

**CONTRIBUCIÓN A LA OBTENCIÓN DE IMÁGENES
PARAMÉTRICAS EN TOMOGRAFÍA DE
IMPEDANCIA ELÉCTRICA PARA LA CARACTERIZACIÓN DE
TEJIDOS BIOLÓGICOS**

Tesis doctoral presentada en la
Universidad Politécnica de Catalunya
para la obtención del título de doctor

J. Oscar Casas Piedrafita
Director: Dr. Javier Rosell Ferrer

Barcelona, septiembre de 1998

4.1 Introducción

Una vez definidos los métodos y modelos matemáticos que se utilizarán para la obtención de imágenes paramétricas a partir de las imágenes multifrecuencia, en este capítulo se describirá el sistema de medida que se ha construido para realizar las medidas experimentales.

En primer lugar se presentarán las especificaciones necesarias del sistema de medida, pasando posteriormente a describir la concepción global del sistema, así como el diseño de las diferentes partes del sistema, incidiéndose más en aquellos aspectos que son de especial relevancia por significar una aportación de soluciones al estado de la técnica actual. Por último se caracterizará el sistema, calculando y midiendo sus límites experimentales.

4.2 Especificaciones del equipo de medida

El objetivo es realizar un sistema de tomografía multifrecuencia que trabaje en tiempo real. En aplicaciones médicas de obtención de imágenes se considera tiempo real a la adquisición de al menos 20 imágenes por segundo. En nuestro caso se tomará este valor como mínimo y a ser posible, para obtener una mayor consistencia en las medidas, se intentará reducir aún más el tiempo de adquisición.

La monitorización de eventos cardíacos necesita una resolución en las medidas de al menos el 0,1% (Brown y Seagar, 1987). Como esta resolución de 60 dB es tanto para las señales de mayor amplitud como para las de menor amplitud en la matriz de tensiones adquirida, a este margen dinámico se le ha de sumar el margen dinámico existente entre la mayor y menor tensión adquirida con la estrategia de adquisición empleada. Por ejemplo para una inyección y detección adyacente en un sistema de 16 electrodos necesitamos 18 dB más (Rosell, 1989). Si a estos valores además se les suman los 20 dB cuantificados por (Brown y Seagar, 1987) debidos a la falta de simetría del tórax, encontramos que para un sistema de 16 electrodos necesitamos tener unos 100 dB de margen dinámico.

En cuanto al CMRR necesario, considerando únicamente las medidas dinámicas, no tendría por que ser muy elevado ya que sería un error sistemático que se eliminaría. Sin embargo, como el sistema ha de permitir no sólo la obtención de imágenes dinámicas, sino también la de imágenes multifrecuencia estáticas, hemos de conseguir el máximo CMRR posible (>60 dB).

Además ha de existir un aislamiento eléctrico del sujeto conectado al sistema de medida, según normas internacionales.

Como resumen, el sistema de tomografía a desarrollar ha de cumplir las siguientes especificaciones básicas:

- Número de electrodos: 16 o más.
- Tiempo de adquisición menor a 40 ms (25 imágenes por segundo).
- Medidas realizadas a cuatro electrodos.
- Posibilidad de programación de la estrategia de inyección entre adyacente y polar.
- Realimentación activa de la tensión en modo común para aumentar al máximo el CMRR efectivo del sistema.
- Margen dinámico de al menos 80 dB.
- Demodulación coherente para aumentar la relación señal a ruido del sistema, consiguiendo al menos 60 dB.
- Frecuencia de inyección programable entre 10 y 250 kHz.
- Realización de un sistema de sincronismo con el complejo QRS del ECG, de cara a aplicaciones de la actividad cardíaca.
- Cumplimiento de las normas internacionales de aislamiento eléctrico entre sujeto a medir y sistema de medida.
- Realización con dispositivos comerciales lo más ampliamente extendidos, y a ser posible con más de una fuente de suministro, por si hay necesidad de realizar algún cambio en los componentes o desarrollar más de un prototipo.
- Control del sistema mediante ordenador personal compatible PC.
- Facilidad para ser transportado en la realización de medidas de campo.
- Bajo coste.

4.3 Concepción global del sistema

El sistema global de tomografía de impedancia eléctrica TIE-4 está formado por tres subsistemas diferenciados: el sistema de adquisición, una tarjeta de interficie y un ordenador compatible PC (fig 4.1).

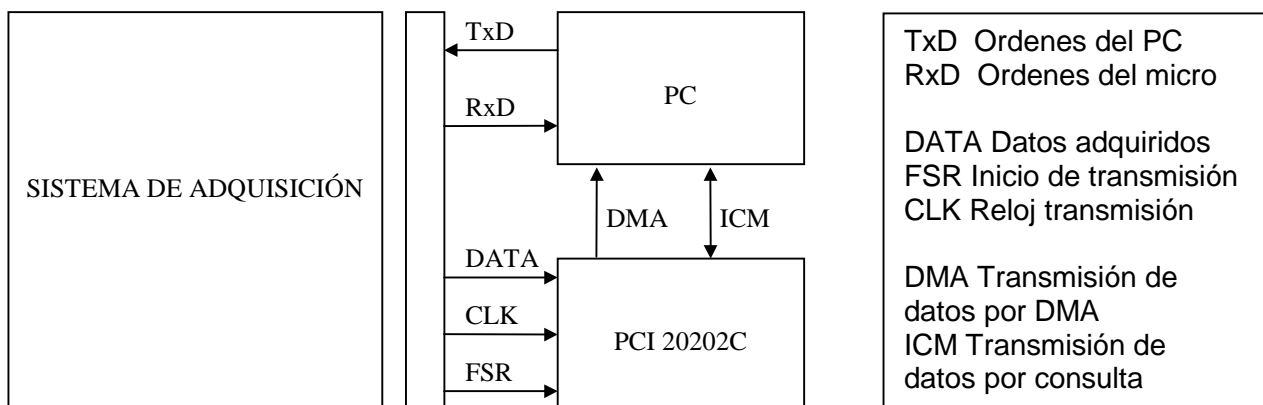


Figura 4.1 Diagrama de bloques del sistema completo

El sistema de adquisición se encarga fundamentalmente de la generación de la señal inyectada y de la adquisición de la tensión detectada para su posterior conversión después de realizar la demodulación. La tarjeta PCI 20202C es la encargada de transferir lo más rápido posible los datos desde el conversor analógico-digital del sistema de adquisición al PC, siendo este último el que realiza la interficie con el usuario, controlando el sistema, realizando los procesos de reconstrucción y representando las imágenes de distribución de impedancias.

La figura 4.1 muestra la intercomunicación entre los diferentes bloques del sistema. La comunicación entre el microcontrolador que controla el sistema de adquisición y el PC se realiza a través del puerto serie según el protocolo RS232 y a una velocidad de 9600 bps. Los datos de salida del conversor ADC llegan a la tarjeta de interficie a través de una comunicación serie asíncrona, siendo transferidas desde la tarjeta al PC, bien por consulta del registro ICM común a ambos, o bien por DMA, según la opción escogida por el usuario a la hora de programar la medida.

El sistema de adquisición TIE4 está diseñado de forma modular, pudiéndose de esta forma permitir las ampliaciones o variaciones de cada una de sus partes según las necesidades existentes. Los diferentes subsistemas que lo forman están controlados por el microcontrolador NEC 78CP14G. Las placas del sistema, a parte de la de control, son las de inyección de corriente, los canales de demodulación y realimentación que están conectadas al front-end del sistema desde donde se adquiere la señal a través de los electrodos y las de conversión analógico-digital, generación de funciones y la placa de optoacopladores y sincronismo de ECG (fig 4.2)

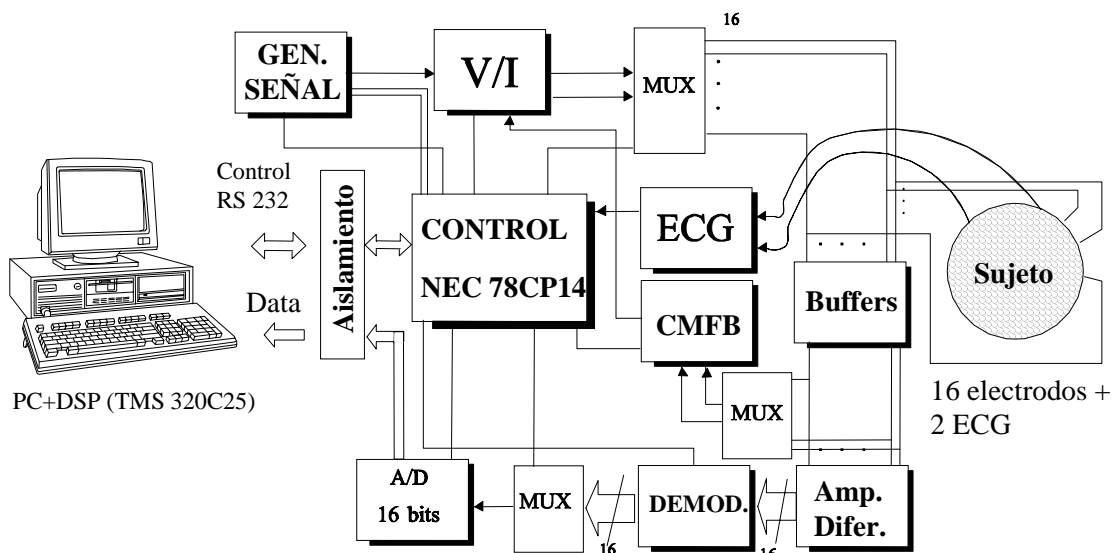


Figura 4.2 Diagrama de bloques del sistema de tomografía TIE4

4.4 Descripción del sistema

4.4.1 Inyección de corriente

La salida del generador de señal es convertida a corriente (fig 4.3) mediante la utilización como *current conveyor* del amplificador en modo corriente (CFA) AD844 de la casa Analog Devices. Con este circuito es posible obtener buenas prestaciones en todo el margen frecuencial de medida (Bragós *et al.*, 1994a).

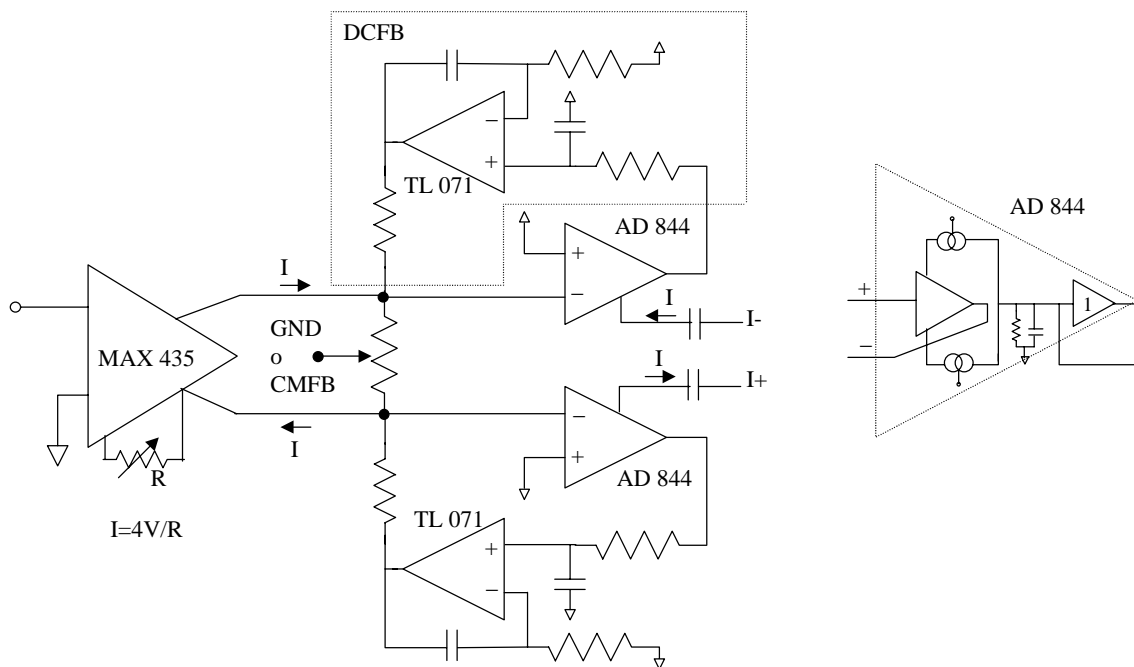


Figura 4.3 Fuente de corriente acoplada en alterna

Una especificación importante para la fuente de corriente es la impedancia de salida (Z_o), ya que se pone en paralelo con la impedancia a medir (Z_L). Usando el método de medida propuesto por Webster (1990) se obtienen los valores que se muestran en la tabla 4.1 para el modelo paralelo de la impedancia. El máximo error que se obtiene en magnitud y en fase en nuestro margen frecuencial de utilización (10 kHz-300 kHz) es de 0,1% y 2°, si la carga es $R_L=50 \Omega$ y de 0,1% y 3° si $R_L=1 \text{ k}\Omega$.

f (kHz)	C_o (pF)	R_o (M Ω)
10	10,7	7,6
100	10,7	6,9
500	10,7	2,7

Tabla 4.1 Evolución frecuencial de la impedancia de salida de la fuente de corriente

4.4.2 Generación de señal

Una parte importante del nuevo prototipo es el generador de funciones. Varias son las opciones a la hora de elegir su diseño, siendo la utilización de sintetizadores digitales (DDS) la más extendida en los últimos desarrollos en sistemas de generación (Riu *et al.*, 1996a). Sin embargo, dado el margen frecuencial que se quiere abarcar y la baja complejidad y coste a realizar para el diseño se ha optado por una solución más sencilla, que ha sido basar el diseño en la utilización del integrado MAX038, que es un generador de señal de precisión y alta frecuencia. La salida de este circuito puede programarse para trabajar entre las frecuencias de 0,1 Hz a 20 MHz. La estructura del diseño es la mostrada en la figura 4.4.

