TESIS DE MÁSTER

SISTEMA DE MEDIDA DE ESPECTROSCOPIA DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA EN EL RANGO 100 kHz – 20 MHz PARA APLICACIONES BIOMÉDICAS

Autor: Jesús Martínez Teruel

Director: Ramon Bragós Bardia

Índice

1. Introducción y objetivos 1
1.1. Introducción 1
1.2. Objetivos 2
1.3. Antecedentes 4
1.4. Interés 4
1.5. Método 5
1.5.1. Tareas 5
1.5.2. Herramientas 6
1.6. Contenido de los capítulos 7
2. Espectroscopia de impedancia eléctrica y sus aplicaciones 9
2.1. Bioimpedancia. Aplicación a la medida de suspensiones celulares 9
2.2. Bioimpedancia. Aplicación a la caracterización de tejidos 15
2.3. Sistemas de medida de Bioimpedancia 15
2.3.1. Sistemas aplicables a Bioimpedancia 17
2.3.1.1. Sistema basado en la medida de tensión y corriente 18
2.3.1.2. Medida basada en puente autobalanceado 19
2.3.2. Estructura general del sistema de medida 20
3. Diseño a nivel de bloques del sistema de medida 22
3.1. Especificaciones 22
3.2. Diagrama de bloques 23
3.3. Funciones de cada bloque 24
4. Diseño y realización 26
4.1. Diagrama de bloques y selección de componentes 26
4.1.1. Etapa de amplificación y demodulación 27
4.1.1.1 Amplificador de ganancia variable 29
4.1.1.2 Demodulación 30
4.1.2. Etapa de generación de señal y acondicionamiento 31
4.1.2.1. Sintetizador digital directo de señal DDS 33
4.1.2.2. Acondicionamiento de señal 36
4.1.3. Etapa de filtrado 38
4.1.3.1. Amplificador de transimpedancia (convertidor I/V) 39

4.1.3.2. Filtro activo paso bajo (orden 2 Chebyshev con rizado de 1dB en la banda pasante)..... 40
4.1.3.3. Filtro resultante 41
4.1.4. Etapa de alimentación 42
4.1.5. Convertidores A/D y D/A 43
4.1.6. Componentes de desacoplo del ruido HF 44
4.1.7. Conectores 45
4.2. Pruebas con placas de evaluación 46
4.2.1. AD8333-EVAL 46
4.2.2. AD9958-EVAL 50
4.2.2.1. Interficie AD9958-EVAL Software 51
4.2.3. Interconexión de los diferentes módulos 55
4.3. Layout 56
4.4. Front-end 63
5. Medidas de caracterización 65
5.1. Caracterización de la placa Z-SPECT 65
5.1.1. Tensión de salida en función de la amplitud de entrada 67
5.1.2. Tensión de salida en función de la fase de la señal de entrada 68
5.1.3. Ruido y derivas de la tensión de salida en función de la temperatura ambiente 70
5.1.4. Pureza espectral del generador de señal de entrada 74
5.1.5. Caracterización del filtro activo paso bajo 77
5.2. Caracterización del Front-end 79
5.2.1. Respuesta frecuencial del amplificador de transimpedancia (I/V) 79
5.2.2. Respuesta frecuencial del amplificador de instrumentación 81
5.2.2.1. Modo Común 81
5.2.2.2. Modo Diferencial 83
5.2.3. Respuesta frecuencial de la relación V(V)/V(I) 85
5.2.3.1. Medida de resistencias 86
5.2.3.2. Medida de redes 88
5.3. Caracterización del sistema de medida de impedancias 90
5.3.1. Medida de resistencias 90
5.3.2. Medida de redes 92

6. Ejemplos de aplicación 94
6.1. Medida de redes RC 94
6.2. Medidas de impedancias dinámicas 104
6.2.1. Monitorización de la respiración 104
6.2.2. Medida de sedimentación de biomasa 105
7. Conclusiones y perspectivas de futuro 108
8. Referencias bibliográficas 111

ANEXO A. Medidas de caracterización
A-1 Caracterización de la placa Z-SPECT
A-2 Caracterización del sistema de medida de impedancias

ANEXO B. Análisis estadístico
Análisis del ruido en la caracterización de Z-SPECT para una medida de 5 segundos con un Ts = 5 ms (1000 muestras)

