ni el sistema son capaces de caracterizarlas, rompiendo el carácter Gaussiano de los restos aunque la estimación sea buena.

5.3 LA ESTIMACIÓN EN LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS CC/CC

En este apartado vamos a comprobar en que medida la estimación con herramientas lineales presentada en los apartados anteriores puede aplicarse al estudio de los convertidores conmutados continu-continua.

Los objetivos principales del apartado son:

1. Evaluar previamente la validez de algunos modelos predictivos [LJUNG95] en la estimación de convertidores continua-continua operando en régimen de funcionamiento lineal. Para ello, se tomará como referencia el modelo promediado del convertidor [MIDD77], cuyas funciones de transferencia *tensión de salida/tensión de entrada* y *tensión de salida/ciclo de trabajo* se adjuntan en el anexo B. Este aspecto se aborda en el apartado 5.3.1.
2. Evaluar la robustez de los modelos predictivos frente al ruido y otras no linealidades, mediante su aplicación a plantas reales aspecto este que será tratado en el apartado 5.3.3

5.3.1 LA ESTIMACIÓN A PARTIR DE DATOS SIMULADOS

A efecto de validar previamente las herramientas de estimación de sistemas lineales aplicadas a convertidores continua-continua, se ha realizado un programa en Matlab para la simulación del convertidor conmutado CC/CC, introduciendo las ecuaciones de estado de cada una de las estructuras que lo componen, y un dispositivo que conmute entre ambas. Realizando la promediación cada vez que simule un ciclo entero de conmutación, de forma que sólo tendremos una muestra de las variables de estado por ciclo. De este modo podremos comparar el resultado de la identificación con el modelo promediado teórico [WEST73].

A modo de ejemplo se procede a simular la respuesta al escalón del modelo promediado de un convertidor tipo Boost con los siguientes valores $V_g=6V$, $R=6\Omega$, $L=75\mu H$, $C=4\mu F$, $T=20\mu s$, $D = 0.5$ donde no se consideran las resistencias de pérdidas, de forma que se obtiene una forma de onda de salida triangular al aplicar la excitación a la entrada del convertidor. Para hallar los parámetros del modelo promediado se realiza una estimación a partir de los datos simulados mediante el método ARX (puesto que la simulación está libre de ruido, este método es el más rápido). Realizada la estimación se obtiene un modelo que coincide perfectamente con el modelo promediado teórico (figura 5.5). Luego será posible mediante técnicas de estimación, hallar un modelo de convertidor discreto lineal e invariante en el tiempo que siga los valores medios de la salida de un convertidor real.

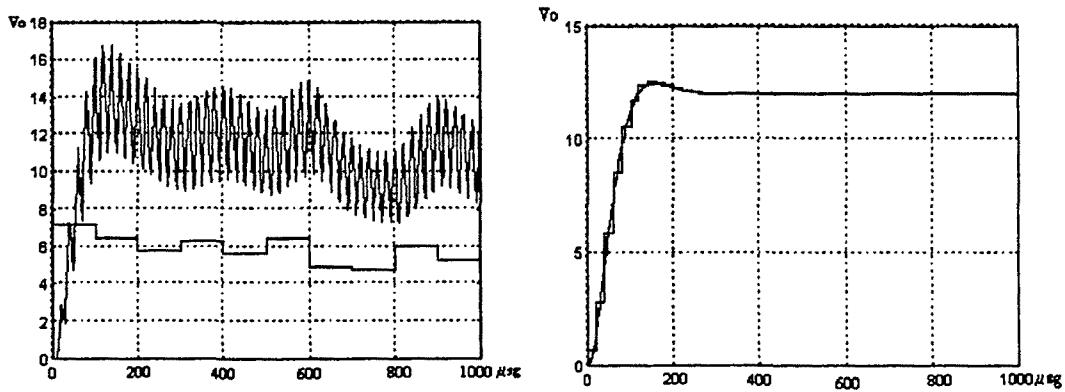


Figura 5.5 A la izquierda, datos obtenidos por simulación empleados para la estimación. A la derecha, comparación entre las respuestas al escalón del modelo promediado teórico y discreto obtenido en la estimación.

5.3.2 LA ESTIMACIÓN A PARTIR DE MEDIDAS REALES

En este apartado se van a mostrar las técnicas y los resultados obtenidos en la estimación paramétrica de convertidores reales.

El sistema de medida empleado para obtener los datos sobre los que realizar la estimación consta del generador Hameg para generar las formas de onda de excitación y del osciloscopio TDS para la adquisición de las formas de onda (figura 5.6)

El osciloscopio digital TDS 520 dispone de una función de promediación. Cuando se emplea esta característica, el osciloscopio captura 250 Mmuestras/s independientemente de la frecuencia de muestreo seleccionada por el usuario; de este modo cada $N_d=250 \cdot 10^6 / f_{\text{muestreo}}$ muestras calcula su valor medio y proporciona una única muestra. Se adquieren 5000 puntos por canal.

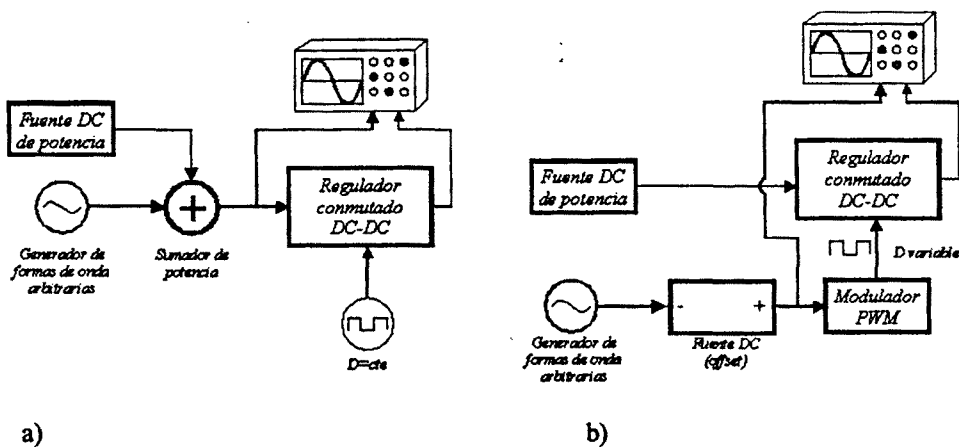


Figura 5.6. Esquemas de los montajes empleados para la estimación de la función de transferencia entrada-salida (a) y ciclo de trabajo-salida (b).

Ya se vió que, si se emplea el promediado como método de filtrado, se debe sincronizar el osciloscopio digital con la frecuencia de conmutación del convertidor siendo por tanto la frecuencia de muestreo de la señal adquirida un múltiplo de la de conmutación.

5.3.2.1 Medida del ancho de banda y linealidad

La medida del ancho de banda del sistema nos puede ayudar a decidir la frecuencia fundamental de la excitación y si es posible o no reducir el período de muestreo.

- La frecuencia fundamental de la excitación es también la resolución frecuencial de trabajo.
- Tendremos también límites impuestos por el equipamiento disponible y que pueden venir de dos fuentes:
 - La necesidad de capturar, al menos, un ciclo completo de la señal (longitud del registro de muestras).
 - El número de puntos de la forma de onda arbitraria que limita el número de armónicos

En general se han empleado excitaciones con 256 armónicos amplitud máxima de 0,3Vpp de la señal SMF, con frecuencia fundamental ajustada para conseguir un ancho de banda de 10 khz.

Además del ancho de banda es necesario conocer el nivel óptimo de excitación para maximizar la relación SNR y minimizar las no linealidades de la planta. Dado que la distorsión armónica disminuye al reducir el nivel de señal, el criterio escogido en las pruebas realizadas es que el nivel del primer armónico (el más importante), al excitar el convertidor con una senoide pura, no supere el nivel de ruido de la planta. Para determinar dichos niveles se excita la planta con una senoide pura y, con el osciloscopio en modo FFT, se visualizan dicha senoide y su primer armónico. A continuación se disminuye el nivel de señal hasta que el armónico alcanza el nivel de ruido previamente medido, repitiendo el proceso para las distintas frecuencias.

En la figura 5.7 se muestra como afecta el nivel de excitación a la estimación de la frecuencia de resonancia función transferencia ciclo trabajo-salida del convertidor Buck. Podemos distinguir tres zonas:

- Para niveles muy bajos (zona de ruido) se obtienen valores inverosímiles (en algunos casos, sistemas inestables), grandes varianzas o discrepancias importantes en diferentes repeticiones del experimento.
- Por encima del nivel de ruido, la estimación tiende a estabilizarse alrededor de un determinado valor, esto es, la estimación es independiente del nivel de excitación. Estos niveles serán los que consideraremos como óptimos para la estimación.
- Por último, al aumentar el nivel de excitación, se observa una dependencia entre el valor estimado y dicho nivel.

Destacar, por último, que estas tres zonas se obtienen también para el resto de parámetros de la planta, y para los mismos niveles de excitación. En todos los casos el criterio práctico de que el nivel de distorsión no supere el nivel de ruido ha dado resultados satisfactorios.

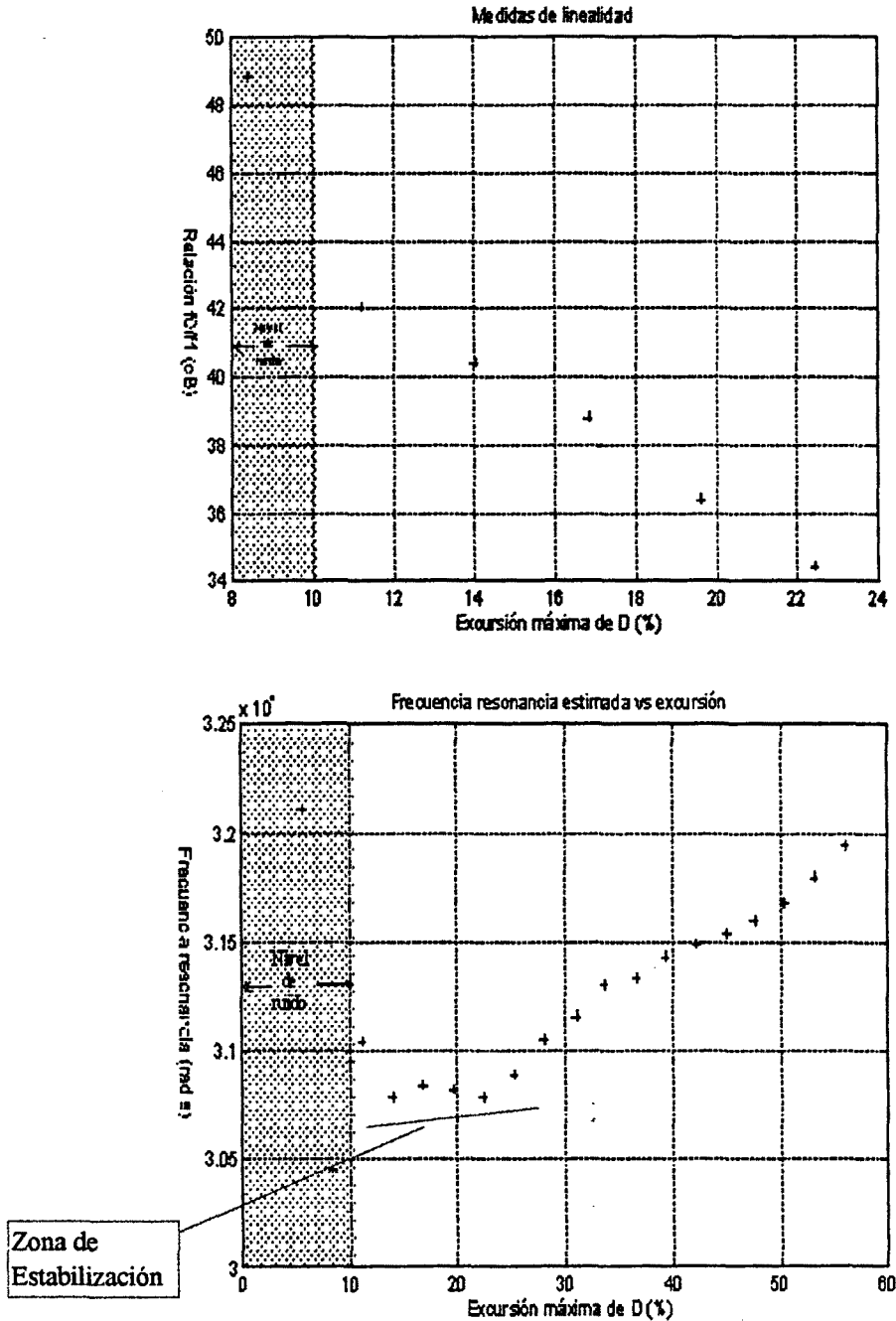


Figura 5.7. Gráfica superior: relación en dB entre el nivel de la frecuencia fundamental de la excitación y su primer armónico a la salida del convertidor Buck I ($D=0.5$) apartado 4.3.3.3. Gráfica inferior: variación de la frecuencia de resonancia estimada respecto del nivel de excitación en el mismo convertidor.

5.3.2.2 Frecuencias de excitación y de muestreo

Por construcción, el ancho de banda de los convertidores es muy reducido, lo que aconseja emplear frecuencias de muestreo bajas. La razón para aumentarla es el poder estimar los ceros, que suelen estar a frecuencias más elevadas. Aunque para poder situar un cero con precisión se debe muestrear 10 veces por encima de su frecuencia, el aumentar la frecuencia de muestreo por encima de la de conmutación provoca un deterioro en la estimación de los polos. Por otro lado, un cero situado a más de una década de la frecuencia de resonancia de la planta será imposible de situar con buena precisión debido a que los niveles de señal en su zona frecuencial de mayor influencia estarán a más de 40 dB por debajo del nivel de baja frecuencia, y este margen dinámico es superior, en la mayoría de los casos, a la SNR.