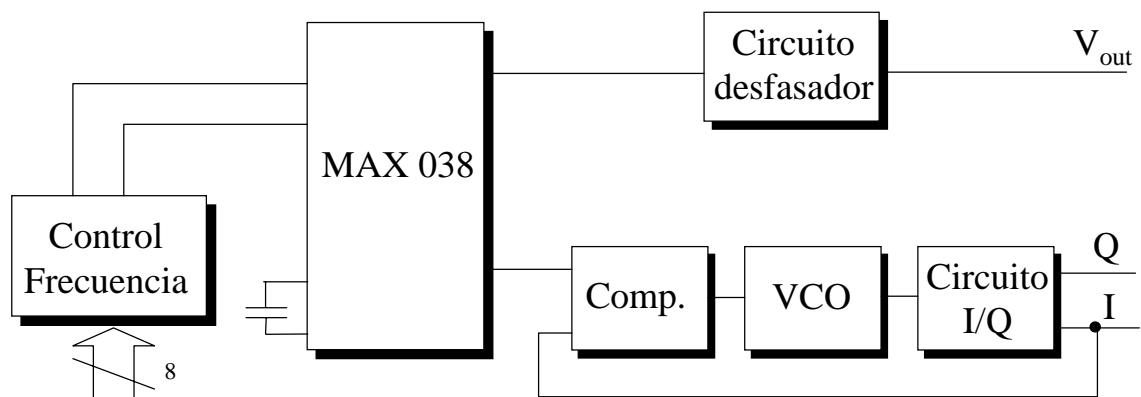


Figura 4.4 Estructura del generador de funciones

El control de la frecuencia se realiza a través de un puerto paralelo de 8 bits, hecho que nos permite alcanzar el margen frecuencial deseado de 10 a 256 kHz con una resolución de 1 kHz. Mediante un circuito, basado en un VCO, se extraen las señales de referencia sincronizadas en fase y cuadratura con la señal inyectada, modificándose también la fase de esta última para poder compensar la respuesta frecuencial de la etapa de adquisición en todo el margen de trabajo.

El principal inconveniente de este generador es la distorsión armónica que se obtiene en todo el margen de medida. El tercer armónico está tan sólo atenuado 41 dB, por lo que el error producido alcanzará el 0,9%, impidiéndonos, a priori, la consecución de un error total del sistema inferior al 0,1%. Sin embargo, la influencia de este error no es directa en las medidas, siendo necesario un estudio más detallado de su influencia y de su posible minimización. Si la demodulación se realiza mediante la multiplicación de la señal adquirida con una señal de referencia senoidal, la influencia de este tercer armónico quedará atenuada por la distorsión armónica de la referencia. Si ésta, por ejemplo, tienen la misma distorsión que la señal del generador su influencia quedaría atenuada unos 80 dB (0,01%). Si la señal de referencia no es senoidal, sino que es cuadrada, en la demodulación la influencia de este tercer armónico queda reducida en un factor de 9,5 dB, (fig 4.5), por lo que la influencia real de este armónico es tan sólo de un 0,3%.

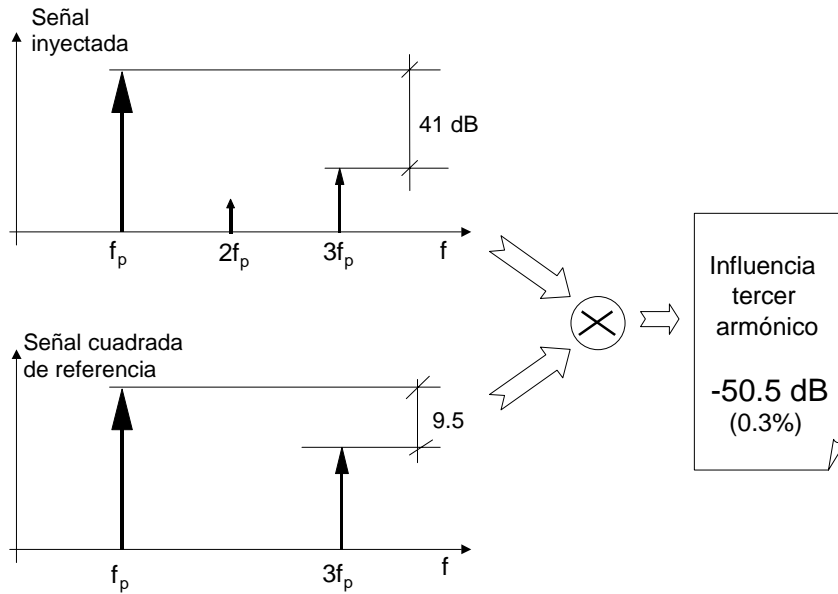


Figura 4.5 Influencia real en el error del tercer armónico de la señal generada

Para rebajar aún más la influencia de este armónico será necesario realizar una calibración al sistema. Dado que el objetivo es la caracterización de las relajaciones que sufren los tejidos biológicos a medir, está se realizará con una red RC, que nos permite simular de una forma sencilla, como se vio en el capítulo primero, el comportamiento del modelo de Cole-Cole con $\alpha=0$. La calibración consiste en la medida de esta impedancia compleja a dos frecuencias diferentes, una mayor y otra menor que la frecuencia de corte de la impedancia compleja, escogiéndose como factor de corrección el factor medio de ambas medidas (Casas *et al.*, 1996). En la figura 4.6 se muestra cuál es el error que se obtiene debido a este tercer armónico, si la demodulación se realiza con una señal de referencia cuadrada y se aplicando este método de calibración. La frecuencia representada está normalizada respecto a la frecuencia de corte de la red RC.

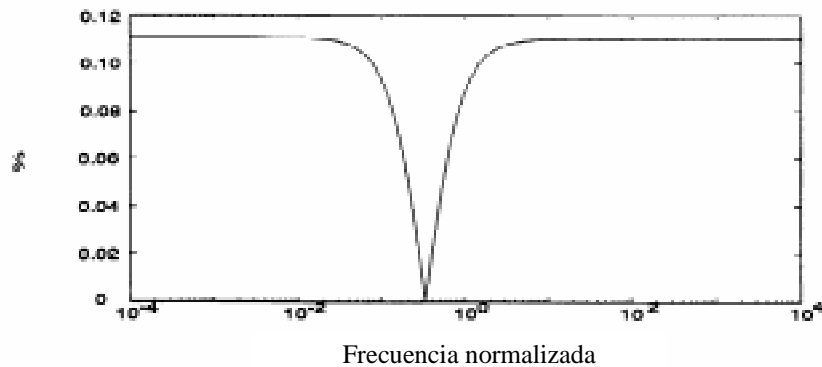


Figura 4.6 Error total del tercer armónico del generador de funciones después de la demodulación y calibrado a dos frecuencias

4.4.3 Etapa de entrada y amplificación de la señal detectada

La detección de la tensión en la superficie del objeto a medir se realiza a través de una etapa frontal compuesta por unos *buffers*, que acoplados en alterna recogen la tensión diferencial de los diferentes pares de electrodos, para ser convertidas posteriormente a tensión unipolar a través de un amplificador diferencial de ganancia 10. Los electrodos, acoplados en alterna, están conectados a los *buffers* mediante cables coaxiales.

Esta etapa frontal de adquisición ha de cumplir pues las siguientes especificaciones:

- Impedancia de entrada elevada
- Acoplada en alterna
- CMRR lo más elevado posible

La opción más sencilla para realizar el acoplo en alterna es la de situar un filtro paso alto a la entrada de los *buffers* de adquisición. Ya que se requiere un rechazo en modo común lo más elevado posible, se puede pensar en un diseño basado en etapas diferenciales acopladas (Casas y Pallás-Areny, 1996; Pallás-Areny y Casas, 1994). Este diseño mejora el CMRR debido al desequilibrio existente en los filtros de entrada debido a las tolerancias de los componentes. Sin embargo, al ser un filtro paso-alto se necesita añadir un camino a tierra que permitiera la polarización de los amplificadores de la etapa posterior (Casas y Pallás-Areny, 1997). Para que el CMRR se mantenga lo más elevado posible es necesario que la impedancia de este camino a tierra sea mucho mayor que el valor resistivo de los componentes que forman el filtro, por lo que encontraríamos un compromiso entre la mejora del CMRR y el incremento de la impedancia de entrada de esta etapa. Otro factor influyente es el hecho que, al ser el diseño de un sistema en tiempo real, la frecuencia de corte de este filtro no puede ser muy baja, ya que limitaría el tiempo de respuesta del sistema. Además, un estudio de las fuentes de decremento del CMRR demuestra que la mayor influencia es debida al desequilibrio existente en la impedancia de electrodos.

Todo estos datos nos hacen concluir que la mejora que se obtiene por el empleo de filtros acoplados no será significativamente alta, necesitándose por tanto otro método que permita reducir el error provocado por la tensión en modo común. Por ello no se intentará únicamente la mejora del CMRR de la etapa de adquisición, sino que la idea aplicada será la disminución de la tensión en modo común presente a la entrada del circuito mediante la utilización de circuitos de realimentación. Esto se explicará con más detalle en el apartado de realimentación de modo común.

La estructura diseñada es la que se muestra en la figura 4.7. Para los *buffers* se ha utilizado el amplificador operacional EL2444, que con un ancho de banda de 60 MHz, permiten tener un desfase mínimo en todo el margen frecuencial de trabajo.

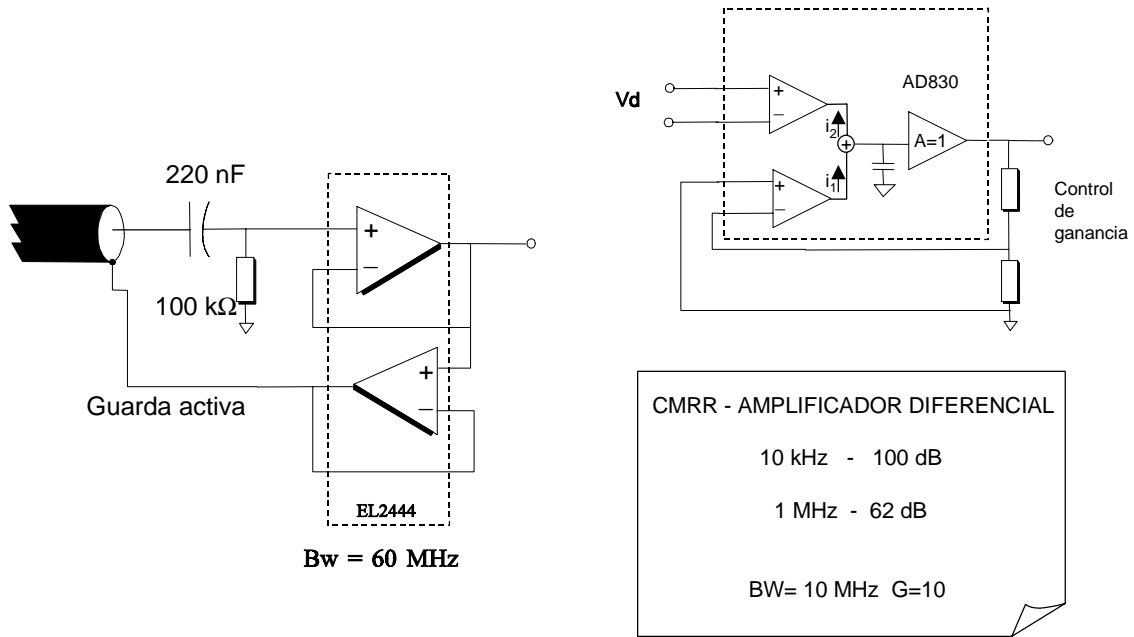


Figura 4.7 Estructura de los buffers y la amplificación diferencial

La salida de estos circuitos está conectada a 16 amplificadores diferenciales (AD830). Este amplificador tiene un alto CMRR: 100 dB a 10 kHz y 62 dB a 1MHz, además de un ancho de banda superior a 10 MHz. El CMRR total obtenido, incluyendo la impedancia de electrodo (220 Ω en serie con 15 nF) es la que se muestra en la figura 4.8. Como puede observarse este CMRR es mayor de 70 dB a 20 kHz y de 40 dB a 300 kHz.

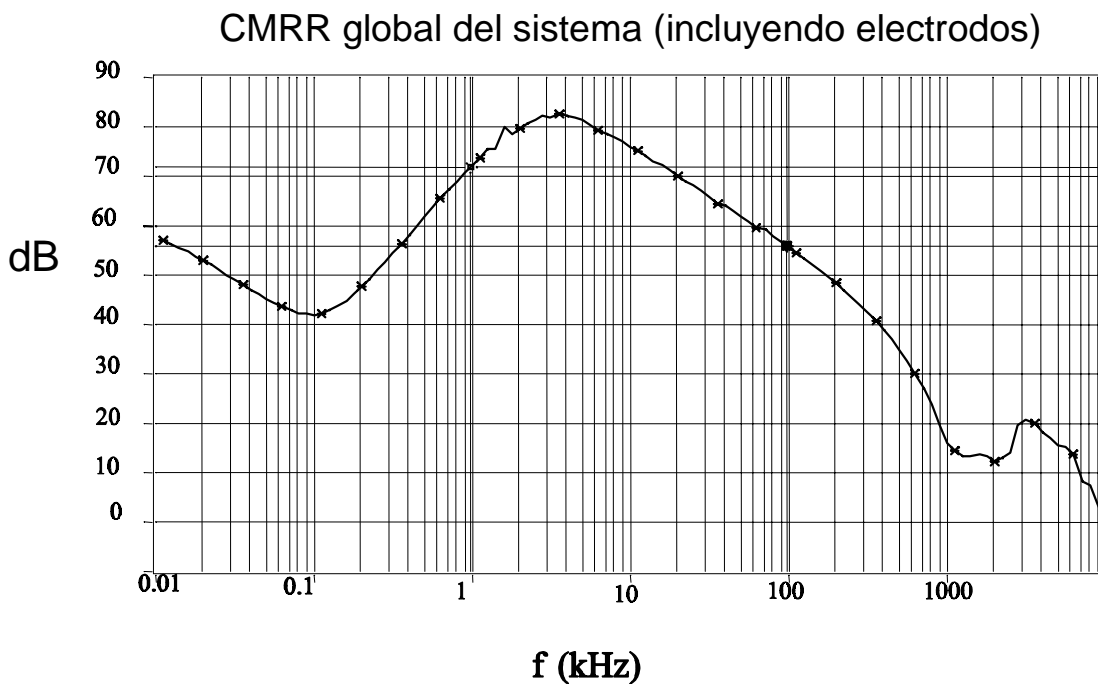


Figura 4.8 CMRR global medido incluyendo impedancia de electrodos

4.4.4 Demodulación

Una vez convertida la señal diferencial a unipolar y como paso previo a la demodulación, se realizará una amplificación de la señal. Ésta será programable, para los diferentes canales del sistema, entre tres valores ($G=1,4,12$) y compensará el efecto del margen dinámico existente entre la mayor y la menor tensión adquirida con la estrategia de inyección empleada (18 dB para la inyección adyacente).