ANEXO C. Esquemas eléctricos
C-1 Placa Z-SPECT
C-2 Front-end
C-3 Placa de conexión AD9958/AD8333
C-4 AD8333-EVAL
C-5 AD9958-EVAL
C-6 Diagrama de bloques LabVIEW

ANEXO D. Especificación de componentes
D-1 Placa Z-SPECT
D-2 Front-end

Índice de figuras

Figura 1. *Relajaciones de la permitividad (ϵ) y conductividad (σ) [Drago, 1984]* 10
Figura 2. *Representación simplificada de la corriente de alta (AF) y baja frecuencia (BF) en un material biológico* 12
Figura 3. *Modelo circuital de la suspensión celular* 12
Figura 4. *Variación de la impedancia en función de la densidad volumétrica de impedancia* .. 14
Figura 5. *Módulo y fase de la impedancia de diferentes tejidos [Rigaud, 1995]* 16
Figura 6. *Diferentes métodos de medida de impedancia [Back to basics, HP]* 16
Figura 7. *Medida de impedancia mediante el método V-I* 19
Figura 8. *Medida de impedancia mediante el puente autobalanceado* 19
Figura 9. *Diagrama de bloques genérico de un sistema de medida de impedancia eléctrica* ... 20
Figura 10. *Diagrama de bloques del sistema de medida* 23
Figura 11. *Diagrama de bloques del sistema de medida a bajo nivel* 26
Figura 12. *Diagrama de bloques simplificado de la etapa de amplificación y demodulación* .. 28
Figura 13. *Esquema eléctrico de la etapa de amplificación y demodulación* 28
Figura 14. *Diagrama de bloques del AD8332* 29
Figura 15. *Diagrama de bloques del AD8333* 30
Figura 16. *Diagrama de bloques simplificado de la etapa de generación y acondicionamiento* 32
Figura 17. *Esquema eléctrico de la etapa de generación y acondicionamiento* 32
Figura 18. *Diagrama de bloques del AD9958* 33
Figura 19. *Respuesta frecuencial del filtro SCLF-95+ con Fco = 95 MHz* 35
Figura 20. *Diagrama de bloques del AD9515* 36
Figura 21. *Conexión en cascada del convertidor I/V y el filtro paso bajo* 39
Figura 22. *Respuesta frecuencial del amplificador de transimpedancia utilizando el modelo del AD8021* 40
Figura 23. *Respuesta frecuencial del amplificador de transimpedancia utilizando el modelo del AD8065* 41
Figura 24. *Respuesta frecuencial del filtro resultante utilizando los modelos del AD8021 y AD8065* 41
Figura 25. *Reguladores utilizados en la etapa de alimentación* 43
Figura 26. *Convertidores A/D y D/A a utilizar en la placa Z-SPECT* 44
Figura 27. *Ejemplos del desacoplo del ruido de alta frecuencia* 45

Figura 28. *Conectores utilizados en la placa Z-SPECT* 46
Figura 29. *Conexionado de la placa de evaluación AD8333-EVAL* 47
Figura 30. *Evolución temporal de I1 (traza verde) y Q1 (traza rosa) para diferentes desfases a f_o=1 kHz* 48
Figura 31. *Valor DC de las componentes de salida I1, Q1 del demodulador a f_o=1 kHz* 49
Figura 32. *Conexión de la placa de evaluación AD9958-EVAL* 51
Figura 33. *Interficie de usuario de la placa AD9958-EVAL* 52
Figura 34. *Modo de comunicación* 53
Figura 35. *Mensaje de habilitación VCO gain* 53
Figura 36. *Conexionado entre los diferentes módulos* 55
Figura 37. *Disposición de componentes en la capa superior* 57
Figura 38. *Disposición de pistas en la capa superior* 58
Figura 39. *Primera capa intermedia correspondiente al plano de masa* 59
Figura 40. *Segunda capa intermedia correspondiente al plano de alimentación* 60
Figura 41. *Disposición de pistas de la capa inferior externa* 60
Figura 42. *Placa Z-SPECT (versión definitiva)* 61
Figura 43. *Localización del error de fabricación de la Placa Z-SPECT* 62
Figura 44. *Diagrama de bloques del Front-end* 63
Figura 45. *Vista superior e inferior del Front-end (sensor de temperatura no montado)* 64
Figura 46. *Conexionado utilizado para la caracterización de la placa Z-SPECT* 66
Figura 47. *Panel LabVIEW utilizado para la caracterización de la placa Z-SPECT* 66
Figura 48. *Componentes de salida de la placa Z-SPECT a 1 MHz* 67
Figura 49. *Error de linealidad de las salidas a 1 MHz* 68
Figura 50. *Componentes de salida de la placa Z-SPECT a 1 MHz* 69
Figura 51. *Error absoluto de las salidas a 1 MHz* 70
Figura 52. *Evolución temporal de la temperatura, el módulo y la fase* 71
Figura 53. *Variación de la tensión de salida y el módulo calculado de Z con la temperatura ambiente* 72
Figura 54. *Evolución del módulo de la impedancia* 73
Figura 55. *Evolución de la fase de la impedancia* 73
Figura 56. *Armónico fundamental y primer armónico para 1 MHz* 75
Figura 57. *Armónico fundamental y primer armónico para 10 MHz* 75
Figura 58. *Armónico fundamental y primer armónico para 10 MHz y amplitud mitad* 76
Figura 59. *Armónico fundamental a 10 MHz y ruido plano* 76