Si se emplean señales binarias, la frecuencia debe ser aquella que se fijó en su diseño (ver apartado 5.2.2). Si se emplea cualquier otro tipo de señales, que no sea a base de escalones (por ejemplo multisenos), el período de la excitación debe ser igual o múltiplo entero del período de muestreo. Por tanto, si disponemos de un generador de formas de onda arbitrarias de n puntos, tendremos $f_0 = k \cdot f_{\text{muestreo}}/n$. Salvo casos especiales, esto impedirá tomar un número entero de períodos de señal de excitación, pero al trabajar en dominio temporal no se producirán errores de *leakage*.

Para facilitar la convergencia de los algoritmos de estimación dos operaciones son de interés: la sustracción de los valores medios y el filtrado al ancho de banda de interés (en principio, el mismo empleado en la excitación). Mediante la sustracción de los valores medios, tanto en los datos de excitación como en los de salida del sistema, eliminamos la componente continua

El prefiltrado de los datos empleando recursos del programa *System Identification Toolbox* ayudará a ajustar el modelo a la banda de interés. Si no se filtran los datos antes de aplicar el algoritmo de estimación, será necesario el empleo de modelos de ruido de orden elevado, muy difíciles de ajustar y de obtención lenta. Es posible, incluso, que ciertas características del ruido sean asignadas a la dinámica del sistema, provocando modelos de orden superior al real.

5.3.3 RESULTADOS OBTENIDOS

5.3.3.1 Análisis de resultados

Como se vió en 5.2.3 una de las herramientas más útiles a la hora de decidir si el modelo obtenido se ajusta a los datos empleados para su estimación es el análisis de restos, en particular, su autocorrelación y su correlación cruzada respecto de la excitación. Recordemos que idealmente los restos deben ser gaussianos (esto es, su autocorrelación debe ser nula, excepto en el origen) e independientes de la excitación (su correlación cruzada también debe ser nula). En la práctica, evidentemente, esto no se conseguirá y buscaremos aproximarnos a esta situación lo más posible. Si se repite el experimento, tendremos una probabilidad p de que los nuevos resultados estén contenidos en estos intervalos, trabajando siempre con intervalos ajustados a una probabilidad superior al 99%. El criterio seguido para determinar si un modelo cumple las condiciones de restos gaussianos e independientes es que las funciones de autocorrelación y de correlación cruzada permanezcan dentro de dichos intervalos.

Además del análisis de restos resulta útil realizar una estimación no paramétrica con los mismos datos. De ella se puede deducir, por ejemplo, la frecuencia de resonancia o el margen frecuencial en el que se puede realizar la estimación paramétrica de forma fiable. En efecto, no se puede pretender obtener una estimación paramétrica fiable en aquellas bandas donde la estimación no paramétrica presenta formas 'inmodelables' o con grandes varianzas.

También la representación del diagrama polos-ceros junto con sus intervalos de confianza puede ayudar a tomar decisiones. Una buena estimación debe presentar polos y ceros precisos (varianza pequeña) y no cancelables.

Una vez obtenido un modelo que se ajuste bien a los datos de las señales de entrada E_1 y de salida R_1 es conveniente comprobar que sea capaz de caracterizar al sistema ante un conjunto de datos diferente. Para ello podemos diseñar un nuevo tipo de excitación y aplicarla al sistema real, capturando tanto la entrada E_2 como la salida R_2 . A continuación se simula el sistema estimado a partir de E_1 y R_1 , empleando para ello la entrada del sistema real E_2 , y se comparan la respuesta simulada \mathcal{S}_2 con la medida R_2 (véase figura 5.8). Siendo conveniente aplicar los tests de autocorrelación y correlación cruzada entrada-restos con el nuevo conjunto de datos.

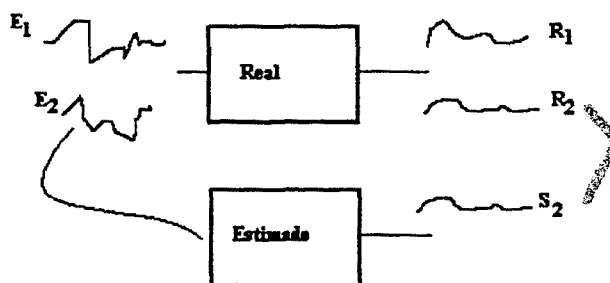


Figura 5.8 Validación del modelo estimado

5.3.3.2 Elección del modelo

Los tres modelos que se describen a continuación son los que mejores resultados han dado en la estimación de las funciones de transferencia ciclo de trabajo-tensión de salida y tensión de entrada-tensión de salida.

- **ARX de orden elevado:** La forma más rápida de obtener el orden del sistema es emplear modelos ARX de orden elevado realizando estimaciones con todos los modelos posibles de orden 1 a 15. Al aplicar modelos ARX de orden muy superior al real (que dependerá de la dificultad para modelar correctamente el ruido), se obtienen, además de los ceros y polos propios de la planta, un conjunto de pares polos-ceros cancelables que modelan el ruido. Estos pares polos-ceros se distribuyen a lo largo de circunferencia de radio unidad (muy cerca de ella) hasta la frecuencia de corte del filtro usado en el preprocesado de los datos.

Al aumentar el nivel de ruido (en la estimación de la función de transferencia entrada-salida, por ejemplo) estos pares polos-ceros dejan de ser cancelables y pueden confundirse con polos y ceros del sistema. Este modelo es el que suele producir unos errores de predicción menores. Y el que mejor se adapta a los datos. Sin embargo dicha calidad empeora cuando se emplea para simulación: el hecho de tener que modelar conjuntamente la dinámica del sistema y del ruido hace que se produzca una cierta desviación en la primera.

- **Output-Error:** Por su facilidad de implementación será el empleado como método sistemático en el apartado de estimación automática. Estos modelos tienen la característica de descartar características no lineales en los datos, centrándose en la dinámica lineal del sistema. Para determinar el modelo óptimo se comienza con un modelo de orden 1 (1 polo y 1 cero) y se va incrementando el orden hasta que la correlación entrada-restos sea suficientemente pequeña (la parte positiva de la curva esté contenida en el intervalo de confianza). Su buen funcionamiento queda limitado, sin embargo, a situaciones con niveles de bajo ruido y prácticamente blanco. Esto es así en el caso de la función de transferencia ciclo de trabajo-tensión de salida, si se aplican niveles de excitación bajos. En el caso de la función de transferencia tensión de entrada-tensión de salida, sin embargo, el elevado nivel de ruido presente provoca malos resultados en general.

- **Box-Jenkins:** este modelo proporciona resultados intermedios entre los dos anteriores: errores de predicción suficientemente bajos y comportamiento en simulación similar al Output-Error. Su inconveniente es la dificultad para ajustarlo y la lentitud del proceso de estimación. Sin embargo, si se quiere un modelo que incluya los efectos del ruido será necesario su empleo.

A continuación se muestran los errores producidos en las estimaciones de las diversas plantas, donde se comprueba lo anterior.

	FPE			MSE		
	OE	ARX	BJ	OE	ARX	BJ
Buck1	$3.772 \cdot 10^{-5}$	$2.135 \cdot 10^{-10}$	$1.404 \cdot 10^{-8}$	$3.772 \cdot 10^{-5}$	$6.355 \cdot 10^{-3}$	$6.105 \cdot 10^{-3}$
Buck2	$5.168 \cdot 10^{-5}$	$3.873 \cdot 10^{-10}$	$1.131 \cdot 10^{-8}$	$5.168 \cdot 10^{-5}$	$7.186 \cdot 10^{-3}$	$7.405 \cdot 10^{-3}$
Boost1	$6.337 \cdot 10^{-5}$	$7.419 \cdot 10^{-10}$	$3.867 \cdot 10^{-8}$	$6.337 \cdot 10^{-5}$	$8.978 \cdot 10^{-3}$	$8.616 \cdot 10^{-3}$
Boost2	$6.980 \cdot 10^{-5}$	$2.988 \cdot 10^{-11}$	$5.348 \cdot 10^{-10}$	$6.980 \cdot 10^{-5}$	$8.701 \cdot 10^{-3}$	$8.642 \cdot 10^{-3}$

Tabla 5.3 Errores en V_{ef}^2 de predicción (FPE) y de simulación (MSE) en las diversas estimaciones de la función de transferencia ciclo de trabajo-tensión de salida

	FPE			MSE		
	OE	ARX	BJ	OE	ARX	BJ
Buck1	$7.155 \cdot 10^{-1}$	$1.352 \cdot 10^{-6}$	$1.004 \cdot 10^{-6}$	$7.155 \cdot 10^{-1}$	$3.635 \cdot 10^{-1}$	$0.504 \cdot 10^{-1}$
Buck2	$9.801 \cdot 10^{-1}$	$2.356 \cdot 10^{-6}$	$1.019 \cdot 10^{-6}$	$9.801 \cdot 10^{-1}$	$3.485 \cdot 10^{-1}$	$0.912 \cdot 10^{-1}$
Boost1	$9.277 \cdot 10^{-1}$	$6.195 \cdot 10^{-6}$	$3.670 \cdot 10^{-6}$	$9.277 \cdot 10^{-1}$	$1.807 \cdot 10^{-1}$	$0.996 \cdot 10^{-1}$
Boost2	$8.981 \cdot 10^{-1}$	$1.901 \cdot 10^{-6}$	$5.164 \cdot 10^{-7}$	$8.981 \cdot 10^{-1}$	$1.019 \cdot 10^{-1}$	$0.421 \cdot 10^{-1}$

Tabla 5.4 Errores en V_{ef}^2 de predicción (FPE) y simulación (MSE) en las diversas estimaciones de la función de transferencia tensión de entrada-tensión de salida

Los resultados de las tablas 5.3 y 5.4 indican que son del mismo orden los errores en los modelos ARX y BJ, a partir de ahora se considerarán los modelos Box-Jenkins como los más idóneos para caracterizar a las diversas plantas pues además caracterizan el ruido. En los resultados del apartado 5.3.3.3 podemos observar que las funciones de transferencia tensión de entrada-tensión de salida y ciclo de trabajo-tensión de salida son iguales salvo por un cero en el caso del Boost. Por otro lado, debido al ruido, la varianza de la función de transferencia tensión de entrada-tensión de salida es considerablemente mayor, sobre todo en el caso de los ceros donde alguna puede llegar a considerarse inaceptable. Podemos concluir, pues, dado que ambas funciones de transferencia aportan la misma información, que la mejor forma de realizar la estimación en este caso es precisamente a través de su función de transferencia ciclo de trabajo-tensión de salida.

5.3.3.3 Caracterización funciones transferencia

En este apartado se mostrarán los resultados obtenidos con diversas plantas, comparándolos con los valores esperados según el modelo teórico. (los valores de los componentes se han obtenido mediante el puente de medida de impedancias HP4263A):

Boost1: $C=94,6 \mu\text{F}$, $L=1.27 \text{ mH}$, $R_c=0.4 \Omega$, $R_l=3.2 \Omega$.

Pto. de trabajo: $D=0.45$, $V_g=5.5 \text{ V}$, $R=228.14 \Omega$, $f_s 100\text{khz}$

Boost2: $C=95 \mu\text{F}$, $L=0,58 \text{ mH}$, $R_c=0,35 \Omega$ y $R_l=0,7 \Omega$

Pto. de trabajo: $D=0.5$, $V_g=15 \text{ V}$, $R=150 \Omega$, $f_s 50\text{khz}$

Buck1: $C=9.8 \mu\text{F}$, $L=118 \mu\text{H}$, $R_c=0.43 \Omega$, $R_l=0.99 \Omega$.

Pto. de trabajo: $D=0.5$, $V_g=9.5 \text{ V}$, $R=6 \Omega$, $f_s 50\text{khz}$

Buck2: $C=113 \mu\text{F}$, $L=79 \mu\text{H}$, $R_c=0.2 \Omega$, $R_l=0.84 \Omega$.

Pto. de trabajo: $D=0.5$, $V_g=12 \text{ V}$, $R=6 \Omega$, $f_s 50\text{khz}$

Se han realizado pruebas empleando excitaciones MLBS y multisenos obteniendo resultados similares. (véanse tablas 5-5 a 5-8).