Dado que se desea detectar tanto la parte real, como la parte imaginaria de las impedancias, se realizará el diseño de un demodulador coherente. Al tratarse de un sistema en tiempo real, éste ha de aplicarse en paralelo sobre cada canal, hecho que limitará su complejidad y su coste. A priori las soluciones que podemos plantearnos en su diseño son: un multiplicador analógico, ya sea con una señal de referencia senoidal o cuadrada, un demodulador basado en muestro síncrono (Pallás-Areny y Casas, 1994) o una demodulación digital (Cook, 1992).

La demodulación que consigue una mejor relación señal a ruido es la digital, pudiéndose alcanzar niveles de hasta 100 dB (Cook, 1992). Sin embargo la necesidad de implementar 16 DSP en paralelo que trabajen a una velocidad suficientemente alta, para conseguir alcanzar la cota de más de 25 imágenes por segundo, hace que esta solución sea compleja, con el incremento de espacio que conlleva en un equipo que quiere ser portátil, y el aumento del precio en el desarrollo del sistema. Por otro lado, aunque se pudiera obtener una relación señal a ruido de 100 dB, no se lograría rebajar la cota de error del sistema ya que dependería de otros errores, como el CMRR, que pasarían a ser factores limitantes.

La técnica de la demodulación mediante muestreo síncrono ha sido aplicada en medidas de bioimpedancias (Pallás-Areny y Casas, 1994) (fig. 4.9). Según mostraron Grace and Pitt (1965), es posible obtener las componentes en fase y cuadratura, $p(t)$ y $q(t)$, mediante el muestreo de la señal $s(t)$

$$s(t) = p(t) \cos(2\pi f_p t) - q(t) \sin(2\pi f_p t) \quad (4.1)$$

simplemente mediante la utilización de las fórmulas de interpolación

$$\begin{aligned} p(t) &= TB \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^{nl} s(nT) \text{sinc}B(t - nT) \\ q(t) &= TB \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^{nl} s(nT + T_c / 4 + mT) \text{sinc}B(t - nT - T_c / 4 - mT) \end{aligned} \quad (4.2)$$

donde $T=1/(2f_p)=lT_c/2 \leq 1/B$ es el intervalo de muestreo y B es el ancho de banda de la señal; f_p es la frecuencia de la portadora, la función sinc queda definida como $\text{sinc}(x)=(\sin \pi x)/\pi x$, y $l=1,2,3,\dots$

Dado que la señal de bioimpedancia es de banda limitada, estas fórmulas pueden ser aplicadas, pudiéndose detectar la parte real y la parte imaginaria como

$$R(t) = TB \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^{nl} Z(nT) \text{sinc}B(t - nT) \tag{4.3}$$

$$X(t) = TB \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^{nl} Z(nT + T_c / 4) \text{sinc}B(t - nT - T_c / 4)$$

Si se considera que la transformada de Fourier de la función sinc(Bt) es un pulso rectangular de ancho de banda B, las ecuaciones de (4.3) indican que para obtener las componentes en fase y en cuadratura de la señal modulada sólo es necesario muestrear la señal con la misma frecuencia que la portadora, o un submúltiplo de ésta, cogiendo muestras en el punto t_0 para las componentes en fase y en $t_0+T_p/4$ para la componente en cuadratura. La reconstrucción de la señal se realizará con una función que tenga como transformada de Fourier un pulso de ancho de banda B. La elección más sencilla para esta función es su implementación mediante un filtro paso bajo. (fig 4.9)

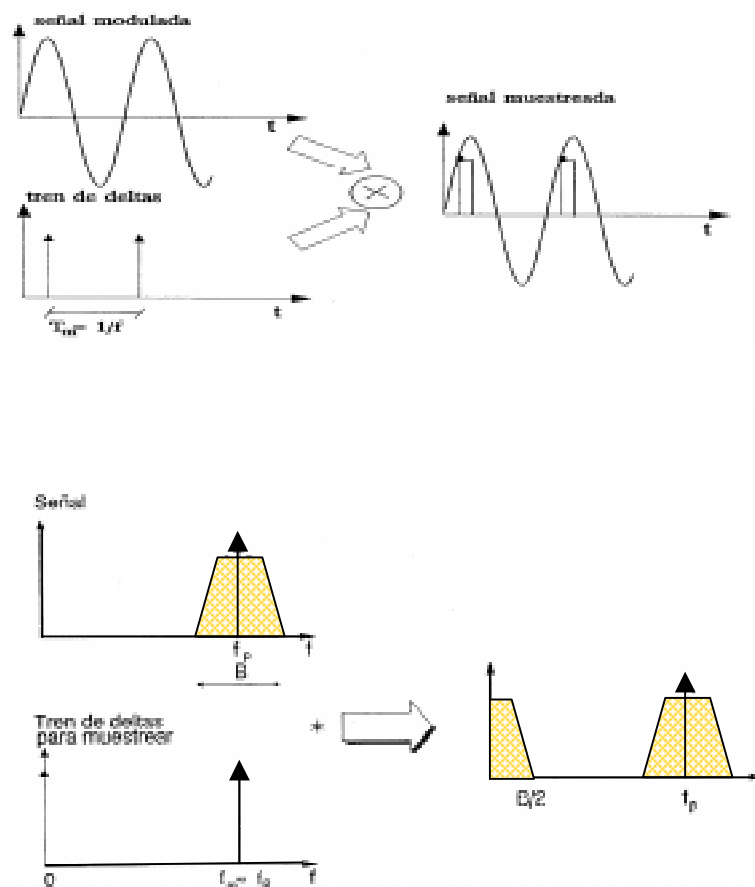


Figura 4.9 Comportamiento frecuencial del muestreo síncrono

Los errores de este tipo de demodulación los hemos dividido según los requerimientos se enuncien en el dominio frecuencial o en el temporal:

Requerimientos en el dominio frecuencial

El primer requerimiento viene marcado por el teorema de Nyquist. Éste limita la frecuencia a la que se puede realizar el muestreo a como mínimo el doble de la frecuencia de interés. En tomografía esta no es una limitación, ya que por seguridad la frecuencia de la señal portadora es superior a 1 kHz, siendo el ancho de banda de la señal moduladora muy inferior a los 500 Hz que nos marcaría el criterio de Nyquist.

El segundo requerimiento va relacionado con el circuito de retención de orden cero para la reconstrucción de la señal. La respuesta frecuencial de este circuito para una retención de T_i segundos es

$$|H_0(f)| = |T_i \text{sinc}(fT_i)| \quad (4.4)$$

Nuestra regla de diseño será que en la máxima frecuencia de nuestra señal, (unos 15 Hz \Rightarrow 30 imágenes por segundo), esta función de transferencia difiera respecto al valor en continua en un valor menor al del error de cuantificación del conversor analógico-digital

$$\frac{|H_0(0)| - |H_0(f)|}{|H_0(0)|} \leq 2^{-N} \quad (4.5)$$

Sustituyendo la ecuación 4.4 y desarrollando matemáticamente se llega a la expresión

$$\frac{\sin(\pi f T_i)}{\pi f T_i} \geq 1 - 2^{-N} \quad (4.6)$$

como la frecuencia máxima que se obtendrá será de unos 15 Hz, la frecuencia de muestreo mínima a utilizar será en función del número de bits del conversor la que se muestra en la siguiente tabla

	8 bits	12 bits	16 bits
fT_i	0,049	0,012	0,003
$f_m=1/T_i$	300 Hz	1,2 kHz	5 kHz

Tabla 4.2 Requerimientos para la frecuencia mínima de muestreo

Errores en el dominio temporal: incertidumbre en el tiempo de muestreo

El error más importante cuando se trata de demodular señales mediante muestreo síncrono es la incertidumbre en el tiempo de apertura del muestreador. Si por ejemplo se está muestreando una señal senoidal de 1 V de amplitud y una frecuencia f_p , al tener una incertidumbre en el tiempo de muestreo de t_a se estará cometiendo un error en la amplitud que vendrá dado por la expresión

$$E = f(t_0) - f(t_0 + t_a) = \cos(2\pi f_p t_0) - \cos(2\pi f_p (t_0 + t_a)) \quad (4.7)$$

Para calcular una cota del error se considerará este incremento directamente como la pendiente máxima de la señal muestreada por el tiempo de incertidumbre

$$E = 2\pi f_p t_a \quad (4.8)$$

haciendo esta aproximación y aplicando la condición de mantener el error por debajo de la resolución del convertidor, encontramos que la condición a cumplir por la incertidumbre del tiempo de apertura

$$t_a < \frac{2^{-(N-1)}}{\pi f_p} \quad (4.9)$$

Utilizando estas ecuaciones y considerando que en la medida de impedancias en el cuerpo humano nos encontramos con un componente reactiva con un ángulo máximo de 10° se obtienen los siguientes tiempos de incertidumbre máximos en función de la frecuencia y del número de bits del convertidor

Frecuencia	Parte real		Parte imaginaria	
	12 bits	16 bits	12 bits	16 bits
10 kHz	21 ns	1,4 ns	3,9 ns	240 ps
50 kHz	4,4 ns	280 ps	780 ns	48 ps
100 kHz	2,14 ns	140 ps	390 ps	24 ps
300 kHz	700 ps	45 ps	130 ps	8 ps

Tabla 4.3 Incertidumbre máxima en el muestreo para tener un error en la medida de la parte reactiva menor a la resolución del convertidor

Cumplir esta condición conlleva la utilización de muestreadores con un *jitter* de unos picosegundos, hecho que encarece notablemente la etapa de demodulación. Como ejemplo, los *sample and hold* AD386 y AD682, con un jitter de 40 y 50 ps respectivamente, tienen un coste de 125\$ y 75\$ respectivamente.

La principal ventaja que conlleva este método de demodulación en su versión analógica, si se usa la técnica de capacidades flotantes, es la mejora que se obtiene en el rechazo en modo común, siendo mayor si la entrada y salida del demodulador son diferenciales (Gasulla *et al.*, 1998). A cambio de esto, su implementación en el sistema conllevaría las siguientes limitaciones:

- Un decremento de la relación señal a ruido, mayor cuanto menor es la frecuencia de muestreo, debido a las bandas de ruido creadas a frecuencias múltiples de la de muestreo (fig 4.10), lo que obliga a tener un filtrado paso-alto o paso-banda a la entrada del demodulador
- Un incremento del error debido a la distorsión armónica del generador de funciones al no verse atenuada la contribución de los diferentes armónicos.

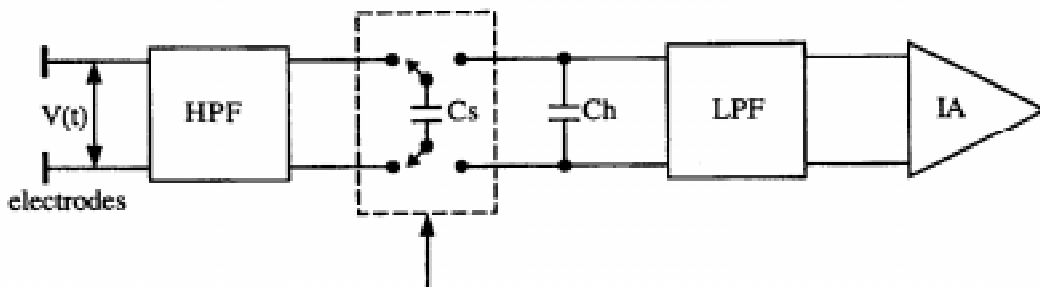


Figura 4.10 Esquema del demodulador de muestreo síncrono basado en la técnica de capacidades flotantes

A la vista de esto, el diseño elegido en la implementación de los demoduladores ha sido el empleo de multiplicadores analógicos, utilizando, para simplificar el diseño, una señal de referencia cuadrada. El coste que supone la utilización de esta referencia es la disminución de la relación señal a ruido, ya que se abren más ventanas frecuenciales al ruido, debido a los armónicos que aparecen en el desarrollo en serie de Fourier de la señal cuadrada. Este desarrollo en series de Fourier de la señal de referencia puede escribirse como

$$V_r(t) = V \cdot \text{sgn}[\cos(\omega_0 t)] \Rightarrow F[V_r(t)] = \frac{2V}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{(2n-1)} [\delta(f - (2n-1)f_0) + \delta(f + (2n-1)f_0)] \quad (4.10)$$

por lo que el incremento de ruido que se obtiene al utilizar esta referencia será únicamente de

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2} = \frac{\pi^2}{8} \cong 0,9 \text{ dB} \quad (4.11)$$

El estudio detallado de los errores de este demodulador se presentará en el siguiente punto al ir íntimamente ligado con la optimización de los métodos de calibración.

Con objeto de eliminar la contribución del ruido, quedándonos con la banda de interés de nuestra señal, se ha situado un integrador a la salida del multiplicador. Esto nos permite, al mismo tiempo que filtrar, controlar de forma sencilla, mediante su tiempo de integración, la velocidad del sistema y por tanto su relación señal a ruido.

Las funciones de transferencia del integrador, tanto en el dominio temporal, como en el frecuencial son:

$$h_I(t) = \sum_{k=0}^{n-1} \Pi\left(\frac{t - kT - T/2}{T}\right) = \Pi\left(\frac{t - \frac{\tau}{2}}{\tau}\right) \quad (4.12)$$

$$H_I(f) = \tau \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f \tau} \exp(-j\pi f \tau)$$

Si se fija que el tiempo de integración sea un múltiplo del periodo de nuestra señal, se consigue que los ceros de la función de transferencia caigan exactamente sobre los armónicos que se pretenden eliminar con el filtrado.

El ancho de banda equivalente que se obtiene será

$$B_N = \frac{1}{2\pi H_{\text{max}}^2} \int_0^{\infty} |H_I(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin^2\left(\frac{\omega \tau}{2}\right)}{\left(\frac{\omega \tau}{2}\right)^2} d\omega = \frac{1}{2\tau} = \frac{1}{2T_{\text{int}}} \quad (4.13)$$

Si se intenta obtener el mismo ancho de banda equivalente de ruido con un filtro se obtiene que la relación entre los tiempos de establecimiento de ambos es

$$T_{\text{est filtro}} = 3,45T_{\text{int}} = 3,45T_{\text{est int eg.}} \quad (4.14)$$

por lo que el integrador es 3,45 veces más rápido que el filtro obteniendo la misma relación señal a ruido.