Figura 60. *Respuesta frecuencial (módulo y fase) del filtro activo paso bajo* *78*
Figura 61. *Circuito de medida del amplificador de transimpedancia (I/V)* *79*
Figura 62. *Respuesta frecuencial (módulo y fase) del convertidor I/V* *80*
Figura 63. *Circuito de medida del amplificador diferencial en modo común* *81*
Figura 64. *Respuesta frecuencial del amplificador diferencial en modo común* *82*
Figura 65. *Circuito de medida del amplificador diferencial en modo diferencial* *83*
Figura 66. *Respuesta frecuencial del amplificador diferencial en modo diferencial* *84*
Figura 67. *Circuito de medida de la relación V(V)/V(I)* *85*
Figura 68. *Adaptación para la medida de resistencias y redes* *85*
Figura 69. *Esquema de la red a medir* *86*
Figura 70. *Respuesta frecuencial de la relación V(V)/V(I) para diferentes resistencias* *87*
Figura 71. *Red con f_o = 1MHz y 20% relajación* *88*
Figura 72. *Respuesta frecuencial de la relación V(V)/V(I)*
para la red RC en la zona de interés *89*
Figura 73. *Conexionado para la caracterización del sistema de medida* *90*
Figura 74. *Resistencia medida y regresión lineal de cada intervalo a 1 MHz* *91*
Figura 75. *Error absoluto en la medida de resistencias* *91*
Figura 76. *Módulo y fase de la red en tres puntos frecuenciales* *93*
Figura 77. *Modelo circuital de la suspensión celular* *94*
Figura 78. *Respuesta frecuencial de las diferentes redes obtenida mediante Spice a 1 MHz* *97*
Figura 79. *Módulo y fase de R2 teórica y medida con el HP4192A* *99*
Figura 80. *Módulo y fase para la RED 1 obtenido mediante los diferentes métodos* *101*
Figura 81. *Módulo y fase para la RED 2 obtenido mediante los diferentes métodos* *102*
Figura 82. *Módulo y fase para la RED 3 obtenido mediante los diferentes métodos* *103*
Figura 83. *Evolución de la medida de impedancia de la respiración* *104*
Figura 84. *Conexionado para la medida de la sedimentación de biomasa* *105*
Figura 85. *Evolución temporal del módulo y la fase de la medida de biomasa* *106*
Figura 86. *Detalle de la sedimentación al final de la medida* *107*

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Introducción

El desarrollo de cultivos celulares y de procesos de fermentación hace necesario medir la concentración de biomasa. Este parámetro permite, entre otras cosas, determinar la velocidad de crecimiento celular que se produce en un biorreactor.

La medida de las características eléctricas pasivas de las suspensiones celulares permite determinar la concentración de biomasa y medir su velocidad de crecimiento. Existen otros métodos que permiten controlar este parámetro basados en la medida de las propiedades físicas de las células de la suspensión.

Hay una relación directa entre la medida de la impedancia eléctrica de la biomasa y la concentración de ésta. La medida de impedancia se realiza aplicando una corriente variable en frecuencia. El comportamiento celular varía en función de la frecuencia de la señal inyectada debido a la estructura interna que tiene. Este diferente comportamiento se puede observar en el espectro frecuencial de la impedancia de la suspensión. La variación de la impedancia, llamada relajación o dispersión, se produce a determinadas frecuencias. En concreto, la relajación que aporta la información sobre el parámetro de interés es la llamada relajación β típicamente centrada en la banda 1-30 MHz para el caso de suspensiones celulares.