		Buck1		Buck2		Boost1		Boost2	
Modelo discreto									
Polos		0.6314±0.3643j		0.8791±0.1874j		0.9889±0.0114j		0.9560±0.0117j	
	Desv.tip.	0.0018±0.0012j		0.0026±0.0045j		0.0008±0.0010j		0.0015±0.0018j	
Ceros		-2.3590	0.2000	-2.3978	0.3883	1.7040	0.7919	5.6382	0.5279
	Desv.tip.	0.0374	0.0100	0.2217	0.0117	0.0754	0.0179	1.2824	0.0172
Modelo continuo¹⁷									
Polos		-15808±26167j		-5335±10501j		-1107±1150j		-2244±614j	
	Desv.tip.	97±114j		139±256j		86±100j		149±148j	
Ceros		--	-80520	--	-47073	65379	-22654	--	-30137
	Desv.tip.	--	1801	--	1762	6989	2063	--	1557

Tabla 5-5 Resultados de la estimación de la función de transferencia D-salida empleando excitación MLBS

		Buck1		Buck2		Boost1		Boost2	
Modelo discreto									
Polos		0.6365±0.3698j		0.8801±0.1871j		0.9878±0.0111j		0.9568±0.0121j	
	Desv.tip.	0.0038±0.0023j		0.0051±0.0087j		0.0018±0.0021j		0.0038±0.0047j	
Ceros		-3.2571	0.2400	-2.9803	0.4021	-1.9701	0.8001	-3.3862	0.4829
	Desv.tip.	0.1224	0.0326	0.8091	0.0441	0.9012	0.0401	0.8894	0.0522
Modelo continuo									
Polos		-15318±26316j		-5281±10474j		-1221±1124j		-2204±632j	
	Desv.tip.	310±7j		381±423j		192±210j		211±258j	
Ceros		--	-79892	--	-48129	--	-22400	--	-37333
	Desv.tip.	--	6803	--	5497	--	5119	--	5501

Tabla 5-6 Resultados de la estimación de la función de transferencia entrada-salida empleando excitación MLBS

		Buck1		Buck2		Boost1		Boost2	
Modelo discreto									
Polos		0.6328±0.3650j		0.88±0.1877j		0.9899±0.0119j		0.9500±0.0110j	
	Desv.tip.	0.0021±0.0015j		0.0020±0.0041j		0.0010±0.0010j		0.0010±0.0013j	
Ceros		-2.5067	0.2010	-2.3008	0.3876	1.7045	0.7917	6.0802	0.5274
	Desv.tip.	0.0558	0.0093	0.3205	0.0113	0.0764	0.0180	1.2819	0.0180

Tabla 5-7 Resultados de la estimación de la función de transferencia D-salida empleando excitación multisenos

		Buck1		Buck2		Boost1		Boost2	
Modelo discreto									
Polos		0.6356±0.3692j		0.8800±0.1868j		0.9874±0.0118j		0.9573±0.0124j	
	Desv.tip.	0.0041±0.0026j		0.0053±0.0082j		0.0022±0.0019j		0.0037±0.0044j	
Ceros		-3.8511	0.2405	-2.8135	0.4017	-2.3240	0.8056	-3.8421	0.4833
	Desv.tip.	0.5514	0.0332	0.6022	0.0446	0.9544	0.0465	0.9997	0.0530

Tabla 5-8 Resultados de la estimación de la función de transferencia entrada-salida empleando excitación multisenos

En la figura 5.9 tenemos la respuesta frecuencial de las distintas plantas identificadas mediante modelo Box-Jenkins.

¹⁷ El método empleado en el *System Identification Toolbox* de Matlab para transformar modelos discretos en continuos, provoca que el cero situado fuera del círculo unidad en el plano z tienda a ∞ en el plano s

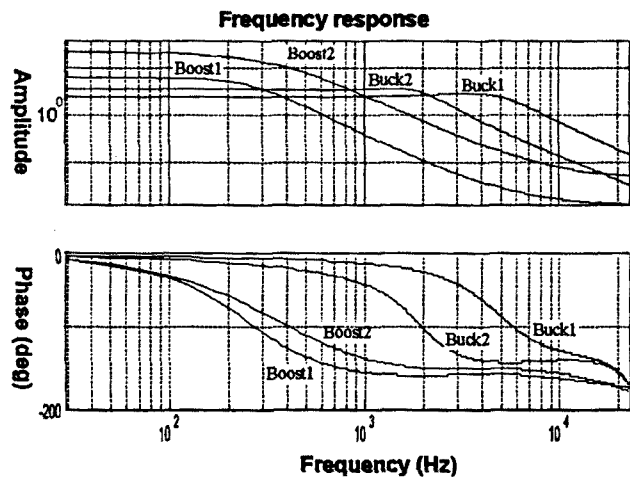


Figura. 5.9 Respuesta frecuencial de las distintas plantas según los modelos BJ

Vamos ahora a comparar los resultados de la estimación función transferencia V_{out} - v_{in} con los modelos teóricos (anexoE) obtenidos a partir de los valores de los componentes medidos en el puente de impedancias HP 4263A (tabla 5.9). Puede comprobarse una buena afinidad en cuanto a frecuencia de resonancia y factor de calidad y alguna divergencia en la posición de los ceros, sobretodo en los situados a frecuencias elevadas.

Una explicación de la mala estimación de los ceros podría ser el hecho de la gran atenuación de señal que presentan los convertidores a las frecuencias donde éstos se encuentran: hasta 40 dB en algunos casos.

	ω_0		Q		ω_z		ω_p	
	Estimado	Teórico	Estimado	Teórico	Estimado	Teórico	Estimado	Teórico
Buck1	30571	30360	0.967	1.1085	-80520	-237300	--	
σ	47.42		$7.4 \cdot 10^{-3}$		1801			
Buck2	11779	11162	1.104	0.8016	-47073	-58997	--	
σ	165.3		$4.43 \cdot 10^{-3}$		1762			
Boost1	1596	1622.1	0.721	0.6085	-22654	-26975	65379	51814
σ	12.39		$5.61 \cdot 10^{-3}$		2063		6989	
Boost2	2326	2130	0.518	0,305	-30137	-30075	--	63448
σ	23		$1.13 \cdot 10^{-3}$		1557		--	

Tabla 5.9. Comparación entre los modelos teóricos y los estimados

Como puede observarse la estimación de ω_p en el convertidor Boost2 presenta grandes varianzas y no puede ser estimado; esto es debido a su proximidad a la frecuencia de conmutación de la planta de 50khz.

A lo largo del apartado 5.3 se ha visto como aplicar la identificación paramétrica a plantas reales y de las diversas pruebas realizadas se han podido constatar los siguientes puntos:

1. Si se dispone de un osciloscopio con promediación de muestras (TDS 520A), ajustaremos la frecuencia de muestreo a la frecuencia de conmutación de la planta.
2. Una vez tomados los datos es conveniente aplicar un filtrado vía software para ajustar la estimación a la banda de interés (por lo general 10 veces por debajo de la frecuencia de muestreo aunque, en

algunos casos, para poder estimar los ceros con una cierta precisión se ha tenido que ampliar este margen). De esta forma evitaremos tener que modelar el ruido de alta frecuencia, a menudo muy difícil de conseguir.

3. En condiciones de bajo ruido y buena linealidad el modelo Output-Error proporciona los mejores resultados para simulación. En otros casos se deben emplear modelos Box-Jenkins y caracterizar correctamente el ruido (o no linealidades). Modelos ARX también proporcionan buenos resultados y pueden ser una buena alternativa a los Box-Jenkins si se precisa de una estimación rápida.
4. Tras los resultados de una primera estimación en el caso de excitación SMF, es conveniente repetir el experimento con una señal de excitación optimizada que los tenga en cuenta. Esto se hace reprogramando las diferentes fases de la señal de excitación, empleando para tal fin recursos del *Frequency Domain System Identification Toolbox*.
5. Por último, destacar la robustez del método en la estimación de los polos, incluso en condiciones de ruido elevado o no linealidad considerable. No ocurre lo mismo con los ceros para los que es necesario trabajar en buenas condiciones.

5.4 Estimación de sistemas LTI en dominio frecuencial

Una alternativa a la estimación de sistemas lineales empleando modelos predictivos, es el empleo de la herramienta desarrollada por Istvan Kollar *Frequency Domain System Identification Toolbox*. Así para poder realizar la estimación paramétrica en el dominio frecuencial, dispondremos de un conjunto de medidas $G_m = \{ G_m(w_1), \dots, G_m(w_N) \}$ (el subíndice m indica que se trata de valores medidos, no reales, y, por tanto, contienen un error) que constituyen la respuesta frecuencial del sistema, esto es, su función de transferencia (no paramétrica): Se trata, pues, de hallar el sistema cuya función de transferencia $G = \{ G(w_1), \dots, G(w_N) \}$ sea lo más parecida posible a G_m .

Para obtener las medidas G_m será necesario partir de los espectros frecuenciales de la excitación U_m y la respuesta Y_m y aplicar entonces $G_m(w_i) = Y_m(w_i) / U_m(w_i)$. En la práctica, los espectros de las señales de entrada y salida suelen obtenerse aplicando algoritmos FFT a las formas de onda capturadas en dominio temporal (figura 5.10). Esto conlleva ciertas limitaciones a la hora de escoger el tipo de excitación para evitar los errores típicos en estos algoritmos. En primer lugar, debe tratarse de una excitación periódica y deben evitarse los transitorios en la señal de respuesta. Asimismo, se debe capturar un número entero de períodos.

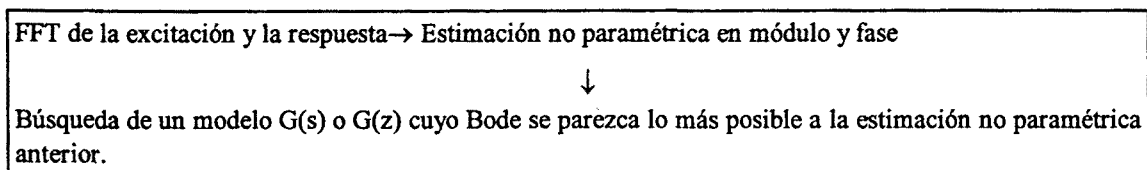


Figura 5.10. Esquema de la estimación en dominio frecuencial

Queda, pues, aplicar algún estimador a $G_m(w_i) = Y_m(w_i) / U_m(w_i)$ para obtener la estimación del sistema. El toolbox para Matlab *Frequency Domain System Identification* proporciona el estimador para sistemas lineales ELIS (Estimator for Linear Systems), estimador de máxima probabilidad con ruido gaussiano.

Para hallar la distribución de ruido, y poder aplicar así el estimador por máxima probabilidad, una posible solución es tomar varios períodos de la señal, calculando la FFT de cada uno de ellos. Debido al ruido tendremos una colección de espectros frecuenciales de entrada y salida. Es posible entonces hallar los valores medios, varianza y covarianza entrada-salida para cada frecuencia y aplicar un estimador que

los tenga en cuenta. En este caso resulta imprescindible la captura de datos sincronizada, esto es, que cada uno de los períodos capturados comience justo en el mismo instante temporal. De otra forma el análisis estadístico será incorrecto en cuanto a las fases.

La solución más sencilla al problema anterior es la captura de varios períodos de forma seguida (aumentando la frecuencia fundamental de la excitación para tener más períodos en pantalla). Para poder emplear este método debemos excitar la planta con una única señal SMF; no podremos emplear el sistema de excitación de señales SMF por décadas empleado en las medidas no paramétricas.

Si no fuera posible emplear el método anterior serán necesarios sistemas de medición basados en trigger muy precisos y emplear rutinas de sincronización de señal (disponibles en el *Frequency Domain System Identification Toolbox*). Algunas pruebas realizadas utilizando estos métodos no han proporcionado buenos resultados, poniendo de manifiesto la necesidad de una elevada precisión en el sistema de trigger.

A continuación se presentan los resultados obtenidos de las función transferencia *Vot-Vin* de los convertidores Buck1 y Boost1 (Tabla 5.10).

	ω_0		Q		ω_z		ω_p	
	Estimado	Teórico	Estimado	Teórico	Estimado	Teórico	Estimado	Teórico
Buck1	30748	30360	1.0042	1.1085	-67016	-237300	--	
σ	398		$2.06 \cdot 10^{-3}$		1012			
Boost1	1603.9	1622.1	0.6632	0.6085	-23853	-26975	75206	51814
σ	23		$1.13 \cdot 10^{-3}$		392		1868	

Tabla 5.10. Resultados de la estimación por métodos frecuenciales

A la vista de los resultados obtenidos tablas 5.9 y 5.10 ambas herramientas tanto la del dominio frecuencial *Frequency Domain System Identification Toolbox* como la del dominio temporal *System Identification Toolbox* se demuestran igualmente válidas. La elección de un método u otro vendrá condicionada por el empleo de señales de excitación periódicas en el caso del dominio frecuencial y la existencia de mantenedores de orden cero en las señales de excitación y respuesta del sistema para el empleo de las herramientas del dominio temporal. Dado que tanto el generador de funciones como el osciloscopio disponen de mantenedores de orden cero, y no siendo necesarias señales periódicas para el empleo de las herramientas de identificación en el dominio temporal, serán estas las herramientas empleadas para desarrollar la automatización del proceso de estimación.

5.5 AUTOMATIZACIÓN DEL PROCESO DE ESTIMACIÓN

A lo largo del capítulo se ha podido comprobar que si se pretende llegar a un modelo óptimo, la estimación paramétrica es un proceso que requiere la intervención humana. Las herramientas que se presentan a continuación proporcionarán un modelo que será satisfactorio para muchas aplicaciones si se utilizan bajo unas buenas condiciones de medida, pero es el usuario el que debe, a partir de los datos proporcionados, llevar a cabo una búsqueda del modelo óptimo.

Las herramientas que se presentan son un conjunto de rutinas que funcionan bajo los programas Labview 3.1 y Matlab 4.2. Es necesario, pues, disponer de este software para poder ejecutarlas. En particular, y aunque el usuario no necesite interactuar con él directamente durante el tiempo en que se realicen los tests, es imprescindible que Matlab esté ejecutándose y las librerías *System Identification Toolbox* y *Frequency Domain System Identification Toolbox* (esta última sólo es necesaria si se requiere la optimización de la señal de excitación) sean accesibles.

5.5.1 COMUNICACIÓN LABVIEW-MATLAB. INTERCAMBIO DINÁMICO DE DATOS (DDE)

Matlab&Labview son pues los programas necesarios para automatizar todo el proceso de test y estimación: LabView controlará la captura de datos e interactuará con el usuario mientras Matlab se encargará del procesado de los datos y la estimación. Queda por resolver cómo los datos capturados por LabView son traspasados a Matlab y cómo éste le comunica al primero los resultados para que pueda mostrarlos al usuario.