El esquema eléctrico del demodulador utilizado es el de la figura 4.11. El error de linealidad que se ha obtenido con él es menor del 0,12% a 20 kHz y del 0,4% a 300 kHz si se mide una señal en fase y del 0,3% a 20 kHz y del 2% a 300 kHz, si la señal está desfasada 45° (fig 4.12)

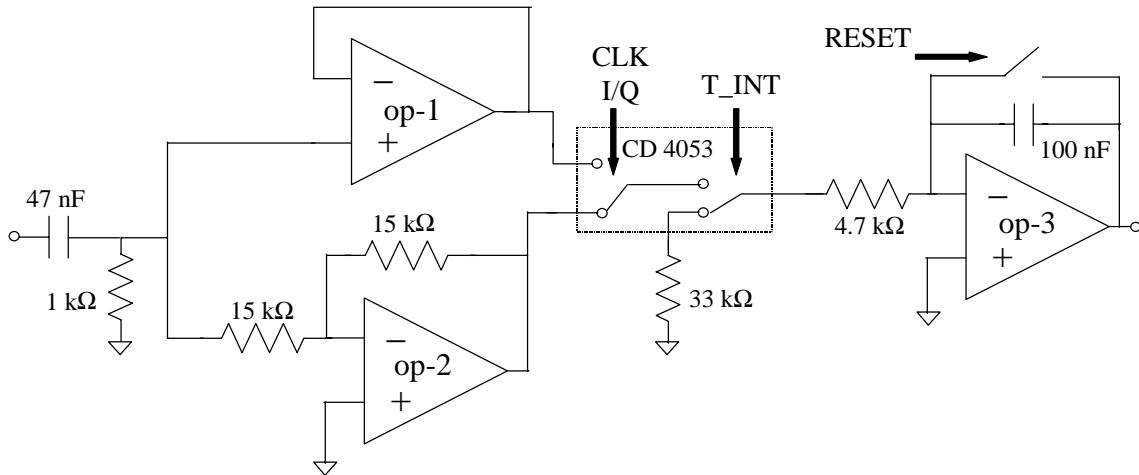


Figura 4.11 Esquema del demodulador síncrono utilizado

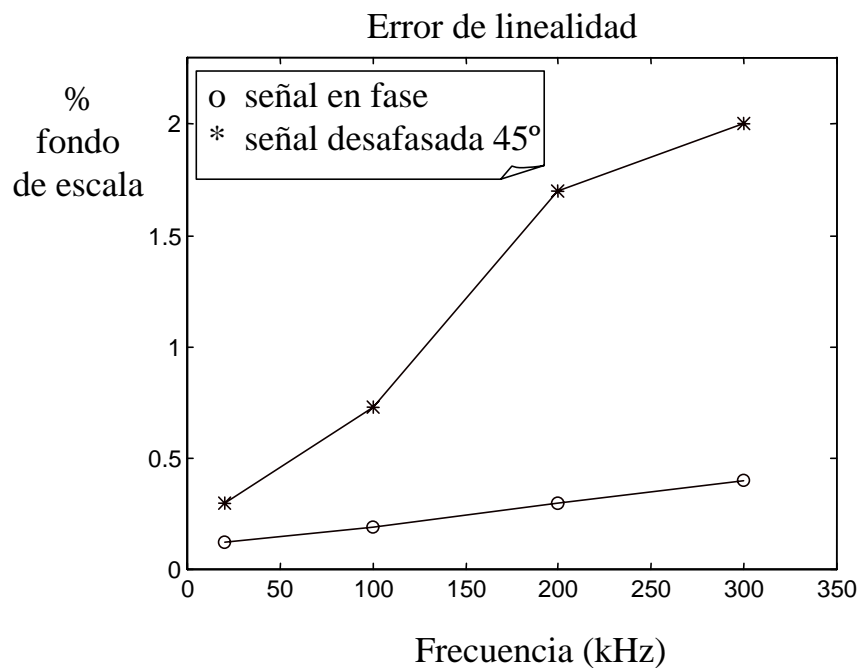


Figura 4.12 Error de linealidad del demodulador

4.4.5 Circuito de realimentación de modo común

La idea última de los circuitos de realimentación de modo común es conseguir un rechazo elevado a la tensión en modo común, no a base de incrementar el CMRR de los circuitos de adquisición, sino intentando eliminar la fuente de tensión de modo común. Todos ellos extraen una muestra del valor de dicha tensión en modo común a partir de las tensiones adquiridas en los diferentes canales y la realimentan hacia un punto del circuito capaz de cambiar las condiciones de contorno, de modo que se consigue una reducción de dicha tensión. En los primeros diseños esta realimentación se aplicaba sobre el cuerpo con un electrodo extra (Brown y Seagar, 1987). Ésta es la técnica que permite obtener una reducción más efectiva de la tensión en modo común, ya que la mejora coincide aproximadamente con la ganancia del amplificador de realimentación. El inconveniente de esta técnica es que se modifican las líneas de corriente, y por tanto las superficies equipotenciales en el cuerpo.

Una alternativa es realimentar la "muestra" de tensión en modo común sobre uno de los terminales de la fuente de corriente si esta es flotante. (Rosell, 1989). Esta solución, sin embargo, para el mismo valor de ganancia es menos efectiva que la primera, ya que la realimentación se aplica de forma asimétrica en el cuerpo (Rosell y Riu, 1992). Hay una tercera alternativa (Casas *et al.*, 1996), que es la utilizada por nuestro sistema, que consiste en aplicar la realimentación en el punto medio de la fuente (fig 4.13). Con esta solución se puede aumentar un poco más la ganancia del amplificador, siendo, siempre que no se llegue a la saturación del amplificador, más eficaz la cancelación del modo común.

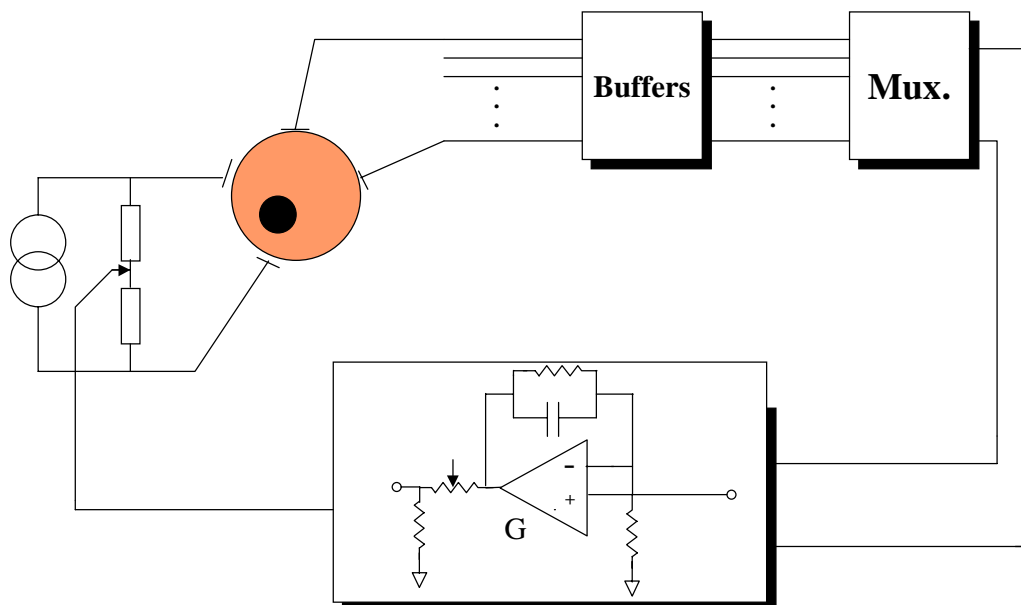


Figura 4.13 Esquema del circuito de realimentación de modo común

4.5 Estudio de errores y calibración en demoduladores coherentes conmutados

El estudio de los errores en el demodulador conmutado, que es el implementado en nuestro sistema de tomografía, se dividirá en tres puntos. En el primero se estudiarán los que se introducen al realizar la inversión y el seguimiento de la señal a demodular. En esta etapa los errores son debidos a las limitaciones de los operacionales que empleamos en su realización. Estas son las tensiones de offset y corrientes de polarización, la impedancia de entrada, rechazo en modo común (CMRR), y las diferencias entre los dos canales en las funciones de transferencia, tanto en módulo como en fase. En la segunda se estudiarán los que introducen los interruptores analógicos y el jitter del reloj que realizan la conmutación, estudiando en último lugar los errores en la implementación del integrador. Una vez obtenidas las fórmulas cerradas que nos caracterizan las limitaciones del demodulador, en el último punto se estudiará la calibración óptima para su eliminación.

4.5.1 Errores en la etapa de inversión-seguimiento

El primer error que se analizará es el efecto de la impedancia de entrada de los operacionales sobre la función de transferencia. En el caso del seguidor lo que obtenemos es que la interacción con la impedancia de salida de la etapa anterior nos produce un cambio en la función de transferencia y por tanto un error en módulo y fase en nuestra señal. Cuantificando este error y con la utilización del TLC071 ($R_{in}=1e12 \Omega$ $C_{in}=10$ pF), obtenemos que, con una impedancia de salida de la anterior etapa de 100Ω , a 1 MHz el desfase obtenido es tan sólo de $0,36^\circ$ y el error en módulo de $0,001\%$. Para la configuración inversora se obtienen resultados similares. Como estos errores, tanto en módulo como en fase, son mucho menores que la diferencia entre las funciones de transferencia de ambas realizaciones, serán obviados en las expresiones finales.

Un estudio del resto de los efectos mencionados, nos permite, a partir de una señal de entrada senoidal

$$V_{in}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_p t + \theta_n) \quad (4.15)$$

escribir la tensión de salida del seguidor como

$$V_1(t) = V_{osl} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n\omega_p}{\omega_{r1}}\right)^2 + 1}} \sin\left(n\omega_p t + \theta_n - \text{atan}\left(\frac{n\omega_p}{\omega_{r1}}\right)\right) + \frac{A_n}{|\text{CMRR}_{n\omega_p}|} \sin(n\omega_p t + \theta_n + \theta_{\text{CMRR},n\omega_p}) \quad (4.16)$$

y la salida del inversor como

$$V_2(t) = 2V_{os2} + I_n R - \sum_{n=1}^{\infty} A_n \frac{\frac{\omega_{t2}}{2}}{\sqrt{(n\omega_p)^2 + \left(\frac{\omega_{t2}}{2} + \omega_{c2}\right)^2}} \sin\left(n\omega_p t + \theta_n - \text{atan}\left(\frac{n\omega_p}{\omega_{c2} + \omega_{t2}/2}\right)\right) \quad (4.17)$$

donde V_{os1}, V_{os2} son las tensiones de offset de los dos operacionales, I_n es la corriente de polarización del inversor, $|CMRR_{nop}|$ es el módulo del CMRR a la frecuencia $n\omega_p$, $\theta_{CMRR, nop}$ es la fase del CMRR para la misma frecuencia y el modelo del operacional escogido es de un polo simple, con una función de transferencia definida por

$$A(s) = \frac{A_{0i} \omega_{ci}}{s + \omega_{ci}} = \frac{\omega_{ci}}{s + \omega_{ci}} \quad (4.18)$$

Los errores que se observan en las expresiones anteriores son:

- La existencia de un offset diferente en cada salida, que provocará una variación del offset a calibrar proporcional al jitter del reloj de conmutación entre el seguidor y el inversor.
- Diferentes amplitudes y fases relativas entre la salida del seguidor y del inversor, y su diferente evolución en frecuencia, afectando no únicamente a la frecuencia principal sino también a todos sus armónicos, provenientes de la no idealidad de la generación de la señal inyectada.
- Contribución debida al CMRR finito del seguidor, que ocasiona el error en fase y amplitud más pequeño, pero cuya dependencia con la señal de entrada dificulta su calibración.

Si se cuantifica el error debido a la diferencia de magnitud y fase de las señales con la frecuencia, se obtiene, utilizando como operacional el TLC074, los resultados que se muestran en la figura 4.14. Asimismo, en la tabla 4.4, se recoge cuál es la evolución de estos desfases y errores en magnitud para algunas frecuencias

Frecuencia	$g(+1)$	$g(-1)$	$g(+1)-g(-1)$	$\theta(+1)$	$\theta(-1)$	$\theta(+1)-\theta(-1)$
50 kHz	0,9999	0,9043	0,0956	0,95°	2,01°	1,06°
100 kHz	0,9993	0,9026	0,0967	1,91°	4,01°	2,10°
200 kHz	0,9976	0,8968	0,1008	4,00°	8,38°	4,38°
300 kHz	0,9947	0,8877	0,1070	5,90°	12,27°	6,37°
500 kHz	0,9859	0,8608	0,1251	9,65°	19,69°	10,04°
1 MHz	0,9487	0,7638	0,1849	18,43°	35,06°	16,63°

Tabla 4.4 Evolución de la ganancia y fase del seguidor y del inversor. La ganancia del inversor está calculada para el peor caso considerando una tolerancia de las resistencias del 5%.