El comportamiento eléctrico de las suspensiones celulares en la región de relajación β servirá para obtener un modelo eléctrico de parámetros concentrados que represente los diferentes fenómenos de conducción eléctrica que se producen y que junto a los estimadores de densidad de biomasa permitan obtener información sobre la composición del estado de la muestra.

Para determinar los parámetros de este modelo es necesario medir con exactitud la impedancia como mínimo a dos frecuencias, antes y después de la relajación o, como mínimo, el cambio relativo entre ellas. Esto implica utilizar un sistema de medida de impedancia con una resolución del orden del 0,1 % y con un margen frecuencial de hasta 20-30 MHz.

Una alternativa es utilizar modelos que permiten aproximar el espectro de impedancia de biomasa a partir de unas curvas de comportamiento similar (Modelo de Cole-Cole). Por tanto, en vez de determinar el estimador de crecimiento de biomasa a partir de una medida de alta frecuencia y otra de baja frecuencia, lo que se realiza es medir la impedancia mediante barrido frecuencial en donde la frecuencia máxima esté limitada por la tecnología. Estos valores medidos servirán para aproximar a partir del ajuste al Modelo de Cole-Cole el espectro completo y a partir de los parámetros de éste se obtendrá el estimador de biomasa.

Hay otras aplicaciones de la medida de impedancia en materiales biológicos, pero la de densidad de biomasa es la que exige mayores prestaciones al sistema de medida.

Esta medida de bioimpedancia se realiza a partir de un sistema complejo de medida. Puede estar basado en un instrumento comercial adaptado o un sistema hecho a medida. En los dos casos consta básicamente de un generador programable en frecuencia y una etapa frontal que inyecta una corriente a la biomasa y que mide a partir de unas sondas llamadas electrodos la corriente drenada y la tensión. Como se necesita la información del módulo y la fase, se hará servir un demodulador que traslade la información a banda base, para posteriormente ser adquirida por un convertidor A/D con suficiente resolución. Una vez adquiridas las muestras de tensión y corriente en fase y cuadratura, la información será procesada para obtener el valor de impedancia (módulo y fase).

1.2 Objetivos

El objetivo de este proyecto es diseñar e implementar el núcleo de un sistema modular de medida de bioimpedancia. El diseño de dicho núcleo se basará en un demodulador concreto de prestaciones avanzadas de Analog Devices que condicionará el resto de componentes que lo integren.

Durante la fase de diseño de cada una de las partes se utilizarán como herramientas de validación diferentes placas de evaluación que ofrece Analog Devices con el objetivo de aumentar la probabilidad de éxito del diseño.

En cuanto a la implementación, el diseño final se montará en una PCB de tal manera que se pueda realizar su caracterización como un componente más del sistema de medida. De esta manera, se podrá conocer la contribución de cada componente al error cometido en la medida de bioimpedancia.

Para la realización de medidas de bioimpedancia, además del núcleo a diseñar en este proyecto, se utilizará una etapa frontal caracterizada previamente y un sistema de adquisición que permita el procesado de la información obtenida.

Estas son las especificaciones iniciales del núcleo de medida:

1. Generador de señal de dos canales programables independientemente (en frecuencia, amplitud y fase)

    - Rango frecuencial: 10 kHz – 20 MHz (canal 1), 40 kHz – 80 MHz (canal 2)
    - Salidas en tensión referida a GND (canal 1 f_o senoidal, canal 2 $4f_o$ cuadrada)
    - SFDR de salida 50 dB (mínimo)

2. Etapa de demodulación

    - Demodulador AD8333 I/Q (en fase y cuadratura) de doble canal

        - Entradas RF (f_o) en tensión modo diferencial
        - Entrada LOC ($4f_o$ oscilador local) en tensión modo diferencial
        - Referencias en fase y cuadratura generadas internamente por el integrado a partir de la señal de frecuencia $4f_o$

    - Posibilidad de amplificación previa de las entrada RF del demodulador mediante amplificador de ganancia variable (VGA)

3. Comunicación serie SPI para las operaciones de lectura/escritura del procesador externo al núcleo

4. Previsión de montaje de un convertidor A/D para la adquisición de medidas y un convertidor D/A para programar la ganancia del VGA

1.3 Antecedentes

En el Laboratorio de Instrumentación electrónica y biomédica del DEE y, más concretamente en el Grupo de Espectroscopia y Tomografía de impedancia eléctrica, se han desarrollado varios sistemas de medida de bioimpedancia para aplicarlos a casos específicos, aunque ninguno de ellos cubre el margen frecuencial deseado con prestaciones suficientes.