En este caso es Windows el que proporciona la herramienta necesaria: el intercambio dinámico de datos o DDE. Se trata de un protocolo de comunicación entre aplicaciones que permite establecer un diálogo entre ellas que puede constar de datos o incluso comandos para su ejecución. Dicho protocolo organiza a las aplicaciones en dos grupos: la aplicación cliente será la encargada de realizar una determinada petición (la ejecución de algún comando o el traspaso de algún tipo de datos), mientras que la otra aplicación actuará como servidor, recibiendo las peticiones del cliente y actuando en consecuencia. Las dos aplicaciones utilizadas, LabView y Matlab aceptan este protocolo.

En este caso se ha elegido a LabView para actuar como cliente y a Matlab como servidor, ya que la función de este último será aceptar unos datos y proporcionar unos determinados resultados. Además, de esta forma, se evita todo tipo de programación especial en Matlab. En cuanto a la programación en Labview, se muestra como ejemplo (figura 5.11) el código empleado para requerir a Matlab la estimación del sistema a partir de unos datos previamente grabados en un fichero de disco con formato ASCII.

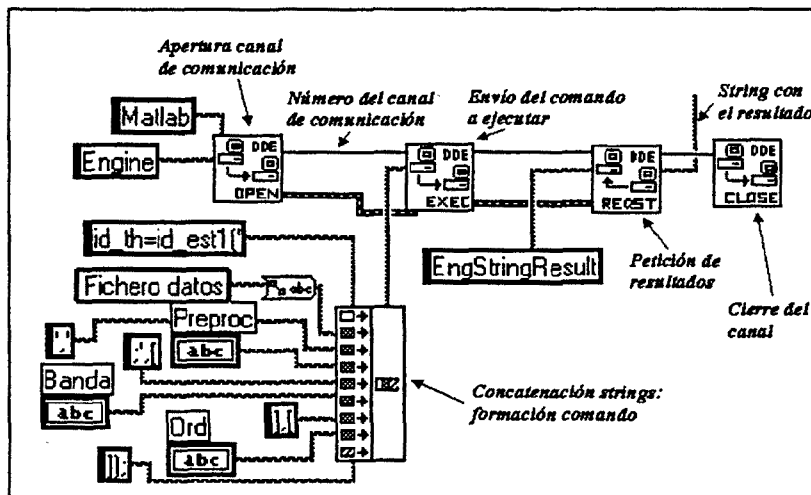


Figura 5.11. Diagrama LabView para requerir servicios de Matlab

En primer lugar es necesario abrir un canal de comunicaciones para advertir a Windows que se va a emplear DDE. Para la apertura se indicará a Windows el nombre y tópico del servicio que se va a solicitar (éstos dependen del programa servidor y se obtienen de los manuales del software. En nuestro caso son *Matlab* y *Engine*). A cambio, Windows proporciona un *handle* o número de canal (de forma que varias aplicaciones puedan usar distintos servicios a la vez) que deberá ser empleado en todas las comunicaciones posteriores.

Una vez abierto el canal ya podemos enviar comandos para ser ejecutados (función *EXEC*) o peticiones de transferencia de datos (función *REQST*). Ambas funciones aceptan como entrada un literal que contendrá el comando a ser ejecutado (tal como lo escribiría un usuario en la ventana de Matlab) o bien, en el caso de una petición de transferencia de datos, el nombre de la matriz que se desea recibir. Un caso especial es la matriz *EnsgStringResult*, de tipo string, y que contiene la salida por pantalla que ha producido el último comando ejecutado vía DDE. Finalmente, es necesario cerrar el canal para liberar memoria y no dejar saturado el sistema.

5.5.2 INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL PARA LA ESTIMACIÓN AUTOMÁTICA DE CONVERTIDORES CC/CC

El paquete de estimación automática de convertidores CC-CC consta de un conjunto de instrumentos virtuales que permiten realizar de una forma sencilla y automática todos los pasos necesarios para obtener una primera estimación de los parámetros de un convertidor empleando un modelo Output-Error. Los ficheros creados por las mismas rutinas pueden ser fácilmente utilizados con posterioridad para una estimación óptima, empleando para ello las librerías de Matlab *System Identification Toolbox* o *Frequency Domain System Identification Toolbox*.

Como resultado de la estimación se generan un conjunto de ficheros con sus características principales. Los distintos ficheros se distinguirán únicamente por su extensión y formarán lo que a partir de ahora se denominará *sesión*. Todos tienen formato de texto ASCII por lo que son fácilmente exportables a un gran número de aplicaciones, en particular a Matlab. Cada sesión consta de un fichero maestro, con extensión ID, que contiene el historial y resultados de la estimación, un fichero de datos y simulación (extensión ID0), un fichero con los polos y ceros (extensión ID1), un fichero con los diagramas de Bode (ID2), un fichero de análisis de restos (ID3) y, en algunos casos, un fichero de excitación óptima (extensión ID4).

Los diferentes objetos de que consta el instrumento virtual (recordemos que Labview les coloca la extensión VI) y su función se listan a continuación:

- **ID_MAIN.VI:** realiza todos los pasos necesarios para la estimación de forma automática. Para ello, a partir de los datos proporcionados por el usuario, realiza llamadas al resto de instrumentos.
- **ID_HAMFG.VI:** programa el generador de funciones HAMEG HM130 con una señal de excitación previamente guardada en un fichero de texto.
- **ID_TDS.VI:** captura las señales de excitación y respuesta del convertidor a través del osciloscopio TDS520A de Tektronix. Antes de proceder a la captura se realiza un reset y se adaptan las escalas de tiempo y amplitud, además de otros ajustes. Los datos capturados son guardados en un fichero de texto.
- **ID_EST1.VI:** realiza la estimación del convertidor a partir de unos datos previamente guardados en un fichero de texto. Para esta operación realiza una llamada a Matlab vía DDE por lo que es

imprescindible que este programa esté ejecutándose en ese momento. Los resultados son guardados en diversos ficheros de texto.

- **ID_OPT.VI:** realiza la optimización de la excitación según la última estimación efectuada. Permite dos tipos de optimización: la del factor de cresta conjunto entrada-salida, o bien minimización del límite de Cramér Rao, tras lo cual, realiza también la optimización del factor de cresta conjunto entrada-salida.
- **ID_SHW:** visualiza gráficamente los resultados de un determinado test. Dichos resultados se hallan almacenados en diversos ficheros de texto.

5.5.2.1 Panel frontal del ID-Main.VI

Para la realización del test de forma completamente automática se ejecuta ID_MAIN.VI (figura 5.12) siguiendo los siguientes pasos:



Figura 5.12 Panel frontal del instrumento virtual ID_MAIN.VI

1. Funcionando correctamente el convertidor, se conectan las sondas del osciloscopio (el canal 1 a la entrada y el canal 2 a la salida).
2. Escribir el *path*, nombre y extensión (.ID) del fichero donde se almacenarán los resultados del test en el casillero denominado *Experimento*.
3. Escribir el *path*, nombre y extensión del fichero que contiene la excitación a aplicar en el casillero *Excitación*.
4. Introducir los datos referentes al generador de funciones (sección excitación):
 - **Nivel:** amplitud de pico a pico de la señal de excitación en voltios.
 - **Ffundamental:** frecuencia a la que será programado el generador. Caso de multiseno deberá ajustarse según la fórmula $F_{muestreo}/(K \cdot 1024)$ donde K es un número entero que dependerá del ancho de banda deseado y del número de armónicos de la señal de excitación. Fmuestreo es la frecuencia a la que serán muestreados los datos (por lo general, la frecuencia de conmutación del convertidor).
 - **GPIB:** dirección GPIB del generador de funciones.
5. Introducir los datos referentes a la captura de datos (sección osciloscopio):
 - **Fmuestreo:** frecuencia de muestreo de los datos en muestras/s. Dicha frecuencia deberá ajustarse, salvo casos especiales, a la frecuencia de conmutación de la planta. Debe tenerse en cuenta, sin embargo, que no todos los valores son posibles.

- **GPIB:** dirección GPIB del osciloscopio.
6. Introducir los parámetros para la estimación del convertidor (sección estimación):
 - **Proces.:** introducir una línea con comandos que serán ejecutados por Matlab. Las variables accesibles son 'x', vector columna con las muestras recogidas del canal 1 del osciloscopio (excitación) e 'y', que contiene las muestras del canal 2 (respuesta de la planta).
 - **Orden:** introducir el orden máximo del sistema que desea estimar. En el proceso de estimación se intentará primero ajustar un modelo de primer orden, incrementando este número hasta que la correlación cruzada entrada-residuos permanezca en el interior de los intervalos de confianza o se alcance el orden máximo indicado. En este último caso, se devuelve este modelo pero se advierte que la estimación no es fiable.
 - **BW (ancho de banda):** introduzca las frecuencias (en hercios) de corte del filtro paso-banda que se aplicará a los datos antes de proceder a la estimación.
 7. Introducir los valores para la optimización de la excitación (sección optimización):
 - **Ffundamental:** introduzca el valor de la frecuencia fundamental (frecuencia del primer armónico de la señal) en hercios.
 - **N.armónicos:** introduzca el número de armónicos que deberá contener la señal de excitación. Este número dependerá de la frecuencia fundamental escogida y del ancho de banda deseado.
 - **minimización del límite Cramér-Rao:** para reducir la varianza de la estimación. En algunos casos este tipo de optimización provoca un empeoramiento en la estimación de los ceros.
 8. Pulsar los botones de las operaciones a ejecutar. La función de los botones es (de izquierda a derecha):
 - **[Generador de funciones]:** programa el generador de funciones Hameg HM130 (fig 5.13)
 - **[Osciloscopio]:** ajusta y captura las señales recogidas por el osciloscopio
 - **[Diagrama polos-ceros]:** realiza la estimación del sistema.
 - **[Diagrama polos-ceros con zoom]:** realiza la optimización de la excitación.
 9. Pulsar el botón de ejecución, en este momento comenzaran a abrirse y cerrarse los diversos instrumentos (descritos en secciones posteriores) necesarios para la estimación.
 10. Una vez acabado el test se abrirá el instrumento ID_SHW.VI.(figura 5.14) que mostrará los resultados de la estimación. Al terminar de examinarlos pulsaremos el botón de retorno que devolverá el control a ID_MAIN.VI.
 11. Para acabar pulsar el botón de stop de la figura 5.12.

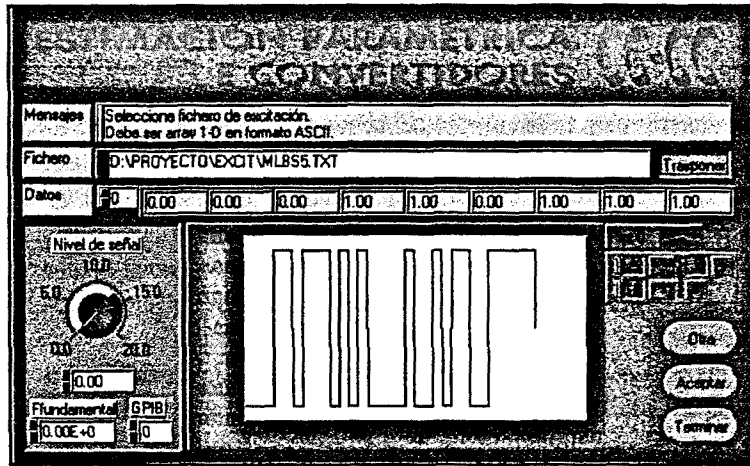


Figura 5.13 Panel frontal del instrumento virtual empleado para la programación del generador de funciones (ID_HAMFG.VI)

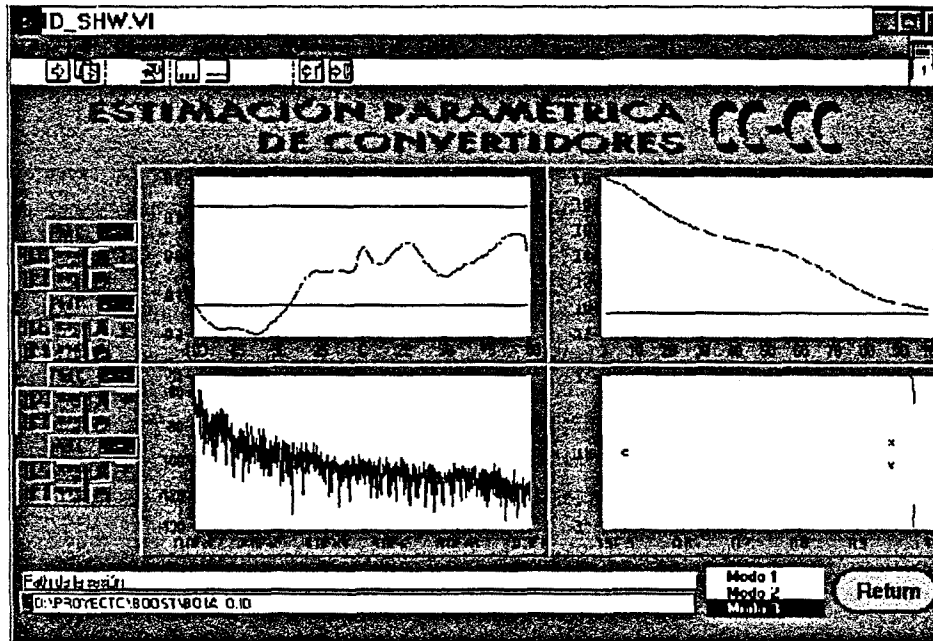


Figura 5.14. Panel frontal del instrumento virtual encargado de la presentación de resultados (ID_SHW.VI) Modo 3 funciones de correlación (y sus intervalos de confianza), espectro frecuencial de los restos y diagrama polos-ceros del modelo discreto estimado. Modo 2 señales de entrada y salida empleadas en la estimación. Modo 1 diagramas de Bode del modelo discreto estimado y su equivalente continuo.