Si se calcula ahora la expresión del valor medio de la señal teniendo en cuenta estos errores de ganancia y fase se obtiene la siguiente ecuación

$$V_m = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} A(1 + \varepsilon_g) \sin(\omega t + \theta_1) dt + \frac{1}{T} \int_0^{T/2} -A(1 - \varepsilon_g) \sin(\omega t + \theta_2) dt =$$

$$= \frac{A}{\pi} \left(1 + \frac{1}{2} \left((1 + \varepsilon_g) \cos \theta_1 + (1 - \varepsilon_g) \cos \theta_2 \right) \right) \quad (4.19)$$

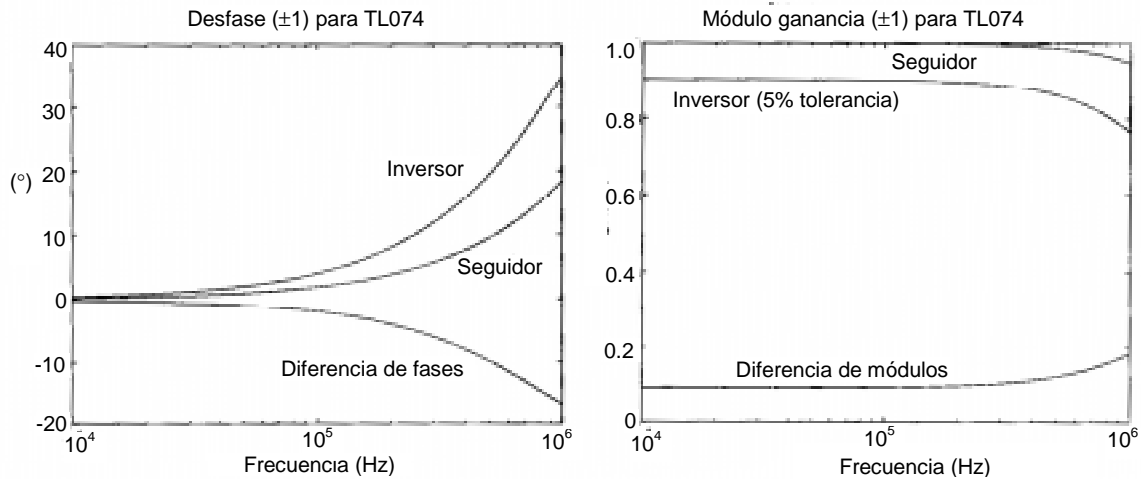


Figura 4.14 Respuesta en frecuencia de los errores en fase y ganancia del seguidor e inversor en la implementación del demodulador conmutado

4.5.2 Errores en la etapa de conmutación

Los dos tipos de errores que nos podemos encontrar en esta etapa son los propios de los interruptores analógicos y los debidos al jitter del reloj.

Errores debidos al jitter del reloj

Si calculamos, en primer lugar, cuál es su efecto sobre los offsets de la etapa anterior, obtenemos que el valor medio de la señal, en presencia de un jitter T_0 , sobre un periodo T será

$$V_m = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T/2+T_0} V_{os1} dt + \int_{T/2+T_0}^T V_{os2} dt \right) = \frac{1}{2} (V_{os1} + V_{os2}) + (V_{os1} - V_{os2}) \frac{T_0}{T} \quad (4.20)$$

siendo el error relativo

$$\epsilon_r = 2 \frac{V_{os1} - V_{os2}}{V_{os1} + V_{os2}} \frac{T_0}{T} 100\% \quad (4.21)$$

Para estudiar su importancia respecto al error total del demodulador, se realizará un cálculo de éste con el offset típico de 3 mV del TLC074 y considerando el peor de los casos, es decir, que el signo de los offsets sea el opuesto. Se obtiene, con un jitter del 5% del periodo, un error absoluto de 450 μ V (13 bits para un margen dinámico de ± 5 V).

Si no se considera el offset, el efecto del jitter en la señal alterna de entrada provoca un error relativo cuya expresión es

$$\epsilon_r = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(\omega T_0) \right) = \sin^2 \left(\pi \frac{T_0}{T} \right) \approx \left(\pi \frac{T_0}{T} \right)^2 \quad (4.22)$$

Si se tiene un jitter del 5% el error cometido es $\epsilon_r=2,5\%$ (5 bits) y para un jitter del 1% el error será $\epsilon_r=0,1\%$ (10 bits)

Si además existe un cierto desfase entre el seguidor y el inversor la expresión del error relativo queda

$$\epsilon_r = \sin^2 \left(\pi \frac{T_0}{T} \right) - \frac{1}{2} \sin \left(2\pi \frac{T_0}{T} \right) \frac{\sin \theta}{1 + \cos \theta} \quad (4.23)$$

como este error es difícilmente calibrable es necesario, si se desea obtener unas buenas prestaciones en la demodulación, controlar y reducir al máximo el jitter de este reloj. En la figura 4.15 se muestra la evolución de este error en función del jitter del reloj.

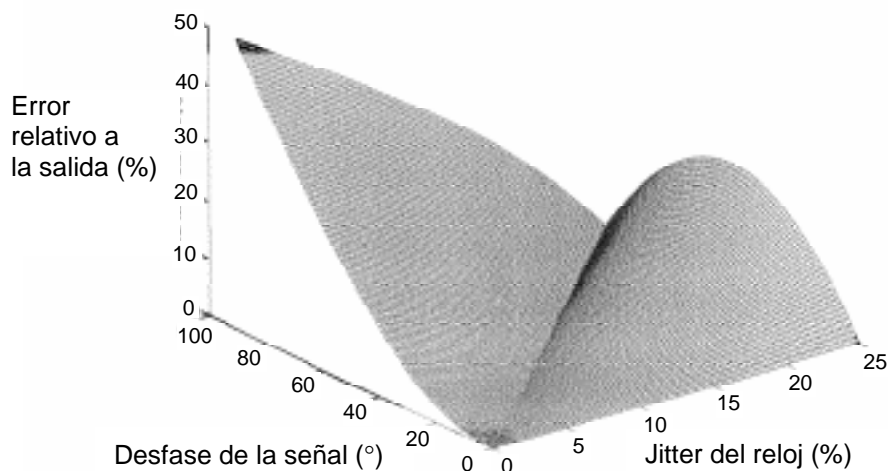


Figura 4.15 Error relativo de la tensión demodulada en función del jitter del reloj de conmutación

Errores de los interruptores analógicos

Cuando la señal de entrada es alterna, hay que tener en cuenta las capacidades parásitas del interruptor y de la carga. La presencia de capacidades parásitas afecta por una parte al tiempo de respuesta (tiempo de establecimiento, *settling time*) en la apertura y cierre, y al aislamiento entrada-salida cuando el interruptor está abierto (Pallás, 1993). Existen además efectos de diafonía entre los dos canales y un efecto de retroinyección de carga desde el canal cerrado al que está abierto. Todos estos efectos se pueden o bien despreciar por su reducido error en comparación con otros estudiados, o bien si producen un error de ganancia o fase introducirlos en las expresiones encontradas en el punto anterior. En este apartado se estudiará con más detalle el error debido a la imposibilidad del interruptor analógico de seguir los cambios bruscos que se producen cuando la señal a demodular está en cuadratura (fig 4.16).

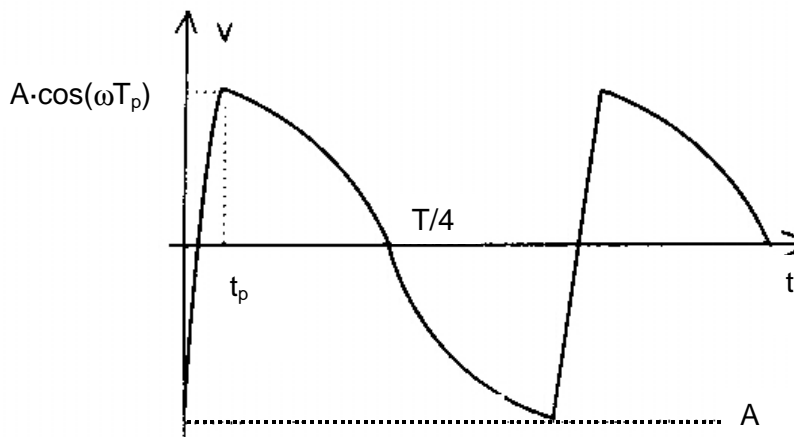


Figura 4.16 Limitación de *Slew Rate* para la señal demodulada en cuadratura

Estas transiciones las podemos aproximar por la recta $-A+Ct$, donde $-A$ será el valor en amplitud inicial y C es la pendiente de la recta con la que se aproxima en un primer orden la respuesta exponencial que sufre. Este efecto, que es comparable al de un *Slew Rate* producirá un offset a la salida, que contrariamente a los calculados en los anteriores apartados dependerá de la amplitud de la señal de entrada, de su frecuencia y de la fase de la señal a demodular respecto a la de referencia. Para saber cuál es la expresión de este offset en función de estos parámetros, se ha de calcular el punto (t_p) de intersección de esta recta con la función coseno.

$$-A + Ct_p = A \cos(\omega_p t_p) \quad (4.24)$$

como esta es una ecuación sin solución cerrada, se aproximará la función coseno por una función polinomial, pudiéndose así calcular el valor de t_p

$$-A + Ct_p = A \cos(\omega_p t_p) = A \left(1 - \left(\frac{4}{T} \omega_p t_p \right)^2 \right) \Rightarrow t_p = \frac{-C + \sqrt{C^2 + 128 \left(\frac{A \omega_p}{T} \right)^2}}{32A \left(\frac{\omega_p}{T} \right)^2} \quad (4.25)$$

Si se calcula ahora la salida para una demodulación en cuadratura de una señal en fase obtenemos:

$$V_m = \frac{2}{T} \left(\int_0^{t_p} (-A + Ct) dt + \int_{t_p}^{T/2} A \cos(\omega_p t) dt \right) = \frac{Ct_p^2}{T} - 2A \frac{T_p}{T} - \frac{A}{\pi} \sin(2\pi \frac{T_p}{T}) \quad (4.26)$$

En general si la señal no está desfasada 90° sino un ángulo φ el error en la tensión será

$$V_e = \frac{2A}{\pi} \cos(\varphi) \left(1 + \sin \left(\frac{2\pi t_p}{T} \right) \right) - \frac{2A}{\pi} \sin(\varphi) \cos \left(2\pi \frac{t_p}{T} \right) - 2A \frac{T_p}{T} \cos(\varphi) + C \frac{t_p^2}{T} \quad (4.27)$$

Para estudiar su influencia calcularemos los valores de C y t_p para nuestro interruptor, el 4053, que tiene una $R_{on} \approx 200 \Omega$ y una $C_d = 10 \text{ pF}$, con una alimentación de 15 V . Los resultados obtenidos son que para 100 kHz la tensión error será de 20 mV , si la entrada es de 5 V , alcanzando los 190 mV de error para las mismas condiciones y una frecuencia de 1 MHz . En la figura 4.17 se muestra la evolución de este error con la amplitud y la frecuencia de la señal de entrada. En general, cualquier error debido al *Slew Rate* de los operacionales se comportará de forma similar.

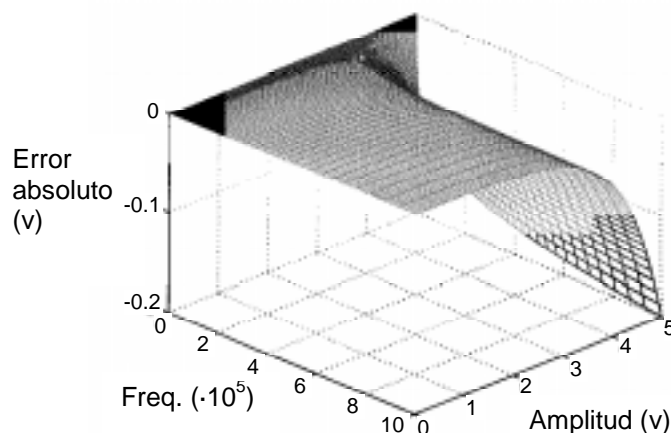


Figura 4.17 Evolución del error debido al tiempo finito en el seguimiento de las transiciones rápidas del interruptor analógico

4.5.3 Errores en la integración

En este apartado se estudiarán los errores debidos a los transitorios en la función de entrada, tiempo de reset mínimo, contribución de los offsets y corrientes de polarización del operacional y por último, jitter en el tiempo de integración.

Transitorios

La función de transferencia que se tiene en el integrador es (Dostál, 1981)

$$G = - \frac{A_0}{1 + s \left[(A_0 + 1)\tau + \frac{A_0}{\omega_t} \right] + s^2 A_0 \frac{\tau}{\omega_t}} \quad (4.28)$$

donde $\tau=RC$ y el modelo del operacional es el de la ecuación 4.18

Si se considera que $RC \gg 1/\omega_t$, entonces esta expresión puede aproximarse por

$$G = - \frac{A_0}{(1 + sA_0\tau) \left(1 + \frac{s}{\omega_t} \right)} \quad (4.29)$$

por lo que la respuesta a un escalón de valor V_s será

$$V_o(t) = - \frac{V_s}{1 - \frac{1}{A_0\omega\tau}} \left(A_0(1 - \exp(-\frac{t}{A_0\tau})) - \frac{1}{\omega_t\tau}(1 - \exp(-\omega_t t)) \right) \quad (4.30)$$

esta expresión nos marca dos constante de tiempo. La primera $A_0\tau$ es la larga y producirá el denominado *integrator gain* dando a la salida una señal de la forma $-Vs(t/\tau)$. La segunda constante de tiempo será la corta y dará origen al denominado *integrator rate error* y a una salida que cogerá la forma $Vs(1/\tau\omega_t)$, es decir un error constante que dependerá tanto de la amplitud del cambio como de la frecuencia de trabajo (fig 4.18)

Tiempo de reset

La descarga se producirá a través de R_{on} del interruptor de reset. Ésta tendrá dos etapas como se puede ver en la figura 4.19 (López, 1995). En la primera la pendiente quedará limitada por la máxima corriente que puede circular por el interruptor, siendo la segunda etapa

una descarga exponencial con constante de tiempo $R_{on}C$. Si se calcula de este modo cuál es el tiempo necesario para el reset si se quiere tener un error del 0,01% este resulta salir

$$T_{res} = \frac{V_{m\acute{a}x} C}{I_{m\acute{a}x}} + 8,2R_{on} C \quad (4.31)$$

Para el interruptor CMOS 4053 ($R_{on} \approx 200 \Omega$ e $I_{m\acute{a}x} = 10 \text{ mA}$) con una tensión $V_{m\acute{a}x}$ de 7 V se obtiene que el tiempo mínimo de reset ha de ser $T_{res} = 2135 \cdot C$ siendo C la capacidad del integrador. Para una C de 100 nF, como es nuestro caso, el tiempo de reset ha de ser superior o igual a 213 μs .