Por un lado hay sistemas completos (proyecto Haemoscan, proyecto CardioZ) que al ser para aplicaciones en humanos sólo llegan a 1 MHz. Por otro lado hay placas de generación [Bonet, 2002] que han sido integradas en un sistema cuyo demodulador digital cubre también el margen frecuencial hasta 1 MHz pero no hasta 20 MHz.

1.4 Interés

La introducción en el mercado de componentes electrónicos avanzados para realizar las funciones de demodulación con un ancho de banda que va desde DC hasta decenas de MHz y un tamaño mínimo despiertan el interés por diseñar un sistema de medida de biomasa reducido y con suficiente exactitud.

Desde el punto de vista de aplicación, el nuevo diseño pretende satisfacer las necesidades crecientes en sistemas de medida que ya funcionan pero que están quedando obsoletos de forma natural debido al paso de los años y a la aparición, antes comentada, de nuevos componentes con prestaciones elevadas.

Se pretende que el diseño forme parte de una estructura modular y distribuida de tal manera que cada módulo realice unas funciones de forma independiente utilizando un bus de comunicaciones y en donde sea posible escoger en cualquier momento el módulo más conveniente atendiendo a las prestaciones que ofrezca y las necesidades que se requieran. De esta forma, la actualización de cada uno de los módulos podrá ser individual y dependerá de las necesidades, el presupuesto y la tecnología existente.

1.5 Método

1.5.1 Tareas

La realización de este trabajo se puede desglosar en las siguientes etapas:

1. Análisis de las limitaciones actuales en la medida de biomasa a partir de la información obtenida y fijar unas especificaciones iniciales del diseño

2. Desarrollo del diseño

    - Análisis de las características técnicas del demodulador sobre el cual se condicionará el resto del diseño

    - Pruebas con la placa de evaluación del demodulador con el objeto de verificar su funcionamiento y el cumplimiento de las especificaciones fijadas dentro del diseño

    - Definición de la estructura general de bloques

    - Pruebas con la placa de evaluación del DDS con vistas a formar parte del diseño

    - Interconexión de los diferentes bloques. Comprobación de funcionamiento y limitaciones

    - Selección del resto de componentes del diseño

    - Diseño de esquemas, pedido de materiales y elaboración del layout de la PCB

3. Implementación del diseño. Montaje de la placa una vez recibida del fabricante, verificación de errores y comprobación de funcionamiento

4. Caracterización

5. Medidas de aplicación

1.5.2 Herramientas

1. Las herramientas CAD utilizadas han sido ORCAD v9.2 para generar los esquemas eléctricos y Ultiboard v9 de National Instruments para el trazado de pistas de la PCB

2. Para la fase de desarrollo del diseño se han utilizado las placas de evaluación de Analog Devices

    - AD8333-EVAL
    - AD9958-EVAL

3. La fabricación de la PCB se ha realizado en la empresa LAB CIRCUITS, S.A. a partir de los ficheros gerber que se le han suministrado

4. Del montaje de la PCB realizado en el laboratorio destacar la utilización del microscopio Kyowa (ocular 20x/11, zoom 0,6x-3x) y una estación de soldadura JBC para componentes SMD

5. La programación de la PCB diseñada se ha realizado utilizando la líneas SPI accesibles de la placa AD9958-EVAL. La programación de esta placa de evaluación se ha realizado vía USB utilizando la interficie que la acompaña

6. Para la adquisición de las tensiones de salida se ha utilizado

    - Tarjeta adquisición NI DAQPad-6016 y entorno SIGNAL EXPRESS v1.0
    - Placa de adquisición modular desarrollada en el laboratorio [Sánchez, 2006] y entorno LabVIEW 8.2

7. Para el procesado de las medidas EXCEL 2003, SIGMAPLOT 2001, SIGMASTAT 3.1 y MATLAB v7.0.4

8. Destacar el instrumental utilizado del laboratorio:

    - Generador de funciones Agilent 33250A 80 MHz
    - Generador de funciones Agilent 33220A 20 MHz
    - Osciloscopio Agilent DSO6034A 300MHz 2GSa/s
    - Analizador de Impedancias HP4192A 5Hz ... 13 MHz
    - Analizador de redes ROHDE&SCHWARZ 10 Hz / 9 kHz ... 4 GHz
    - Analizador de espectros portátil ROHDE&SCHWARZ FSH3 100 kHz ... 3 GHz

1.6 Contenido de los capítulos

Los capítulos de este trabajo están ordenados según el orden cronológico del desarrollo del diseño. La redacción de este documento pretende servir de guía a posibles usuarios de la placa Z-SPECT así como servir de punto de partida para revisiones futuras.