5.6 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha estudiado la aplicación de diversos métodos de identificación paramétrica al caso de convertidores conmutados operando en régimen de funcionamiento lineal y tomando como referencia el modelo promediado temporal en el espacio de estado. Para ello se han promediado las muestras de la variable de salida.

- La promediación en un ciclo de conmutación equivale a un filtrado paso-bajo. Se trata por tanto de una caracterización de baja frecuencia del convertidor, al igual que el modelo promediado teórico.
- Este filtro contiene, además, ceros justo en la frecuencia de conmutación y sus armónicos, por lo que el rizado de salida será eliminado por completo.
- Los lóbulos secundarios presentan una atenuación mínima de 13 dB por lo que se considera factible su utilización como filtro antialiasing, evitando así el empleo de filtros analógicos en el proceso de medidas de la identificación paramétrica.

Otros hechos constatados en la parte de simulación han sido:

- Si la planta analógica posee un polo más que el número de ceros, uno de los ceros del modelo estimado se hallará prácticamente en el infinito, debido al paso discreto-continuo realizado por el programa. Sin embargo, a causa del ruido o de desajustes entre la frecuencia de muestreo del generador de señal y la del osciloscopio, este valor se reduce drásticamente y aparece en el dominio discreto en el eje real negativo, fuera de la circunferencia de radio unidad.

Las pruebas prácticas se han llevado a cabo sobre cuatro plantas: dos convertidores reductores Buck y dos elevadores Boost. Tres tipos de modelos han dado resultados satisfactorios, a saber:

- Modelos "ARX de orden elevado": este tipo de modelos producen sistemas con un número elevado de pares polos-ceros cancelables, que equivalen a los polos del modelo de ruido, además de los polos y ceros propios del sistema. El hecho de estimar conjuntamente ruido y sistema provoca, sin embargo, una desviación de los valores reales. Además, salvo en situaciones de ausencia total de distorsiones en que el ruido puede considerarse blanco, la varianza de la estimación no es óptima dado que se trata de un método por mínimos cuadrados.
- Modelos Box-Jenkins: este tipo de modelos estiman una función de transferencia para el ruido y otra para el sistema. De esta forma se consigue una independencia total de ambas dinámicas. Su principal inconveniente es que son muy difíciles de ajustar y su estimación es lenta dado el elevado número de parámetros a determinar. Estos modelos se han empleado para la estimación óptima.
- Modelos Output-Error: estos modelos no caracterizan el ruido centrándose únicamente en la dinámica del sistema. En situaciones de ruido no blanco suelen seguir proporcionando buenas estimaciones aunque, en algunos casos, es necesario aumentar el orden del sistema.

A la vista de las características de los distintos modelos el orden de utilización de los mismos en un proceso de estimación sería:

1. Modelos output error para una primera estimación, debido a su rapidez.
2. Modelos ARX de orden elevado y BJ, como opciones de refinamiento de la estimación.

Esta secuencia ha sido la empleada en este capítulo, y para la automatización se ha elegido el modelo OE por su sencillez.

En todos los casos los polos se han estimado con buena precisión, incluso en condiciones muy adversas. La estimación de los ceros, por el contrario, requiere niveles bajos de ruido y señales de excitación óptimas. Dos tipos de optimización han resultado válidas:

- La optimización del factor de cresta conjunto entrada-salida: este tipo de optimización intenta minimizar el factor de cresta de la señal de salida, a partir de una primera estimación del sistema, a la vez que el de la señal excitadora. Esto produce una mejora de la relación señal ruido.
- La optimización de la matriz de dispersión o minimización del límite de Cramér-Rao: esta optimización trata de concentrar mayor energía en determinadas bandas frecuenciales, según la importancia de cada parámetro en la dinámica del sistema. Esto produce una minimización de la varianza de la estimación.

Esta última optimización provoca, en algunos casos, un empeoramiento notable en la estimación, ya pobre de por sí, de los ceros.

Algunas de las limitaciones detectadas han sido debidas a carencias del software empleado, a saber:

- * Matlab no dispone de estructuras de datos complejas, propias de los lenguajes de alto nivel más generales. Es un lenguaje interpretado (no compilado), lo que provoca que sea demasiado lento en ciertas operaciones. Además no puede acceder al ordenador a bajo nivel.

CAPÍTULO SEXTO

CONCLUSIONES

El objetivo principal del presente trabajo ha sido “La caracterización automática de funciones de transferencia en presencia de ruido aplicada al caso de convertidores conmutados cc-cc”.

Se ha presentado en los capítulos dos, tres, cuatro y cinco un entorno de instrumentación virtual, que ha permitido generar cinco instrumentos para esta caracterización automática, cuatro de ellos para la no-paramétrica (capítulo dos, tres y cuatro) y uno para la paramétrica (capítulo cinco).

La generación de dichos instrumentos virtuales es la consecuencia de:

1. La propuesta de cuatro métodos de medida de funciones de transferencia de sistemas lineales.
2. El estudio de la adecuación de dichos métodos a la caracterización de reguladores conmutados; mediante el análisis y corrección de la influencia de los errores que influyen en las características no lineales de estas plantas. Como consecuencia se han determinado las condiciones de excitación, adquisición y procesado que optimizan la medida
3. La utilización conjunta de distintos programas comerciales para conseguir un único entorno automatizado de medida (Labview&Matlab-Simulink en un entorno Windows).

Por otra parte, el sistema realizado ha permitido la medida de distintas funciones de transferencia de dos convertidores conmutados (elevador y reductor). Estas medidas han permitido.

- Comprobar la validez de cada uno de los métodos al comparar las medidas obtenidas con las simulaciones numéricas correspondientes.
- Comprobar la correcta implementación de los diversos métodos en un entorno de instrumentación virtual
- Establecer una comparativa en términos de tiempo de medida y precisión entre los diversos métodos

El punto último punto permite concluir que el empleo de excitaciones con señales sinusoidales multifrecuenciales con factor de cresta optimizado proporciona los mejores resultados en tiempo de medida y precisión con una circuitería auxiliar mínima.

De forma complementaria, se ha evaluado la aplicación de herramientas software de identificación paramétrica de sistemas lineales a las medidas de funciones de transferencia de convertidores conmutados. Los resultados prácticos obtenidos sobre dos convertidores reductores y dos elevadores y su comparación con los derivados de modelos promediados, han permitido concluir que pueden aplicarse los algoritmos de identificación Output-Error, ARX de orden elevado y Box-Jenkins si se respetan los márgenes de validez de comportamiento lineal de los convertidores. Asimismo se ha automatizado la identificación paramétrica empleando el algoritmo de identificación Output-Error. Cabe recordar que el sistema automático de medida desarrollado presenta las ventajas inherentes al concepto de instrumentación virtual como son la versatilidad y la posibilidad de ampliación del sistema.

Teniendo en cuenta las conclusiones anteriores pueden apuntarse diversas ideas para futuras líneas de trabajo:

- La generación de un sistema de medida GPIB, cuyos instrumentos han sido diseñados en este trabajo, posibilitará la generación de un entorno de medida de bajo costo, entre cuyos objetivos estará la obtención de funciones de transferencia.
- Utilizar como sistema de adquisición de datos, equipos que permitan sincronizar de forma precisa la frecuencia de muestreo con la frecuencia de la señal de excitación, reduciéndose por una parte de este modo el error de "leakage" en métodos basados en la DFT, y por otra garantizar la correcta aplicación del método de medida basado en el algoritmo de Samulon
- Incluir métodos automáticos de corrección de errores sistemáticos introducidos por las sondas específicas, así como técnicas de compensación del error de "leakage" para aquellos casos en los que no es posible realizar muestreo síncrono.
- Desarrollo de los algoritmos de estimación en un lenguaje de programación compilado. Para disminuir tamaño de la aplicación, y aumentar velocidad y transportabilidad entre diferentes plataformas hardware
- Con la metodología propuesta puede abordarse la extensión de la caracterización lineal a otro tipo de convertidores: Convertidores operando a frecuencia variable, convertidores resonantes, etc...

ANEXO A

SIMULACIÓN SIMULINK

Propuesta en el apartado 2.2.3 la simulación del funcionamiento de los convertidores Buck y Boost, es desarrollada en este apartado, basándose en las ecuaciones diferenciales asociadas a dichos convertidores (matrices convertidores Buck y Boost) y empleando la herramienta *SIMULINK*. En las figuras A.1 y A.2 aparece respectivamente el diagrama de bloques del convertidor Buck y Boost, utilizado para obtener la respuesta en frecuencia a partir de la respuesta temporal y FFT posterior

Matrices del convertidor Buck

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(\frac{RR_C}{R+R_C} + R_L \right) & \frac{1}{L} \left(\frac{R_C}{R+R_C} - 1 \right) \\ \frac{R}{C \cdot (R+R_C)} & -\frac{1}{C \cdot (R+R_C)} \end{bmatrix}$$

$$b_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(\frac{RR_C}{R+R_C} + R_L \right) & \frac{1}{L} \left(\frac{R_C}{R+R_C} - 1 \right) \\ \frac{R}{C \cdot (R+R_C)} & -\frac{1}{C \cdot (R+R_C)} \end{bmatrix}$$

$$b_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Matrices del convertidor Boost

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot (R+R_C)} \end{bmatrix}$$

$$b_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(\frac{RR_C}{R+R_C} + R_L \right) & \frac{1}{L} \left(\frac{R_C}{R+R_C} - 1 \right) \\ \frac{R}{C \cdot (R+R_C)} & -\frac{1}{C \cdot (R+R_C)} \end{bmatrix}$$

$$b_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$$

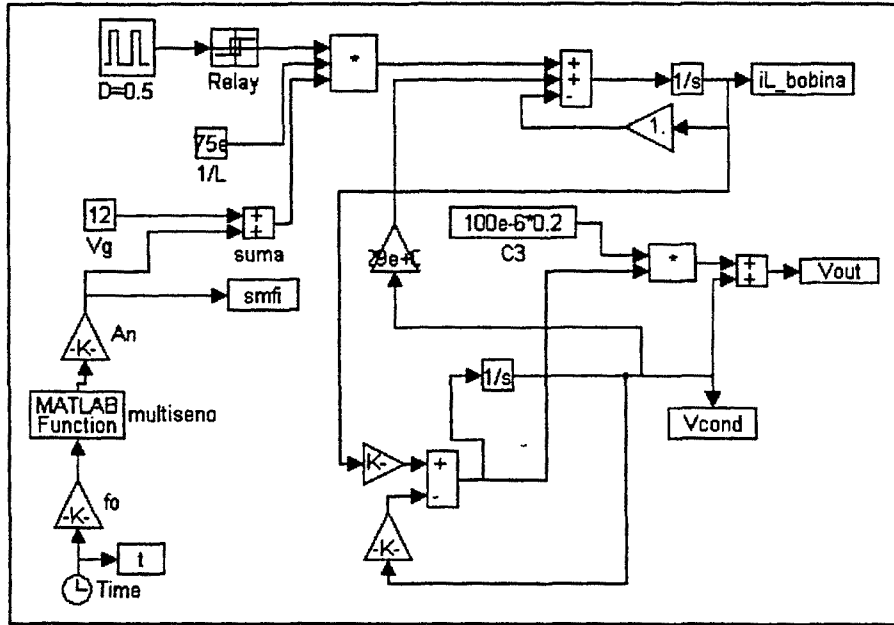


Figura A.1. Diagrama de bloques del convertidor Buck utilizado en la simulación de la respuesta frecuencial tensión Salida/tensión Entrada.

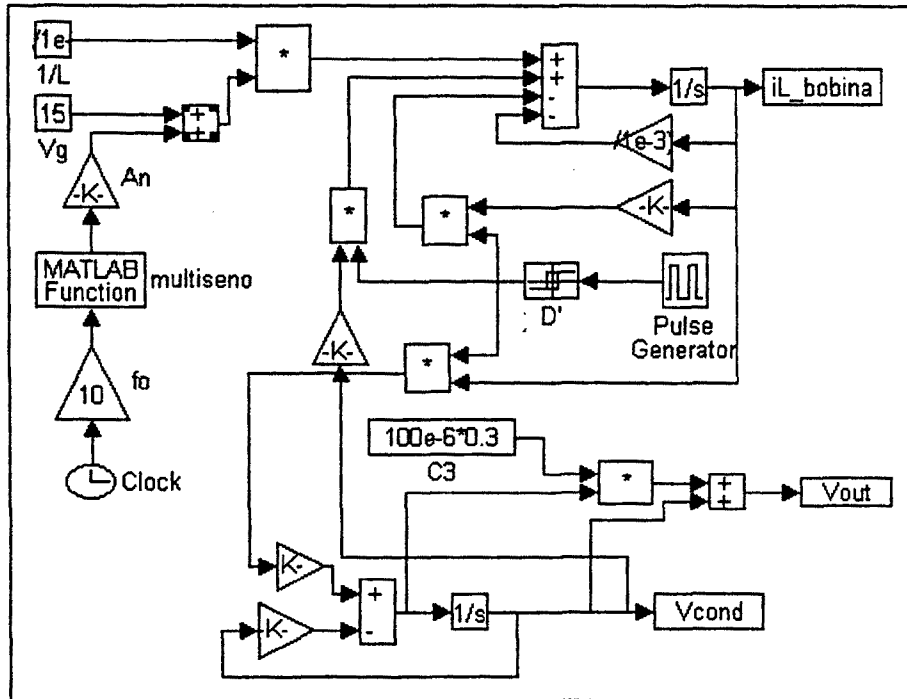


Figura A.2. Diagrama de bloques del convertidor Boost utilizado en la simulación de la respuesta frecuencial Salida/Entrada.