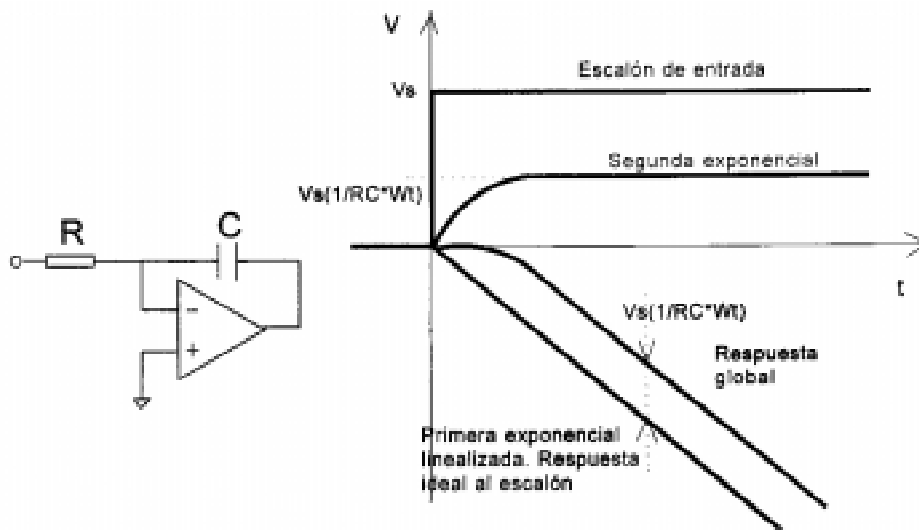


Figura 4.18 Respuesta temporal del integrador a un escalón de tensión

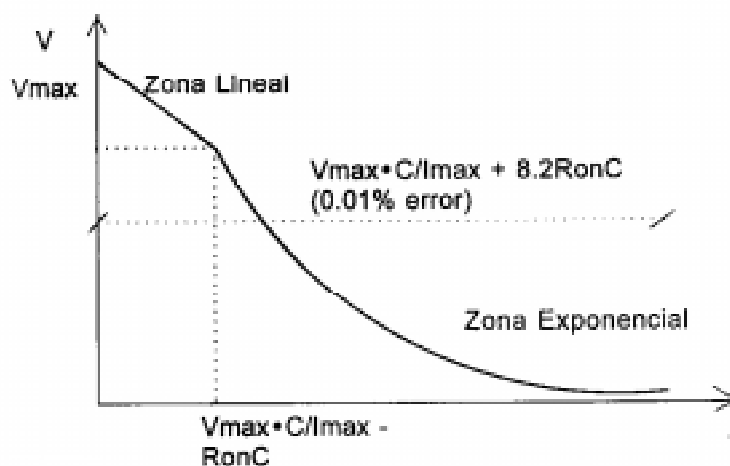


Figura 4.19 Descarga del condensador en el tiempo de reset

Contribución de las limitaciones del operacional a la salida

La contribución del offset y de las corrientes de polarización a la salida queda reflejada en la siguiente ecuación

$$V_o(t_{int}) = V_{os} + (V_{os} + I_b R) \frac{t_{int}}{RC} \quad (4.32)$$

pudiéndose observar que el error tienen un parte constante y otra que aumenta al hacerlo el tiempo de integración.

Jitter en el tiempo de integración

El tiempo de integración se selecciona para que sea un número de enteros del periodos de integración. De esta forma se consigue anular por completo la contribución los armónicos de la frecuencia portadora ya que quedan ubicados en los ceros de la función sinc que caracteriza el comportamiento de este integrador. En el caso en que el tiempo de integración no sea exactamente nT , se tendrá una pequeña contribución de estos armónicos a la salida. En general el error vendrá dado por la expresión

$$\varepsilon = \frac{\sin(f\pi t_{int})}{f\pi t_{int}} \quad (4.33)$$

4.5.4 Necesidades de calibración del sistema

Una vez estudiada la naturaleza de los errores que nos podemos encontrar en el demodulador conmutado implementado, podemos plantearnos qué hacer para su eliminación. Necesitamos calibrar el error de offset y ganancia, de la parte real y de la parte imaginaria por separado y para cada una de las frecuencias de trabajo, teniendo una dependencia también con el tiempo de integración utilizado. La primera idea que surge es para cada medida calcular el error de offset cortocircuitando la entrada del demodulador y la de ganancia realizando una medida sobre una impedancia conocida. Sin embargo, como se ha visto en la ecuación 4.27 se tendrá un error de offset que dependerá de la amplitud de la señal y de su fase por lo que el método de cortocircuitar la entrada nos encubrirá este error. Por ello lo mejor es realizar dos medidas con valores de impedancia conocidos y diferentes, además de la medida cortocircuitada. Además si se desea reducir el efecto de los armónicos del generador de funciones se ha de realizar una calibración sobre una red R-C a dos frecuencias distintas, como se ha visto anteriormente.

4.6 Caracterización del sistema. Límites experimentales

En este apartado se presentan las medidas realizadas con el sistema, a partir de las cuales se evaluarán sus límites, que principalmente son la velocidad de adquisición y el ruido del sistema. Los datos sobre el ruido se han obtenido a partir de un conjunto de varias series de medidas realizadas sobre resistencias, phantoms resistivos y sobre phantoms basados en disoluciones salinas. Finalmente se muestran imágenes reconstruidas para las diferentes estrategias de inyección, así como imágenes sincronizadas con la señal de ECG.

Los datos obtenidos para las 16 inyecciones son recogidos en una matriz de enteros, que es la que se utilizará, tras eliminar las medidas a dos y tres hilos, para la reconstrucción de la imagen. A modo de ejemplo, en las figuras 4.20 y 4.21 se muestran estas matrices adquiridas sobre resistencias y *phantoms* resistivos respectivamente, utilizando las dos estrategias de inyección disponibles: adyacente y polar y una frecuencia de 75 kHz.

-14423	13876	-13109	13217	-13140	13204	-13119	13149	-13139	13157	-13091	13052	-13123	13143	-13129	30000
13831	-14486	13938	-13163	13165	-13175	13183	-13137	13160	-13139	13103	-13157	13134	-13133	13179	-13151
-13144	13851	-14294	13847	-13187	13252	-13153	13157	-13143	13189	-13134	13077	-13145	13143	-13129	13172
13273	-13227	13760	-14178	13809	-13244	13315	-13221	13175	-13157	13226	-13217	13168	-13211	13180	-13227
-13115	13121	-13100	13840	-14449	13872	-13101	13141	-13110	13082	-13058	13047	-13098	13117	-13091	13126
13321	-13240	13287	-13245	13913	-14559	14108	-13249	13277	-13228	13226	-13256	13267	-13257	13280	-13265
-13187	13244	-13147	13217	-13175	13979	-14779	14182	-13188	13189	-13163	13166	-13196	13150	-13164	13172
13188	-13102	13157	-13105	13165	-13122	13972	-14959	14080	-13071	13095	-13099	13124	-13121	13149	-13147
-13139	13118	-13065	13109	-13114	13129	-13067	14152	-14929	13962	-13059	13047	-13085	13112	-13075	13172
13066	-13026	13060	-13039	13040	-13050	13067	-13018	13946	-14735	13750	-13052	13010	-13008	13041	-13037
-13057	13118	-13048	13092	-13084	13129	-13067	13114	-13065	13838	-14272	13705	-13084	13040	-13055	13053
13086	-13076	13157	-13084	13133	-13079	13151	-13060	13028	-13013	13729	-14390	13798	-13066	13051	-13074
-13207	13244	-13189	13307	-13238	13252	-13199	13263	-13203	13189	-13176	13848	-14632	13929	-13204	13250
13287	-13219	13278	-13226	13285	-13223	13308	-13221	13166	-13156	13207	-13217	13798	-14411	13966	-13240
-13232	13251	-13181	13228	-13238	13252	-13202	13272	-13235	13189	-13176	13179	-13216	13907	-14600	13999
30000	-13227	13280	-13191	13269	-13202	13302	-13221	13160	-13148	13208	-13217	13134	-13205	13881	-14624

Detección en fase - Inyección adyacente

29879	-16116	-763	846	-762	719	-697	653	-680	689	-797	754	-802	762	-745	30000
-15845	31014	-17572	-616	649	-646	625	-629	585	-589	606	-660	669	-664	644	-687
-524	-17066	32767	-15897	-511	518	-523	560	-573	492	-536	573	-586	519	-573	484
527	-536	-16743	30751	-14168	-563	605	-568	585	-589	472	-505	561	-623	582	-629
-595	597	-560	-16412	26035	-12243	-535	579	-583	591	-629	573	-552	620	-582	520
640	-678	741	-659	-13323	22869	-10909	-651	642	-686	677	-684	610	-663	727	-720
-705	695	-697	725	-663	-12012	21308	-8147	-680	688	-726	713	-725	620	-659	596
516	-536	570	-507	564	-569	-11082	17368	-10591	-592	542	-569	570	-645	582	-545
-518	691	-680	777	-646	647	-638	-10151	17911	-9132	-747	787	-721	704	-726	484
466	-514	554	-507	506	-517	524	-558	-8744	18433	-14179	-603	536	-606	582	-518
-417	383	-351	439	-400	400	-409	487	-505	-10592	24537	-12741	-529	476	-436	484
417	-450	461	-374	506	-517	500	-556	520	-559	-12338	23931	-12156	-573	582	-531
-433	493	-375	440	-424	420	-435	513	-519	493	-520	-12997	23199	-13920	-486	484
417	-415	466	-339	408	-408	479	-490	487	-508	406	-408	-12867	26618	-14720	-520
-386	389	-412	507	-381	389	-409	466	-486	448	-474	478	-526	-15129	27187	-13280
30000	-403	470	-422	506	-463	479	-495	501	-533	429	-462	536	-524	-14798	22780

Detección en cuadratura - Inyección adyacente

Figura 4.20 Matrices detectadas para la estrategia de inyección adyacente

-2272	-20627	-14720	-13817	-15359	-21045	-21915	21166	18376	12465	9739	8867	9510	11694	17422	20432
21846	-23295	-19840	-14921	-13669	-15104	-19514	-20589	22426	18828	11694	9346	8742	9381	11180	20176
18590	23446	-21917	-20545	-15044	-13764	-14093	-19821	-21833	22160	17862	11437	9374	8867	9124	13108
12107	19147	22360	-22573	-20628	-15209	-12856	-14445	-19405	-21504	21786	17876	11566	9510	8606	10689
9873	12424	18746	23260	-23845	-20863	-14253	-13189	-14221	-20315	-22099	20818	17850	11694	9124	10025
9253	10062	12080	19276	23856	-23599	-19833	-14592	-13064	-14994	-19424	-20224	22830	17991	11180	10666
9895	9530	9895	12594	19616	23948	-22245	-20251	-14565	-13851	-14459	-19651	-22469	21203	17348	13108
11925	9912	9035	9920	12465	19210	21332	-21315	-19456	-14825	-12843	-13963	-18966	-20465	20402	19790
18763	12465	9895	9510	10281	12700	18486	21316	-22661	-20703	-14445	-13056	-14221	-19712	-20489	17586
21974	18959	11951	9895	9422	10029	11566	18248	22460	-22373	-19241	-14043	-12693	-14163	-18577	-18944
-21593	23388	18450	12190	10024	9381	9286	11694	17605	22103	-21741	-19345	-13952	-12941	-13563	-21737
-20443	-23493	22410	19357	12594	10252	8908	9766	11790	18998	22853	-21429	-19497	-14467	-12549	-16025
-14607	-20333	-21760	22617	19140	12337	9380	8917	9381	12080	17734	20818	-22731	-19333	-13381	-14135
-13549	-15090	-20224	-23485	24416	19606	11849	9767	9113	10130	11823	17922	23002	-21760	-18793	-15815
-14469	-13357	-14336	-20479	-23241	23388	18222	11784	9510	9350	9486	11309	17422	20626	-20608	-21376
-20297	-15013	-13312	-15163	-20864	-23743	23078	18602	11951	10152	9124	9398	11566	17846	20934	-20555

Detección en fase – Inyección polar

Figura 4.21 Matriz detectada para la estrategia de inyección polar

Uno de los factores más importantes para comprobar la magnitud de los errores sistemáticos es el error de reciprocidad. Este error se basa en el principio de reciprocidad de Geselowitz presentado en el capítulo 3, por el que la tensión detectada en el par diferencial A, cuando la inyección se realiza en el par B es idéntica a la que se tiene en el par B cuando la inyección se realiza por el A. Este principio refleja la simetría que ha de cumplir la matriz de tensiones adquiridas, mostrando el error de reciprocidad el tanto por ciento de la diferencia entre las posiciones simétricas de la matriz de valores. Su ecuación es

$$\text{Error de reciprocidad} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{elec}} \sum_{j>i}^{N_{elec}} \frac{V_{ij} - V_{ji}}{V_{ij}}}{N_{elec} (N_{elec} - 3) / 2} \cdot 100\% \quad (4.34)$$

Velocidad de adquisición

La velocidad de adquisición de las imágenes viene limitada por tres factores: el tiempo de integración, el tiempo de hold y el tiempo de reset:

$$\text{Velocidad} = \frac{1}{(t_{int} + t_{hold} + t_{reset}) \cdot 16} \quad (4.35)$$

Mientras que el tiempo de hold y el de reset son constantes y permiten en ellos realizar la conversión de las señales y su transmisión hacia el PC, el tiempo de integración es un parámetro programable que relacionará la relación señal a ruido (número de períodos de señal utilizados en su demodulación) y la velocidad del sistema. El tiempo de integración será

$$t_{int} = \frac{N^{\circ} \text{ periodos}}{f} \quad (4.36)$$

Las gráficas de las figuras 4.22 y 4.23 muestran la salida de los demoduladores del sistema para dos tipos de medida. La medida denominada 'standard' es la más rápida ya que la máscara de ganancias de los canales amplificadores es fija en todos los casos, contrariamente a lo que sucede en la medida denominada 'custom'.