En el capítulo 2 se realiza una descripción a alto nivel de la medida de bioimpedancia tanto para suspensiones celulares como para tejidos. Posteriormente se enuncian diferentes métodos de medida de impedancia y se profundiza en los más idóneos para la medida de bioimpedancia.

En el capítulo 3 se detallan las especificaciones del sistema de medida y se propone la estructura a nivel de bloques. La solución propuesta se condiciona al demodulador seleccionado por lo que quedan determinadas las restricciones del resto de componentes. Se realiza una descripción funcional de cada uno de los bloques del diseño.

En el capítulo 4 se realiza la toma de decisiones de los componentes que finalmente se utilizarán en el diseño justificando la selección de los mismos. Se muestra la estructura del sistema de medida a un nivel más bajo y se describen cada una de las etapas que lo componen. A partir de las necesidades de conexionado de cada uno de los componentes principales se justifica la utilización del resto de componentes que completan el diseño. Finalmente se realiza una descripción del Front-end que se va a utilizar para realizar medidas de impedancia, aunque de forma general ya que no forma parte de este proyecto.

En el capítulo 5 se procede a la realización de medidas para la caracterización de cada componente por separado y en conjunto. En primer lugar se caracteriza la placa Z-SPECT y se cuantifican los errores producidos en las medidas que se realizan. Posteriormente se caracteriza el Front-end y finalmente el conjunto.

En el capítulo 6 se describen algunos ejemplos de aplicación como la medida de variaciones de impedancia en redes pasivas con objeto de emular la relajación de una suspensión celular. Se intenta determinar el límite de detección de las variaciones de impedancia y se compara con los resultados obtenidos mediante el analizador de impedancias HP4192A del laboratorio. Se describen las medidas de diferentes experimentos dinámicos como la monitorización de la respiración y la sedimentación de una suspensión de levaduras.

Finalmente, en el Capitulo 7 se describen las conclusiones y se comentan las perspectivas de futuro. En el apartado de anexos se encuentra disponible toda la información auxiliar que se ha utilizado para la realización de este trabajo.

2. ESPECTROSCOPIA DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA Y SUS APLICACIONES

La medida de impedancia eléctrica de los materiales biológicos proporciona información de la estructura de estos. Las aplicaciones que se derivan de estas medidas incluyen la caracterización de suspensiones celulares, de muestras de tejidos, de órganos y de organismos completos.

La aplicación más crítica en cuanto a prestaciones necesarias de los equipos de medida es la caracterización de suspensiones celulares. Debido a que el objetivo de este proyecto es la construcción del núcleo de un sistema para la medida de biomasa se va a dar un mayor peso en el capítulo a estas medidas.

2.1 Bioimpedancia. Aplicación a la medida de suspensiones celulares

Como se ha comentado en la introducción, el desarrollo de cultivos celulares y de procesos de fermentación ha puesto de manifiesto la necesidad de medir la concentración de biomasa. Este parámetro permite determinar entre otros la velocidad de crecimiento durante la formación de productos en un biorreactor.

Existen diversos métodos para medir estos parámetros. Una posible clasificación es según sea el método directo o indirecto. Con el método directo se miden directamente las propiedades físicas de las células. Algunas de estas técnicas se basan en la medida del número de células o bien en la medida de la masa celular. El método indirecto se basa en medir parámetros relacionados con la célula y la actividad celular. En este caso estas variables no aportarán información de la concentración de biomasa y por tanto es necesario disponer de un modelo matemático que describa esta interrelación [Gámez, 1997].

El uso del método indirecto de medida de impedancia eléctrica tiene una serie de ventajas sobre otras técnicas. La medida en tiempo real es una de ellas ya que no requiere un tratamiento posterior de la información y proporciona información en línea. La otra viene dada por el hecho de que es una técnica no invasiva ni destructiva.