A partir del resultado de la simulación se ha determinado la respuesta frecuencial *tensión Salida/tensión Entrada* del convertidor Buck y Boost. En la determinación de la respuesta frecuencial se han utilizado señales de excitación multiseno¹⁸ con las mismas características que las empleadas en las medidas.

¹⁸ Las características de las señales multiseno están descritas en el apartado 2.5.3.

En las figuras A.3 y A.4 aparece representada la respuesta frecuencial *tensión Salida/tensiónEntrada* del convertidor Buck y Boost, respectivamente, obtenida mediante *SIMULINK*.

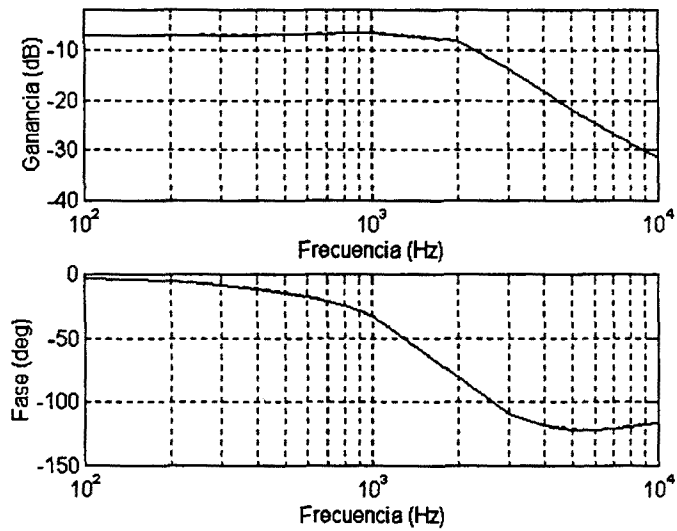


Figura A.3. Respuesta en frecuencia *tensión Salida/tensión Entrada* del convertidor Buck obtenida con *SIMULINK*.

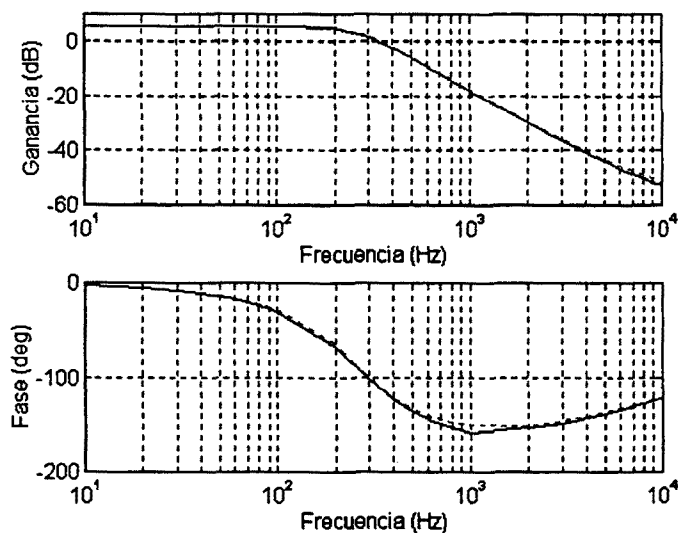


Figura A.4. Respuesta en frecuencia *tensión Salida/tensión Entrada* del convertidor Boost obtenida con *SIMULINK*.

En las figuras A.5 y A.6 aparecen respectivamente el diagrama de bloques del convertidor Buck y Boost, utilizado para obtener la respuesta en frecuencia *tensión Salida/Ciclo de trabajo*. Y en las figuras A.7 y A.8 queda representada la respuesta frecuencial *tensión de Salida/Ciclo de trabajo* del convertidor Buck y Boost obtenida mediante *SIMULINK*.

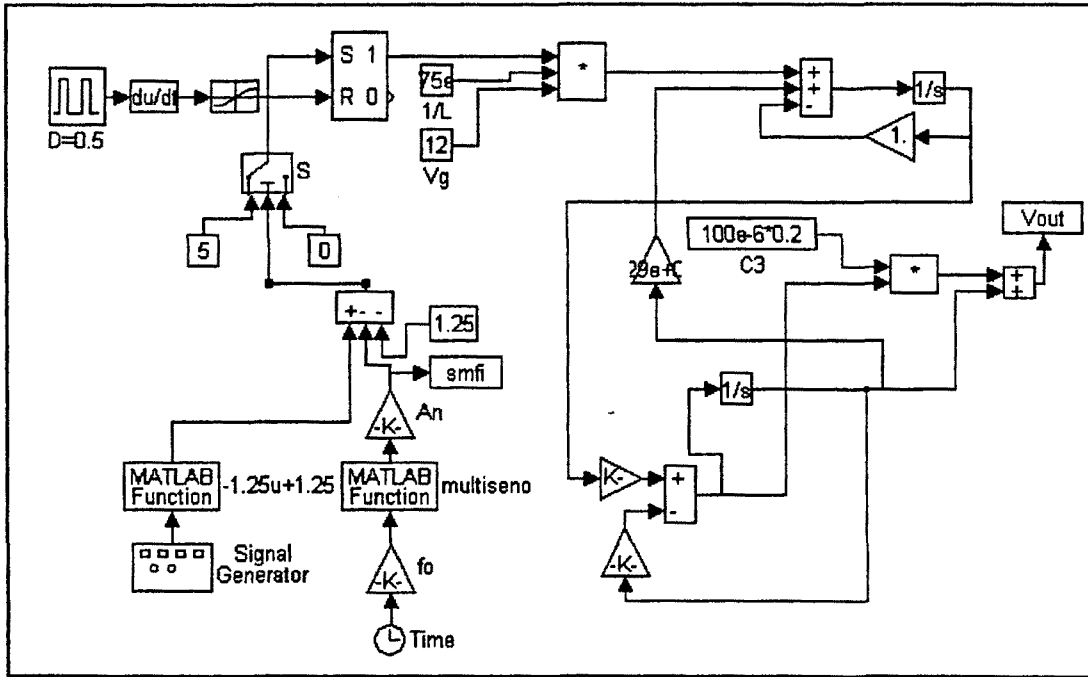


Figura A.5. Diagrama de bloques del convertidor Buck utilizado en la simulación de la respuesta frecuencial tensión Salida/Ciclo de trabajo.

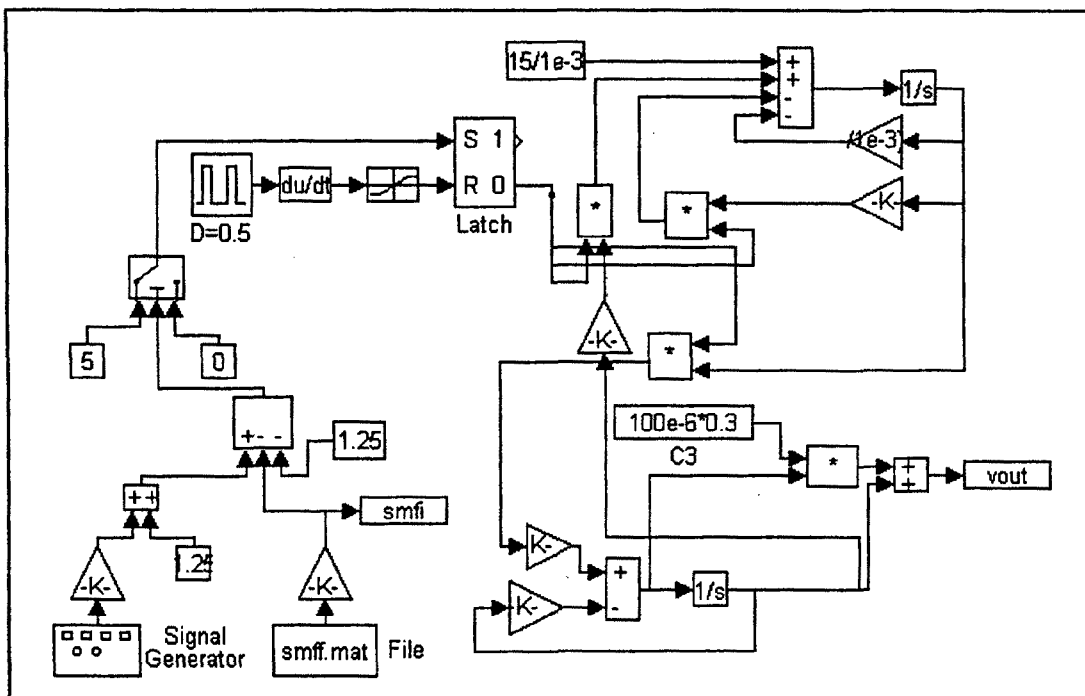


Figura A.6. Diagrama de bloques del convertidor Boost utilizado en la simulación de la respuesta frecuencial tensión Salida/Ciclo de trabajo.

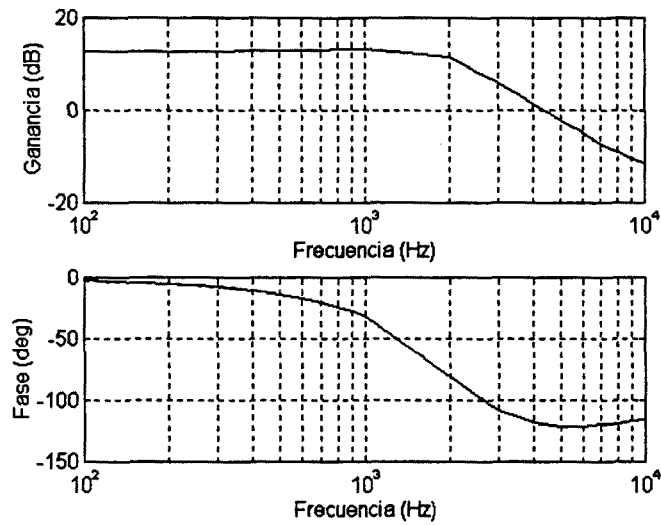


Figura A.7. Respuesta en frecuencia *tensión Salida/Ciclo de trabajo* del convertidor Buck obtenida con *SIMULINK*.

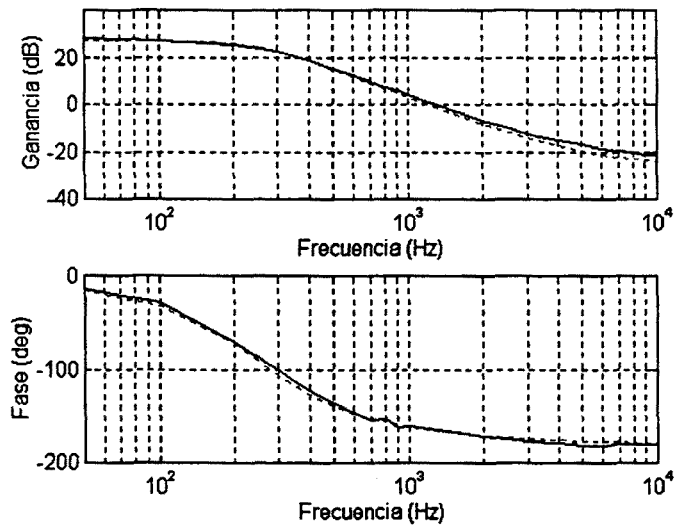


Figura A.8. Respuesta en frecuencia *tensión Salida/Ciclo de trabajo* del convertidor Boost obtenida con *SIMULINK*.

De forma equivalente han sido desarrolladas las simulaciones para la Admitancia de entrada e Impedancia de salida.

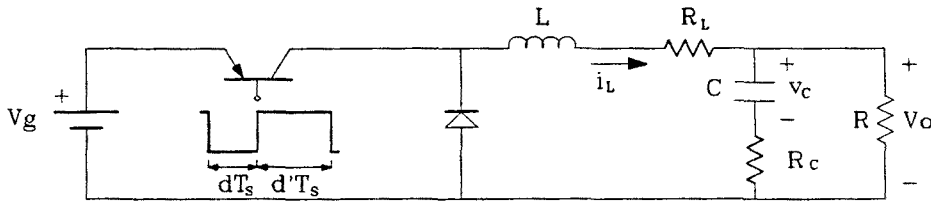
ANEXO B**FUNCIONES DE TRANSFERENCIA OBTENIDAS MEDIANTE PROMEDIACIÓN TEMPORAL EN EL ESPACIO DE ESTADO****Convertidor Buck**

Figura B.1. Esquema eléctrico del convertidor Buck, R_L resistencia de pérdida de la bobina, y las pérdidas en el condensador, R_C .

Suponiendo que el convertidor trabaja en el modo de conducción continua, las ecuaciones de estado correspondientes a los subintervalos T_{on} y T_{off} para el convertidor Buck.