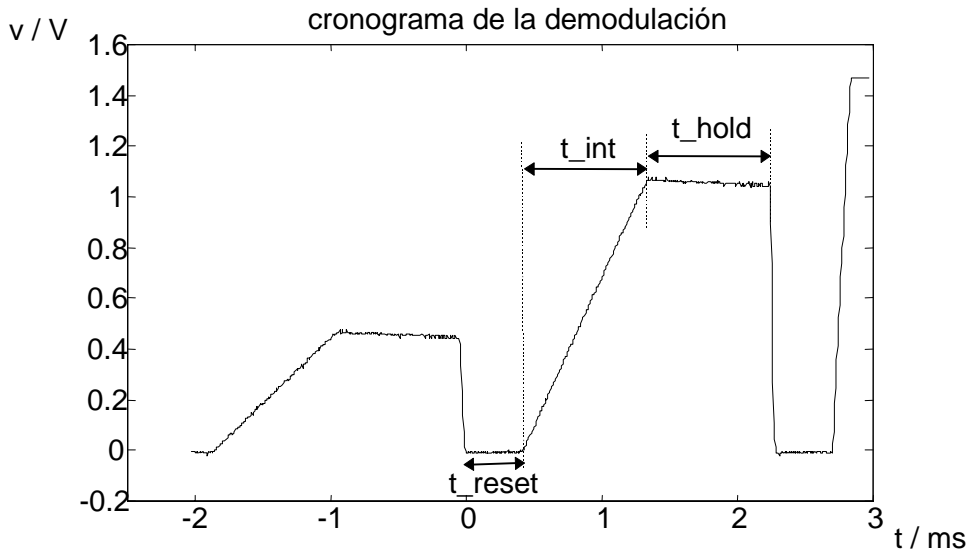


Figura 4.22 Medida de los tiempos de reset, integración y hold en una medida tipo 'standard'

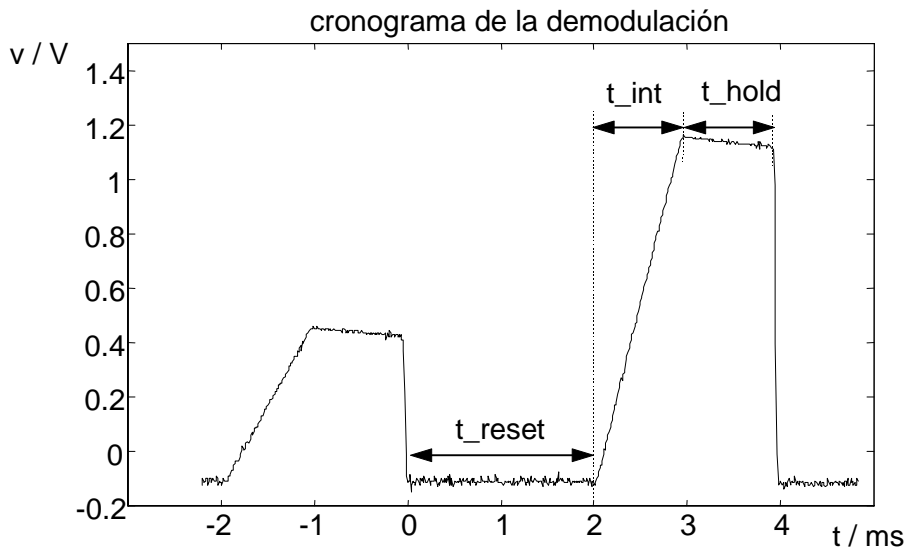


Figura 4.23 Medida de los tiempos de reset, integración y hold en una medida tipo 'custom'

El primer intervalo de tiempo es el de reset. Durante este tiempo se programan los *latches* de control y se descargan los condensadores de los amplificadores integradores. Se puede observar que, tal como era de esperar, el tiempo de reset es más largo en una medida tipo 'custom' que en una 'standard'. La relación existente es de 1:4 aproximadamente.

Como ya se ha comentado, el tiempo t_{int} , es el de integración de la señal demodulada, y relaciona la velocidad de adquisición con la relación señal a ruido de la señal detectada.

El tercer intervalo es el tiempo durante el cual el conversor analógico digital realiza las conversiones. Este tiempo es el más crítico a la hora de conseguir obtener 25 imágenes por segundo, ya que como se ve en la figura 4.23, su duración es superior a la del tiempo de reset en la medidas 'standard'. El factor limitante es el tiempo de ejecución de la rutina del microcontrolador que se encarga de ordenar las conversiones, ya que el conversor utilizado puede hacer conversiones hasta a 100 kSPS. Por esto esta rutina se ha realizado directamente en lenguaje ensamblador para reducir al máximo la duración de este intervalo.

En la tabla 4.4 se observan los valores conseguidos para estos tiempos en la señales de la figuras 4.22 y 4.23

	Tiempo de Integración (ms)	Tiempo de Hold (ms)	Tiempo de Reset (ms)	Velocidad Imágenes/s
<i>Standard</i>	0,9	0,9	0,40	28
<i>Custom</i>	0,9	0,9	2,00	16

Tabla 4.4 Velocidad del sistema de tomografía en función de la estrategia utilizada

En general la velocidad de adquisición en el prototipo desarrollado y para los dos tipo de imágenes será

$$\text{Velocidad}_{\text{stan.}} = \frac{1000}{20,8 + 16 \frac{N^0 \text{Periodos}}{f \text{ (kHz)}}} \text{ imágenes/s}$$

$$\text{Velocidad}_{\text{cust.}} = \frac{1000}{46,4 + 16 \frac{N^0 \text{Periodos}}{f \text{ (kHz)}}} \text{ imágenes/s}$$

En las gráficas siguientes (fig 4.24) se muestran las velocidades máximas alcanzadas en imágenes sobre phantoms de disolución salina, mostrándose, además, la relación existente esta velocidad y el error de reciprocidad (fig 4.25)

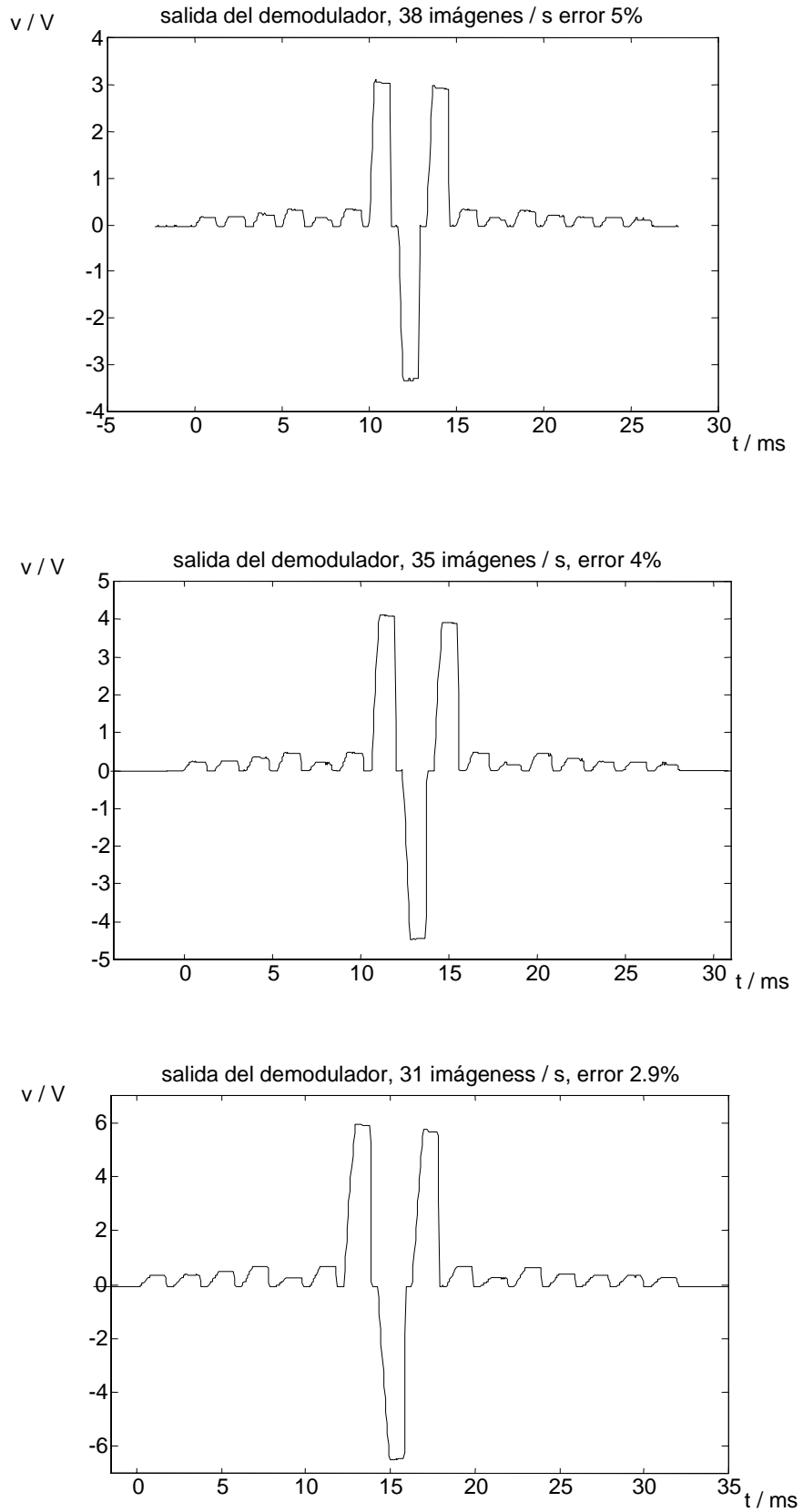


Figura 4.24 Adquisición de la señal demodulada para diferentes velocidades del sistema de tomografía

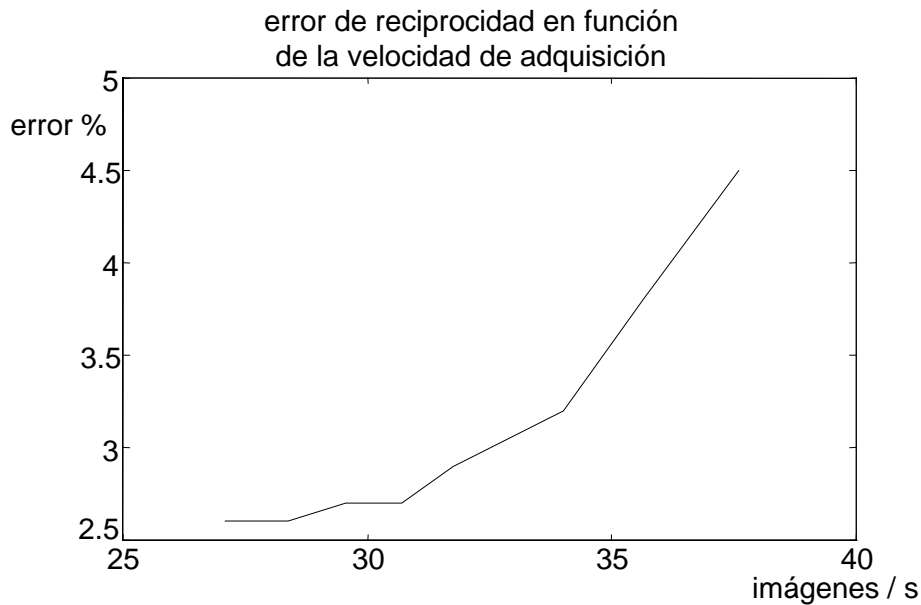


Figura 4.25 Error de reciprocidad conseguido sobre phantoms de disolución salina en función de la velocidad del sistema

Cálculos estadísticos

Para evaluar el error introducido por el sistema se ha obtenido un conjunto de series de medidas realizadas sobre phantoms salinos de 20 cm y 20 mm de diámetro de dimensión. Estas medidas se han realizado a diferentes velocidades de adquisición y se han procesado estadísticamente según los procedimientos presentados en (Rosell, 1989). Los resultados que se analizan son para la matrices de tensiones detectadas:

- Media de las matrices de datos
- Media normalizada respecto a la media de todos los valores de la serie
- Error de reciprocidad
- Desviación estándar
- Desviación estándar normalizada respecto a la media de cada posición
- Error de reciprocidad
- Las desviaciones standard normalizadas (parámetro NER, errores no calibrables)

A modo de ejemplo, a continuación se presentan los resultados correspondientes a una serie realizada con una frecuencia de inyección de 55 kHz y 110 periodos de integración.

0	0	7939	4384	9258	8140	8287	7927	8427	11404	12667	12929	16471	5651	9765	0
0	0	0	5453	2762	7899	7592	6891	7114	9396	10121	10012	12338	13936	5789	9840
7894	0	0	0	4379	2628	8119	6766	6593	8392	8604	8164	9684	10297	13374	5078
4410	5405	0	0	0	6033	3488	8576	7603	9023	8790	7916	9010	9078	10972	13054
9238	2693	4259	0	0	0	5249	2510	7022	7837	7196	6238	6814	6620	7688	8636
8195	7825	2591	6059	0	0	0	4878	2769	10037	8564	7128	7516	6984	7730	8276
8347	7554	7992	3355	5205	0	0	0	5013	4298	11698	9240	9261	8297	8784	9014
8064	6939	6762	8481	2505	4768	0	0	0	7386	4511	11651	10897	9284	9395	9038
8397	6989	6459	7412	6900	2659	5053	0	0	0	7272	4453	13618	10974	10618	9946
11450	9277	8211	8837	7678	9824	4263	7337	0	0	0	8954	6609	16754	15435	13955
12803	10108	8502	8657	7105	8459	11644	4522	7275	0	0	0	10764	6559	19046	16403
13143	10073	8199	7904	6280	7095	9266	11637	4484	8969	0	0	0	8770	6465	17741
16720	12402	9657	8953	6794	7412	9225	10880	13580	6537	10686	0	0	0	10202	7120
5851	14169	10321	9049	6633	6912	8241	9235	10948	16713	6462	8731	0	0	0	10303
9845	5847	13442	10875	7601	7623	8683	9341	10542	15358	18798	6303	10042	0	0	0
0	10022	5149	13180	8654	8250	8982	8966	10028	14075	16389	17642	7043	10154	0	0

Tabla 4.5 Matriz de medias

0	0	911	503	1062	934	951	910	967	1309	1454	1484	1890	648	1121	0
0	0	0	626	317	906	871	791	816	1078	1161	1149	1416	1599	664	1129
906	0	0	0	502	301	932	776	756	963	987	937	1111	1182	1535	583
506	620	0	0	0	692	400	984	872	1035	1009	908	1034	1042	1259	1498
1060	309	489	0	0	0	602	288	806	899	826	716	782	760	882	991
940	898	297	695	0	0	0	560	317	1152	983	818	862	801	887	950
958	867	917	385	597	0	0	0	575	493	1343	1060	1063	952	1008	1034
925	796	776	973	287	547	0	0	0	847	517	1337	1251	1065	1078	1037
964	802	741	851	792	305	580	0	0	0	834	511	1563	1259	1219	1141
1314	1065	942	1014	881	1127	489	842	0	0	0	1028	747	1923	1772	1602
1469	1160	976	993	815	971	1336	519	835	0	0	0	1235	753	2186	1883
1508	1156	941	907	720	814	1063	1335	514	1029	0	0	0	1006	742	2036
1919	1423	1108	1027	780	851	1059	1249	1559	750	1226	0	0	0	1171	817
671	1626	1184	1038	761	793	946	1060	1256	1918	741	1002	0	0	0	1182
1130	671	1543	1248	872	875	996	1072	1210	1763	2158	723	1152	0	0	0
0	1150	591	1513	993	947	1031	1029	1151	1615	1881	2025	808	1165	0	0