El hecho de utilizar la impedancia eléctrica como variable a medir implica que ésta no se manifestará hasta que no se inyecte una corriente al material biológico y éste ofrezca una oposición frente dicha excitación. Por tanto, se trabaja con una propiedad pasiva que varía en función de la composición de la suspensión y que suministra información de la masa celular. Esta información se basa en dos propiedades eléctricas pasivas del material, la conductividad (σ) y la permitividad (ϵ)

El material biológico está compuesto por células en un medio extracelular iónico. Las células se pueden considerar de forma simple como una membrana de características aislantes, llamada membrana citoplasmática, que recubre el fluido intracelular también iónico. La membrana aporta las características dieléctricas de la célula. Además, los cambios en su permeabilidad iónica también provocan variaciones de la impedancia.

La impedancia eléctrica de las suspensiones celulares muestra unas características eléctricas variables en función de la frecuencia de la corriente que se inyecta debido a que los iones se desplazan y polarizan la membrana. De esta manera, la frecuencia tiene un efecto importante sobre la impedancia de una suspensión celular.

Esta variación de impedancia del material biológico en función de la frecuencia es del tipo decreciente y presenta una serie de relajaciones llamadas dispersiones. En concreto se dan tres tipos de dispersiones (figura 1).

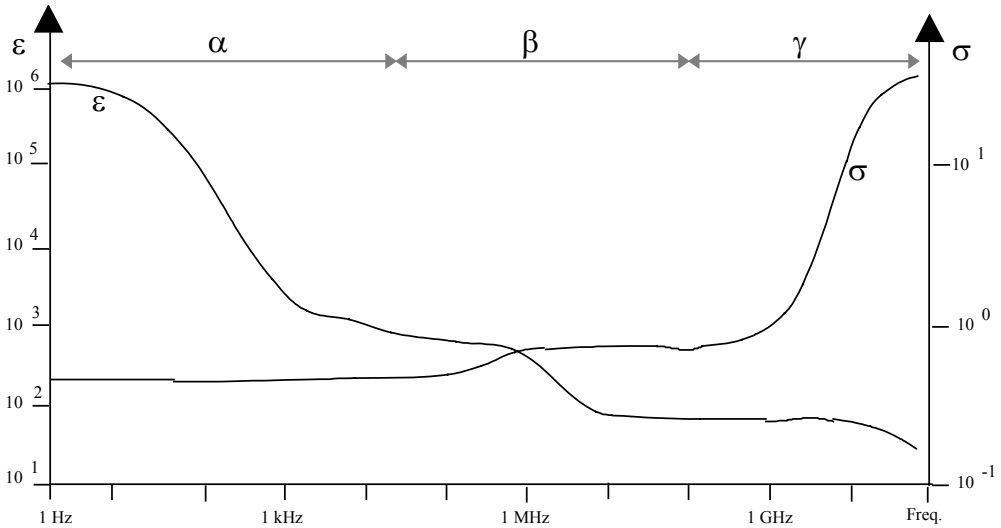


Figura 1. *Relajaciones de la permitividad (ϵ) y conductividad (σ) [Drago, 1984]*

La zona de relajación correspondiente a las frecuencias más bajas es la llamada relajación α. Antes de esta zona la impedancia es bastante elevada, disminuyendo en el margen de 10 Hz a 10 kHz dependiendo de la naturaleza de la célula. El fenómeno físico que lo provoca es, entre otros, la conducción iónica superficial de la membrana. Debido a que se encuentra en un margen frecuencial en el que es difícil medir con precisión y, además, la causa de la variación no es función del crecimiento, no se hace servir.

La relajación β está típicamente centrada entre 10 kHz y 30 MHz y es debida a la pérdida de polarización de la membrana provocada por el incremento de la frecuencia. Presenta un valor de impedancia medio y es debido a la carga capacitiva de la membrana citoplasmática, por tanto, es donde se puede obtener mayor información estructural de la suspensión celular.

La última dispersión es la llamada relajación γ que se encuentra sobre los 25 GHz, está provocada por la relajación de las moléculas de agua y no es un buen indicador de la cantidad de biomasa.

El comportamiento eléctrico de las suspensiones celulares en la región de relajación β servirá para obtener un modelo eléctrico de parámetros concentrados que represente los diferentes fenómenos de conducción eléctrica y conjuntamente con los estimadores de densidad de biomasa permitan obtener información sobre la composición y el estado de la muestra.