Intervalo T_{on}

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + b_1 \cdot v_g \quad (B.1)$$

$$\begin{bmatrix} di_L/dt \\ dv_C/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(\frac{RR_C}{R+R_C} + R_L \right) & \frac{1}{L} \left(\frac{R_C}{R+R_C} - 1 \right) \\ \frac{R}{C \cdot (R+R_C)} & -\frac{1}{C \cdot (R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_g \quad (B.2)$$

Intervalo T_{off}

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + b_2 \cdot v_g \quad (B.3)$$

$$\begin{bmatrix} di_L/dt \\ dv_C/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(\frac{RR_C}{R+R_C} + R_L \right) & \frac{1}{L} \left(\frac{R_C}{R+R_C} - 1 \right) \\ \frac{R}{C \cdot (R+R_C)} & -\frac{1}{C \cdot (R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_g \quad (B.4)$$

Función de transferencia *tensión Salida/tensión Entrada*,

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} = D \frac{sCR_C + 1}{s^2 \left[\frac{LC}{R} (R+R_C) \right] + s \left[\frac{L}{R} + C \left(R_C \left(1 + \frac{R_L}{R} \right) + R_L \right) \right] + \frac{R_L}{R} + 1} \quad (B.5)$$

Función de transferencia *tensión Salida/Control*

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_g \frac{sCR_C + 1}{s^2 \left[\frac{LC}{R} (R + R_C) \right] + s \left[\frac{L}{R} + C \left(R_C \left(1 + \frac{R_L}{R} \right) + R_L \right) \right] + \frac{R_L}{R} + 1} \quad (\text{B.6})$$

Convertidor Boost

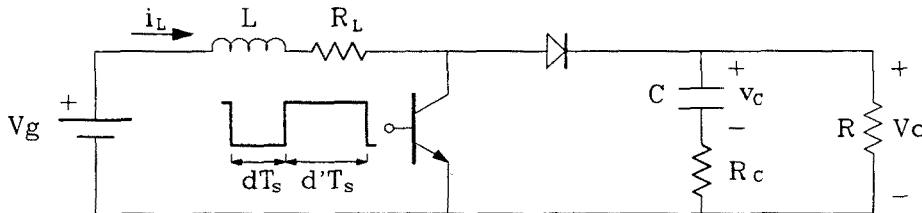


Figura B.2. Esquema eléctrico del convertidor Boost, considerado la resistencia de pérdidas de la bobina, R_L , y del condensador, R_C .

Intervalo Ton

$$\begin{bmatrix} di_L/dt \\ dv_C/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot (R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_g \quad (\text{B.7})$$

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + b_1 \cdot v_g \quad (\text{B.8})$$

Intervalo Toff

$$\begin{bmatrix} di_L/dt \\ dv_C/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \cdot \left(\frac{RR_C}{R + R_C} + R_L \right) & \frac{1}{L} \cdot \left(\frac{R_C}{R + R_C} - 1 \right) \\ \frac{R}{C \cdot (R + R_C)} & -\frac{1}{C \cdot (R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_g \quad (\text{B.9})$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + b_2 \cdot v_g \quad (\text{B.10})$$

Función de transferencia *Salida/Entrada*.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} = R \frac{D'(sCR_C + 1)}{s^2 LC(R + R_C) + s(CR_C(RD'^2 + R_L) + CRR_L + L) + RD'^2 + R_L} \quad (\text{B.11})$$

Función de transferencia *Salida/Control*.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{sCR_C + 1}{s^2 [LC(R + R_C)] + s[CR_C(RD'^2 + R_L) + CRR_L + L] + RD'^2 + R_L} \cdot \frac{V_g R \cdot (D'^2 R - R_L - sL)}{D'^2 R + R_L} \quad (\text{B.12})$$

ANEXO C

INSTRUMENTACIÓN GPIB

Los tres modos de funcionamiento de la carga activa programable corriente, resistencia y tensión constante. Pueden ser gestionados remotamente a través de su panel posterior como puede verse en la figura C.1

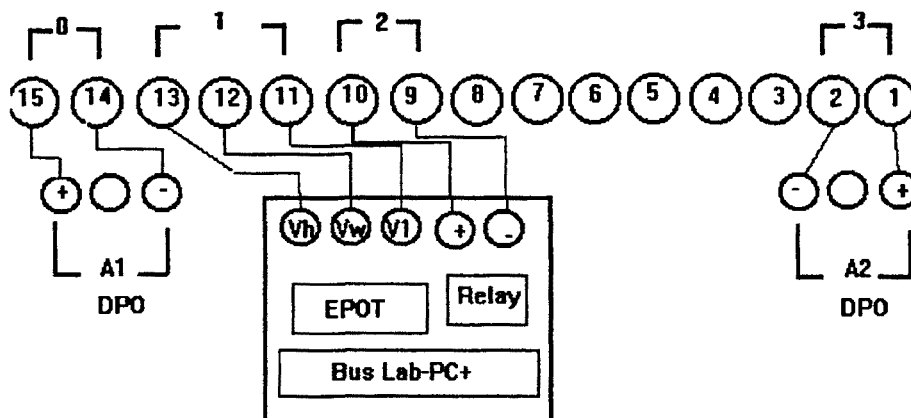
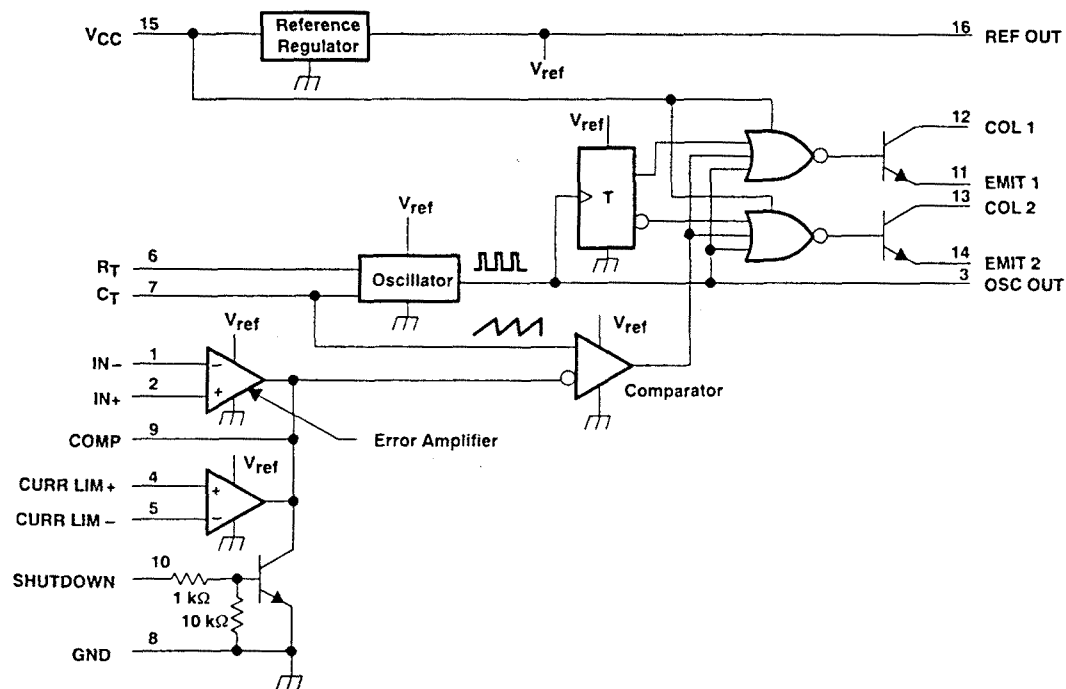


Figura C.1 Panel posterior de la carga activa programable Kikusui PLZ 150

- 0.- Control externo del modo corriente constante mediante una tensión variable entre (0-10v)
- 1.- Control externo del modo resistencia constante mediante una resistencia variable (0-1k Ω)
- 2.- Control externo de conexión de la carga mediante un conmutador.
- 3.- Control externo del modo tensión constante mediante una tensión variable (0-10v)

ANEXO D**Diagrama funcional de bloques del modulador de anchura de pulsos SG3524**

ANEXO E

	Convertidor Buck	Convertidor Boost
ω_o	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{R+R_1}{R+R_c}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{(D')^2 R + R_1}{R+R_c}}$
Q	$\frac{1}{\omega_o} \left[CR_c + \frac{CRR_1 + L}{R+R_1} \right]^{-1}$	$\frac{1}{\omega_o} \left[CR_c + \frac{CRR_1 + L}{(D')^2 R + R_1} \right]^{-1}$
ω_z	$\frac{1}{CR_c}$	$\frac{1}{CR_c}$
ω_a	∞	$\frac{(D')^2 R - R_1}{L}$

Tabla resumen de los diferentes parámetros de las funciones de transferencia de los convertidores Buck y Boost [WEST73]

- [ANDRIA89] G. Andria, M. Savino and A. Trotta, "Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.38, pp. 856-863, Aug. 1989.
- [ARPAI] P.Arpaí, F.Cennamo, P.Daponte, M.Savastano. "A distributed Laboratory on object-oriented measurement systems". IMTC 96, June 4-6 1996. pp 27-32
- [BARZE81] F.Barzegar, S.CuK, R.D.Middlebrook, "Using Small Computers to Model and Measure Magnitude and Phase of Regulator Transfer Functions and Loop Gain" Proceedings of POWERCON-8, Dallas, Texas, April 1981.
- [BATES96] Robert N.Bateson "Introduction to Control System Technology". Prentice Hall 1996
- [BEMDA86] Julius S. Bemdat and Allan G. Piersol, "Random data, Analysis and Measurement Procedures," John Wiley & Sons, 1986
- [BOYD86] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-33, pp. 1018-1022, Oct. 1986.
- [BRIGH88] E. O. Brigham, "The fast fourier transform and its applications," Prentice-Hall, 1988.
- [BURDIO95] J.M Burdio "A Unified State-Space Model for Switched Circuits. Application to Analysis and Synthesis of Switched Electronic Converters". Tesis Doctoral. Universidad de Zaragoza. Junio 1995
- [CAPEL77] A.Capel, J.Ferrante, H.Echternack, "Computer Aided Techniques for Measuring Performances of Switching DC/DC Regulators", 1977 IEEE PESC Record, pp 94-103.
- [CARM192] E.Carminati, A.Ferrero, "A Virtual Instrument for the Measurement of the Characteristics of Magnetic Materials", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 41, N°6, December 1992, pp 1004-1009.
- [CHETTY82] P.R.K. Chetty, "Modelling and design of switching regulators" IEEE. Trans Aerospace and Electronics Systems. May 1982 pp 333-444
- [CHO84] B.H.Cho, F.C.Lee, "Measurement of Loop Gain with the Digital Modulator", 1984 IEEE PESC Record, pp 363-373.
- [DAPON92] P.Daponte, "Object-Oriented Design of Measurement Systems" IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 41, N°6, December 1992, pp 874-880.
- [DOBBE95] J.G.G.Dobbe. "Faster FFTs" Dr Dobb's Journal, Feb 1995 pp 125-133
- [EYKHO74] P.Eykhoff, "System Identification", John Wiley & Sons, 1974
- [ERICK82] R.W.Erickson, S.Cuk and R.D.Middlebrook, "Large-Signal Modelling and Analysis of Switching Regulators" 1982 IEEE PESC Record pp 240-250.
- [FERRE90] A.Ferrero, "Software for Personal Instruments", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 39, N°6 pp 860-863 December 1990

- [FERRE92] A.Ferrero, R.Ottoboni, "High-Accuracy Fourier Analysis Based on Synchronous Sampling Techniques", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 41, N°6, December 1992 pp 780-785.
- [FOLEY84] C. Foley, J.Lamb, "Use a Personal Computer and DFT to Extract Data from Noisy Signals" EDN, April 1984, pp 215-232.
- [FRANK91] Gene F.Franklin, et al 1991. *Control de sistemas dinámicos con retroalimentación*. Dilmington: Addison-Wesley
- [GARAB95] Djordje S. Garabandic, Trajko B.Petrovic, "Modeling Parallel Operating PWM DC/DC Power Supplies", IEEE Transactions on industrial electronics, vol 42, n°5, october 1995 pp 545-550
- [GARC92] L.García de Vicuña, A.Poveda, L.Martinez, F.Guinjoan, J.Majó. "Computer-Aided discrete-time Large-signal analysis of switching regulators". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 7, N°1, January 1992 pp 75-82
- [GODFR93] Keith Godfrey, "Perturbation Signals for System Identification", Prentice-Hall 1993
- [GRAND83] T. Grandke, "Interpolation algorithms for discrete Fourier transforms of weighted signals," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-32, pp. 350-355, Jun. 1983.
- [GUILL90] P.Guillaume, R.Pintelon and J.Shoukens, "On the Use of Signals with a Constant Signal-to-Noise Ratio in Frequency Domain", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 39, N°6, December 1990, pp 835-842.
- [GUINJ90] F.Guinjoan, A.Poveda, L.Martinez, L.Garcia de Vicuña, J.Majó, "A nonlinear continuous formulation for Large-Signal analysis of switching DC-DC converters". Proceedings of IEEE ISCAS 90, New Orleans May 1990 pp 688-691
- [GUINJ93] F.Guinjoan, A.Poveda, L.Martinez, L.G.Vicuña, J.Majó. "An accurate small-signal modelling approach for switching DC-DC converters". Proceedings of IEEE ISCAS 93, Chicago May 1993 pp 2351-2354.
- [HAMA83] H.N. Hamaoui, S.Sussman, "State-of-the-Art-Concepts Applied to Power Supply Testing" Proceedings of the PCI/MOTORCON, September 1983, pp. 326-329.
- [HANCK90] G.Hancke, "The Optimal Frequency Estimation os a Noisy Sinusoidal Signal", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 39, N°6, December 1990, pp 843-846.
- [HARRIS87] F.J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," Proc. IEEE, vol. 66, pp. 51-83, Jan 1987.
- [HSIEH90] J.Hsieh, C.C.Liu, A.Yang, "Performance Evaluation os a Fast-DEcoupled Algorithm for Time-Domain Simulation of Power Converters", IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Bucknell 1990, pp 109-124
- [HUNT92] Bill Hunt, '*Practical Object-Oriented Programming*', EDN July 6 1992, 138-146pp