Tabla 4.6 Matriz de medias normalizadas

0	0	5	-5	1	-6	-7	-16	3	-3	-10	-16	-15	-35	-8	0
0	0	0	9	25	8	4	-6	17	12	0	-6	-4	-16	-10	-18
5	0	0	0	25	13	16	0	19	21	11	-4	2	-1	-5	-13
-5	9	0	0	0	-4	37	11	24	20	15	1	6	3	8	-10
1	25	25	0	0	0	8	3	17	20	13	-5	2	-1	11	-2
-6	8	13	-4	0	0	0	23	37	21	12	4	12	9	13	3
-7	4	16	37	8	0	0	0	-8	8	5	-2	3	6	11	2
-16	-6	0	11	3	23	0	0	0	5	-3	1	1	4	5	7
3	17	19	24	17	37	-8	0	0	0	-1	-5	2	2	7	-8
-3	12	21	20	20	21	8	5	0	0	0	0	-4	2	5	-8
-10	0	11	15	13	12	5	-3	-1	0	0	0	7	15	12	1
-16	-6	-4	1	-5	4	-2	1	-5	0	0	0	0	3	25	5
-15	-4	2	6	2	12	3	1	2	-4	7	0	0	0	16	11
-35	-16	-1	3	-1	9	6	4	2	2	15	3	0	0	0	14
-8	-10	-5	8	11	13	11	5	7	5	12	25	16	0	0	0
0	-18	-13	-10	-2	3	2	7	-8	-8	1	5	11	14	0	0

Tabla 4.7 Matriz de errores de reciprocidad*1000

0	0	8	0	6	1	8	1	1	7	9	2	8	1	1	0
0	0	0	4	0	1	1	0	0	4	3	6	6	4	2	1
4	0	0	0	6	0	2	1	2	1	8	5	4	7	10	6
5	0	0	0	0	3	0	3	8	1	6	3	7	5	5	5
1	0	0	0	0	0	1	0	6	8	7	5	6	3	0	8
8	1	2	0	0	0	0	4	0	2	4	1	8	4	7	8
1	5	6	1	1	0	0	0	0	6	3	1	8	3	1	5
7	0	6	9	0	2	0	0	0	8	6	8	3	9	10	2
8	8	8	1	5	2	7	0	0	0	8	2	10	10	10	7
10	9	5	8	2	9	7	9	0	0	0	10	3	12	12	9
3	1	4	5	7	8	5	2	4	0	0	0	1	0	8	9
9	7	6	4	4	7	7	8	0	1	0	0	0	0	0	8
9	6	1	6	0	2	8	8	5	1	8	0	0	0	5	3
0	7	4	1	6	1	1	1	5	9	6	1	0	0	0	4
2	6	4	9	8	6	8	6	1	6	8	4	9	0	0	0
0	7	6	6	4	5	8	3	4	8	9	8	0	8	0	0

Tabla 4.8 Matriz de desviaciones estándar

0	0	101	14	73	12	106	18	17	68	75	22	49	30	10	0
0	0	0	77	0	18	17	10	7	46	31	62	53	32	39	17
59	0	0	0	145	12	28	25	34	20	103	64	42	75	80	124
130	12	0	0	0	55	0	35	106	16	74	49	83	61	46	45
16	0	18	0	0	0	22	0	91	103	101	83	95	54	7	93
98	14	108	3	0	0	0	87	12	23	47	22	119	59	95	100
14	69	84	32	24	0	0	0	4	141	32	18	88	43	17	58
93	12	92	115	0	48	0	0	0	121	134	73	29	107	108	32
107	120	131	15	81	80	152	0	0	0	120	67	78	92	94	72
93	106	61	91	35	98	165	130	0	0	0	122	49	76	82	67
31	18	57	58	107	96	46	65	56	0	0	0	14	1	46	55
68	71	76	58	77	104	76	76	5	12	0	0	0	5	8	45
56	54	17	74	11	30	93	81	40	27	83	0	0	0	52	52
14	51	39	12	103	20	20	16	48	59	93	15	0	0	0	40
21	118	36	86	107	83	95	65	18	43	45	68	90	0	0	0
0	71	132	49	50	69	97	41	46	59	60	49	7	87	0	0

Tabla 4.9 Matriz de las desviaciones estándar normalizadas *10000.

Media de los errores de reciprocidad = 0.0127

Media de las desviaciones standard normalizadas NER = 0.003

Además, se muestra la evolución de estos dos últimos parámetros (NER y error de reciprocidad) con la velocidad de adquisición en las figuras 4.26 y 4.27

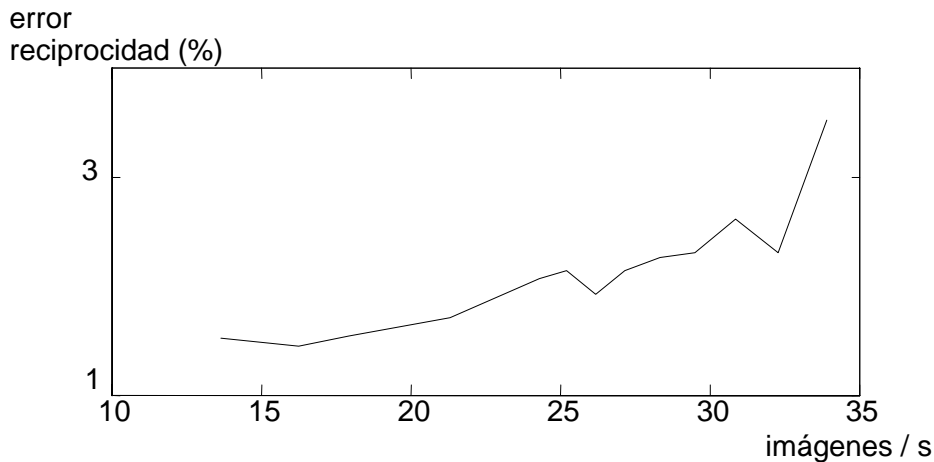


Figura 4.26 Evolución del error de reciprocidad con la velocidad del sistema

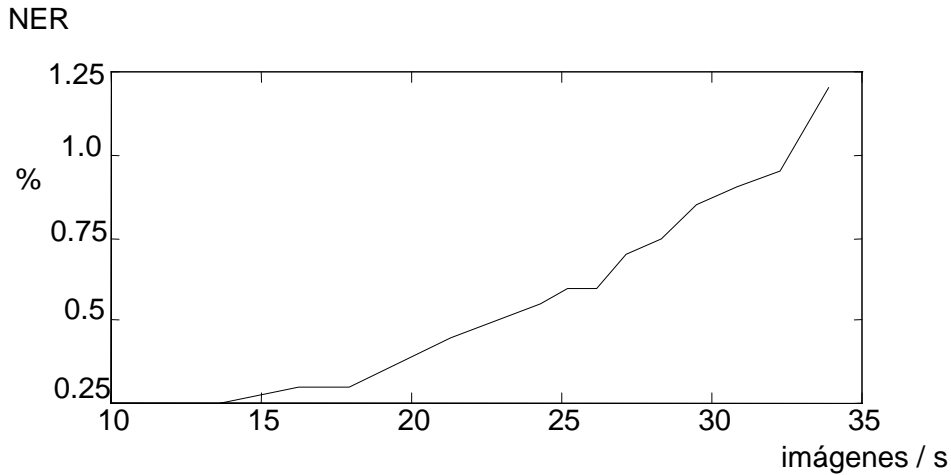


Figura 4.27 Evolución del factor NER con la velocidad del sistema

Imágenes reconstruidas

En este último punto se muestran algunas de las imágenes adquiridas por el sistema de tomografía, que han sido realizadas sobre phantoms salinos y que nos han permitido realizar su validación. En ellas se han utilizando las estrategias de inyección adyacente y polar, así como el sincronismo de ECG, y muestran o la colocación de elementos cilíndricos con mayor y menor conductividad que la disolución salina o el efecto de incremento y dismunución del nivel de disolución y por tanto de impedancia, que provoca un movimiento pendular sobre el *phantom*

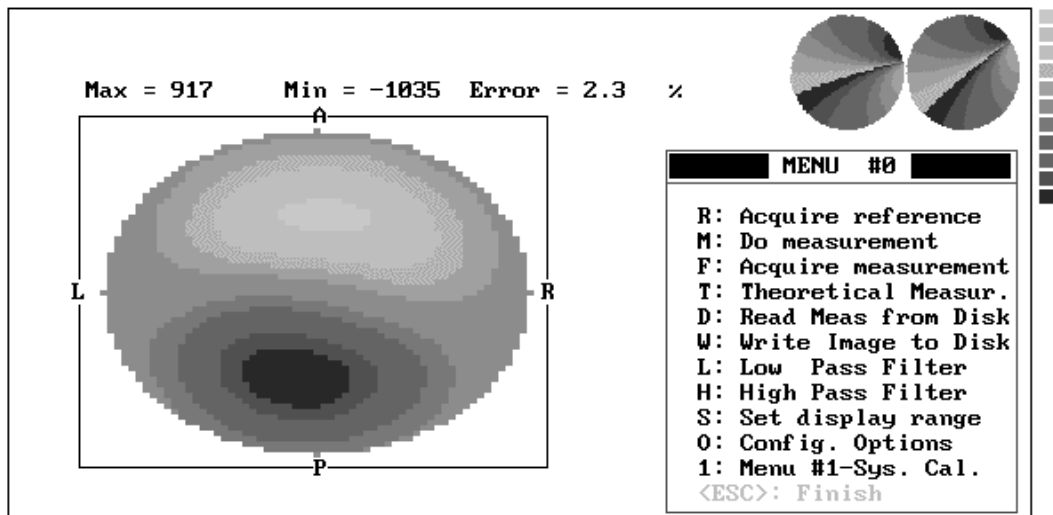


Figura 4.28 Imagen dinámicas con estrategia de inyección adyacente

Resumen del capítulo

En este capítulo se ha descrito el prototipo de investigación diseñado. Como principales características a destacar podemos citar que el sistema es un sistema en tiempo real, ya que permite adquirir 25 imágenes por segundo, pudiéndose seleccionar la adquisición de la parte real o de la parte imaginaria de la impedancia y la estrategia de inyección deseada, adyacente o polar. El margen frecuencial en el que trabaja abarca desde los 10 kHz hasta los 250 kHz, permitiéndonos caracterizar la relajación β de los tejidos.

El estudio realizado en el tema de generación de señal ha permitido poner de manifiesto cuál es la influencia real que tienen los armónicos en el error del sistema. Se ha demostrado que con una demodulación síncrona y una señal de referencia cuadrada, la influencia del tercer armónico queda atenuada en 9,5 dB, pudiéndose llegar prácticamente a los 20 dB si se realiza además una calibración con una red RC a dos frecuencias, una superior y otra inferior de la frecuencia de corte de dicha red. Esto permite conseguir un error del 0,1% aunque la atenuación del tercer armónico del generador de funciones sea tan sólo de 40 dB.

La demodulación era una parte crítica del diseño, ya que al ser un sistema semiparalelo se necesitaba un demodulador por cada uno de los 16 canales de adquisición utilizados con lo que supone de incremento de volumen y de coste. Por ello, se ha realizado un estudio detallado de las diferentes técnicas que se pueden emplear en su realización. De todas ellas se ha profundizado en la de muestreo síncrono y en concreto en la utilización de la técnica de capacidades flotantes, que ya había sido probada en medidas de plestimografía de impedancia eléctrica. Los principales inconvenientes de la utilización del muestreo síncrono son: la influencia de la incertidumbre del tiempo de muestreo (*jitter*) en el error del sistema y el incremento de bandas abiertas al ruido que tiene este demodulador, con la consecuente disminución de la relación señal a ruido. Por ejemplo, para tener un error debido al *jitter* por debajo del de cuantificación de un conversor de 16 bits, hace falta, para una frecuencia portadora de 100 kHz, tener una incertidumbre en el muestreo inferior a los 25 ps. En cuanto al problema del incremento de ruido podría solucionarse con un filtro paso banda a la entrada del demodulador si el sistema trabajara con una sola frecuencia, pero como el ancho de banda de nuestro sistema abarca de los 10 kHz hasta los 250 kHz, a bajas frecuencias la eficacia de este filtro paso banda sería mucho menor que a altas frecuencias, provocando a estas frecuencias una relación señal a ruido por debajo de las especificaciones del sistema. El demodulador implementado finalmente ha sido un conmutador síncrono con referencia cuadrada. La utilización de una referencia cuadrada sólo hace disminuir en 0,9 dB la relación señal a ruido respecto a la utilización de una referencia senoidal, simplificando a cambio el diseño del generador de señal. De este demodulador se han estudiado sus limitaciones y fuentes de error, así como las estrategias óptimas para su calibración.

Otro punto destacable del sistema es el circuito de realimentación de modo común. Se pretende disminuir el error que provoca la tensión en modo común, no sólo a base de

aumentar el CMRR de las diferentes etapas diferenciales de adquisición, sino mediante la realimentación de una "muestra" de la tensión en modo común presente, en el momento de realizar la medida, en otros electrodos detectores. Esta tensión no es aplicada con un electrodo extra sobre el objeto a medir, sino que se introduce en el lazo cerrado del sistema a través del punto medio de la fuente inyectora, evitándose de esta forma la modificación de las líneas de corriente que provoca el uso del electrodo extra y la disminución de la impedancia de salida de la fuente.

La validación del sistema con *phantoms* de disoluciones salinas nos ha permitido cuantificar los errores de reciprocidad y NER en función de su velocidad. Por ejemplo, para 25 imágenes/s se obtiene un error de reciprocidad del 2,5% y un NER del 0,5%.