- [JAIN79] V. K. Jain, W. L. Collins and D. C. Davis, "High-accuracy analog measurements via interpolated FFT," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-28, pp.113-121, Jun. 1979.
- [JAMES93] B.James, J.C.Marpinard, L.Martinez, "Large signal control of a Buck-converter based on time optimal control", Proceedings of 1993 European Conference on Circuit Theory and Design, Davos Switzerland September 1993, pp 1419-1424.
- [JAMSH92] "Computer-Aided analysis and design of linear control systems", Prentice Hall 1992
- [KOLL94] István Kollár, 'Frequency Domain System Identification Toolbox for use with Matlab', The MathWorks, Inc. January 1994
- [KRAEM89] Thomas F.Kraemer, '*Product Development Using Object-Oriented Software Technology*', Hewlett Packard Journal August 1989, 87-100pp
- [LEE79] F.C. Lee and Y.Yu, "Modelling of switching regulator power stages with and without zero-inductor-current dwell time", *IEEE Trans.*, 1979, IECI-26, (3), pp 142-150.
- [LEE92] E.S.Lee, T.G.Wilson Jr, "Electrical Design Inspection: A Methodology for Using Circuit Simulation in the Design and Development of Electronic Power Supplies", IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Berkeley 1992, pp 29-44
- [LI92] D.Li, R.Tymerski, "Computer Aided Design Tool for PWM Converters", Proceedings of the 3th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Berkeley, California, August 1992, pp 1-6.
- [LITT85] J.N.Little, et al, "PRO-MATLAB", Math Works, Inc., USA 1985
- [LIU88] C.C.Liu, H.K. Chang, Y.T. Hsiao, J.Bocek, "A Fast-Decoupled Method for Time-Domain Simulation Power Converters", *IEEE PESC*, 1988, pp. 748-755
- [LJUNG87] Lennart Ljung '*System Identification. Theory for the user*', Prentice Hall, 1987
- [LJUNG95] Lennart Ljung '*System Identification. Toolbox*' The Math Works Inc May 1995
- [LOCCI88] N.Locci, F. Mocci, M. Tosi, "Measurement of Instantaneous Losses in Switching Power Devices", *IEEE Trans. Instr. and Measur.* vol 37, n° 4, Decem 1988
- [MAIXÉ93] J.Maixé, A.Mánuel, L.Martinez, A.F.Sánchez, "Nonlinear continuous time control of a bidirectional Boost converter" 1993 IEEE CIEP, Cuernavaca August 1993, pp 2-7.
- [MAJO92] J.Majó, L.Martinez, A.Poveda, L.García de Vicuña, F.Guinjoan, J.C.Marpinard y M.Valentin. "Large-Signal feedback control of a bidirectional coupled-inductor Cuk-converter *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, October 1992 vol 89, N°5, pp 847-849.
- [MANUE93] A.Mánuel, I.Moreno, J.Olivé, "Instrumento Virtual para la Generación, Procesado y Análisis de Señal", *Revista Eurofach-Electrónica*, Julio-Agosto 1993, pp 26-30.

- [MANUE94] A.Mánuel, F.Guinjoan, L.Martinez, A.Poveda, "Computerized Instrumentation for Switching Regulators Characterization" Proceedings IEEE PELS Workshop on Computers in Power Electronics pp 226-231 August 94
- [MANUE96] A.Mánuel,R.Ramos,F.Sánchez, F.Guinjoan, A.Poveda. "Computer based waveform sinthetizer for switching regulators characterization". Melecon 96 may 13-16 1996 Bari, pp 505-508
- [MANUE96-2] A.Mánuel, A.SanJosé, F.Sánchez, A.Garrido, J.Sánchez. "MM-65-x a versatile and low cost GPIB instrumentation system". IMTC 96 Bruselas junio 1996 pp 33-37
- [MANUE96-3] A.Mánuel, F.Sánchez, R.Ramos, F.Guinjoan. "Automated Test System for the Characterization of Switching Regulators using VXI instrumentation". IMTC 96 Bruselas junio 1996 pp 187-191
- [MARAN90] P.Maranesi "PWM Converter Characterization in the Frequency-Domain Through Fast Time-Domain Simulation" Proceedings of the 2nd IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Bucknell University, Lewisburg, Pennsylvania, August 1990, pp 125-137.
- [MARAN91] Maranesi, G.Naummi, "Computer-Aided Identification of the Small-Signal Model of Power-Electronics Systems", 1991 IEEE PESC Record, pp 62-66.
- [MARP89] J.C.Marpinard, P.Bidan, J.M.Hernandez, "High speed digital control of high frequency PWM converters" Proceedings of the European Space Power Conference (ESA) Madrid October 1989, pp 399-402.
- [MART93-1] L.Martinez, A.Poveda, R.Perpinya, J.Font, A.Mánuel, "A novel current-mode technique for controlling the average value of converter switch current" Proceedings of IEEE ISCAS 93, Chicago May 1993 pp 2339-2342.
- [MART93-2] L.Martinez, A.Poveda, J.Font, J.Majó, L.García Vicuña, F.Guinjoan, A.F.Sánchez, J.C.Marpinard, and M.Valentin, "On the synthesis and control of bidirectional switching converters" 1993 IEEE PESC Record Seattle June 1993, pp 197-203.
- [MASTA92] E.J.Mastascua, M.F.Aburdene. "Computer Use in a Multidisciplinary Control Laboratory", Computer Applications in Engineering Education, Vol I (1) pp 87-96 September/October 1992
- [MASUD90] Syed Masud Mahmud et al, "Hardware Implementation of a New Phase Measurement Algorithm", IEEE Trans. Instrum. Meas.- vol 39, Nº 2, pp. 331-334, April 1990
- [MICRO96] "The Design Center Version 5.1 User's Guide and Refence Manual", Microsim
- [MIDD76] R.D.Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of swiching regulators"
- [MIDD77] R.D.Middlebrook and S.Cuk, "Modelling and Analysis Methods for DC-to-DC Switching Converters" 1977 IEEE International Semiconductor Power Converter Conference, Record pp 90-111.

- [MIDD78] R.D. Middlebrook, "Design techniques for preventing input-filter oscillations in switch-mode regulators"
- [MILLER83] B.C.Miller "Use of a General Purpose Tester for Testing Power Supplies" Proceedings of the PCI/MOTORCON, September 1983, pp 330-360.
- [MITCH88] D. M. Mitchell, "DC-DC switching regulator analysis," McGraw-Hill, 1988
- [MURAV93] Sergey V.Muravyov, Vesa Savolainen, '*Development Particularities for Programming Systems of Measurement Procedures*', IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 42 n°5 October 1993, pp 906-912
- [NELMS90] R.M.Nelms,"Simulation of Power Electronic Systems Using a Modular State Variable Approach", IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Bucknell 1990, pp 77-92
- [NUTTA81] A. H. Nuttall, "Some windows with very good sidelobe behavior," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-29, pp. 84-91, Feb. 1981.
- [OFFEL90A] C. Offelli and D. Petri, "A frequency-domain procedure for accurate real-time signal parameter measurement," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, pp. 363-368, Apr. 1990.
- [OFFEL90F] C. Offelli and D. Petri, "Interpolation techniques for real-time multifrequency waveform analysis," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, pp. 106-111, Feb. 1990.
- [OPE89] A.V.Oppenheim and R.W.Schafer, "Discrete-Time Signal Processing". Pentice-Hall 1989
- [OURER88] E. Van Der Ouderaa, J. Schoukens and J.Renneboog "Peak factor minimization using a time-frequency domain swapping algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 37, pp. 145-147, Mar. 1988.
- [PAPOU91] Athanasios Papoulis, "Probability, random variables, and stochastic processes," McGraw-Hill, 1991.
- [PINTEL88] R.Pintelon, J.Shoukens and J.Renneboog, "The Geometric Mean of Power (amplitude) Spectra has a Much Smaller Bias Than the Classical Arithmetic (RMS) Averaging", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 37, N°2, June 1988, pp 213-218.
- [POVED88] A. Poveda '*Modelos matemáticos para reguladores conmutados continua continua con lazo de control de corriente*', Tesis doctoral dirigida por Luis Martínez Salamero, ETSETB-UPC, 1988.
- [POVED89] A.Poveda, J.Majó, M.Valentin, L.Martinez, L.García Vicuña, F.Guinjoan, "Linear and nonlinear control of high-order converters after reducing the order by appropriate techniques" Proceedings of the European Space Power Conference (ESA) Madrid October 1989 pp 375-380.

- [PRAJ76] R.Prajoux, J.C.Marpinard, J.Jalade, "Etablissement de modèles mathématiques pour regulateurs de puissance à modulation de largeur d'impulsions (PWM), Pt.I:modèles discrets et Pt.II:modèles continus", ESA. Scientific and Technical Review, 1976. Vol 2, N°2, pp 25-42, et pp 115-129.
- [RAJAG90] V.Rajagopalan, K.Debebe, H.Maharsi, A.Chandrasekaran, R.Catteau, A.P.Sudha, "Use-Friendly Dedicated Power Electronic Converter Simulator", IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Bucknell 1990, pp 183-204
- [RASH92] Muhammad H. Rashid "Power Electronics, Circuits, Devices, and Applications," Prentice-Hall, 1992.
- [RENDE84] H. Renders, J. Schoukens and G. Vilain, "High-accuracy spectrum analysis of sampled discrete frequency signals by analytical leakage compensation," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-33, pp. 287-292, Dec. 1984.
- [RIFE76] D. C. Rife and G. A. Vincent, "Use of the discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 49, pp. 197-228, Feb. 1976.
- [ROL90] Y.Rolain, R.Pintelon and J.Shoukens, "Amplitude-Only versus Amplitude-Phase Estimation", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 39, N°6, December 1990, pp 818-823
- [RUIZ95] X.Ruiz y A.Mánuel, "Caracteritzacions no paramètriques de reguladors conmutats CC/CC", Sept 1995. PFC E.U.P.V.G
- [RUSSO90] Fabrizio Russo, Sandro Broili, '*A User-friendly Environment for the Generation of Highly Portable Software in Computer-Based Instrumentation*', IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 39 n°6 Dec 1990, pp 864-866
- [SAMU51] H. A. Samulon, "Spectrum Analysis of transient response curves," Proceedings of the I.R.E., Feb. 1951.
- [SCHOU86] J. Schoukens and J. Renneboog, "Modeling the noise influence on the Fourier coefficients after a discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-35, pp. 278-286, Sep. 1986.
- [SCHOU88] J.Schouken, R.Pintelon, E.Ouderaa, J.Renneboog "Survey of Excitation Signals for FFT Based Signal Analyzers" IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 37, N°3, September 1988 pp 342-352
- [SCHOU88-2] J.Schoukens, R.Pintelon and J.Renneboog, "Maximun Likelihood Estimator for Linear and Nonlinear Systems", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 37, N°1, March 1988, pp 10-17
- [SCHOU90] J.Shoukens and R.Pintelon, "Measurement of Frequency Response Functions in Noisy Environments", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 39 N°6, December 1990, pp 905-909.
- [SCHOU91] J. Schoukens, R. Pintelon '*Identification of linear systems. A practical guideline to accurate modeling*', Pergamon Press, 1991

- [SCHRO70] M. R. Schroeder, "Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 85-89, Jan. 1970.
- [SODE89] Torsten Söderstrom, Petre Stoica 'System Identification', Prentice Hall International, 1989
- [SOLOM92] O. M. Solomon, Jr., "The effects of windowing and quantization error on the amplitude of frequency-domain functions," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.41, pp. 932-937, Dec. 1992.
- [SOREN87] H.V.Sorensen, D.L.Jones, M.T. Heideman, C.S.Burrus. "Real-Valued Fast Fourier Transform Algorithms", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol ASSP-35, n°6 June 1987 pp 849-863
- [SOUDE87] T. M. Souders and D. R. Flach, "Accurate frequency response determinations from discrete step response data," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, pp. 433-439, Jun. 1987.
- [STEAR93] S.Stearns, R.A.David,"Signal Processing algorithms in Fortran and C". Prentice Hall 1993
- [THOTT92] V.J.Thottuvelil, F.S.Tsai, "Towards a Structured Computer-Aided Power-Supply Simulation Process, IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Berkeley 1992, pp 19-28
- [TYMER91] R.Tymerski, "Application of the Time Varying Transfer Function for Exact Small-Signal Analysis", 1991 IEEE PESC Record, pp 80-87.
- [TYMER92] R.Tymerki, D.Li, X.Wang,"Object Oriented Design of a Power Electronics Circuit Simulator", Proceedings of the 3th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Berkeley, California, August 1992, pp 101-108.
- [VERGH84] G.C. Verghese, M.E.Elbuluk and J.G.Kassakian, "A General Approach to Sampled-Data Modeling for Power Electronic Circuits" 1984 IEEE PESC Record pp 316-330.
- [WELCH67] P. D. Welch, "The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms," *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. AU-15, Jun. 1967.
- [WEST73] G. W. Wester, R. D. Middlebrook, 'Low frequency characterization of switched DC-DC converters', IEEE Trans. Aeros. and Electr. systems, May 1973.
- [WONG87] Wong, Owen, Wilson, "An Efficient Algorithm for the Time-Domain Simulation of Regulated Energy-Storage DC-DC converters", IEEE Trans. on PE, Vol 2 n°2, April 1987, p 154
- [ZRUDS92] R.Zrudsky, J.M.Pichler, "Virtual Instrument for Instantaneous Power Measurements", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol 41, N°4, August 1992, pp 528-534.