Este comportamiento está provocado por la interrelación de la membrana citoplasmática y el medio en suspensión. La figura 2 muestra el comportamiento de la corriente a alta frecuencia (AF) y a baja frecuencia (BF) en la suspensión celular.

Cuando se aplica una corriente de baja frecuencia a la suspensión celular, ésta circula a través del medio extracelular ya que los iones tienen tiempo a polarizar la membrana, creando una fuerte oposición a la corriente. Esto hace que la impedancia medida en la suspensión celular sea elevada.

Si la corriente es de alta frecuencia circulará a través del medio intra y extracelular, debido a que la oposición que ofrece la membrana es pequeña debido a que pocos iones del medio han tenido tiempo de polarizarla.

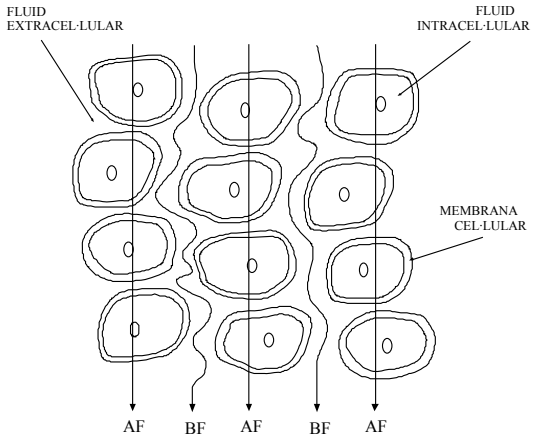


Figura 2. *Representación simplificada de la corriente de alta (AF) y baja frecuencia (BF) en un material biológico*

Tanto para suspensiones celulares como para tejidos el mecanismo que produce la relajación β se puede modelar a partir de dos técnicas basadas en los valores medidos de impedancia eléctrica en el rango frecuencial de la aplicación. La primera de ellas consiste en utilizar expresiones matemáticas con las que se puedan ajustar los datos experimentales. La segunda técnica consiste en obtener un modelo circuital de parámetros concentrados que determinen el comportamiento del sistema.

Según este último método, se puede modelar de forma aproximada la suspensión celular en la región β con el circuito de la figura 3. La red está formada por el paralelo de una resistencia (R2) correspondiente al fluido extracelular con una impedancia que modela la célula. Esta impedancia está compuesta por la serie de una capacidad (C) que modela la membrana citoplasmática con una resistencia (R1) que modela el medio intracelular.

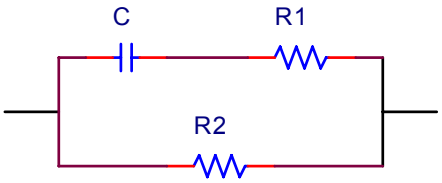


Figura 3. *Modelo circuital de la suspensión celular*

Los experimentos realizados para diferentes suspensiones [Bragós, 1997] muestran unas conclusiones particulares para caracterizar el crecimiento de biomasa. Se puede observar que la frecuencia central de la relajación no cambia apreciablemente con la concentración de biomasa ni tampoco lo hace la impedancia a frecuencias más altas que la de relajación. Lo que realmente cambia es el decremento de impedancia antes y después de la relajación β. Por tanto, se pueden realizar estimaciones de la densidad de biomasa (p = volumen intracelular / volumen total), ya que existe una relación entre la conductividad y la permitividad de ésta.

El estimador de biomasa tendrá como parámetros el cociente entre el volumen intracelular y el volumen total de una suspensión celular correspondientes a los valores de impedancia a aquellas frecuencias. Se podrá ajustar este comportamiento a un modelo de una relajación (con un modelo circuital como el de la figura 3).

La figura 4 corresponde a una simulación de la respuesta frecuencial de la densidad volumétrica (p), módulo y fase [Bragós, 1997]. Se varía ésta desde 0 a 0,2 en incrementos de 0,02.

Se puede definir un estimador teórico de biomasa basado en esta variación relativa al modelo de la impedancia a dos frecuencias [Bragós, 1999] que es lineal con la densidad de la biomasa para valores de p inferiores a 0,2

$$E_2 = \left(1 - \frac{|Z(AF)|}{|Z(BF)|}\right) \cdot 100$$

Donde $|Z(AF)|$ es el módulo de la impedancia medida a una frecuencia superior a la frecuencia central, y $|Z(BF)|$ es el módulo de la impedancia medida a una frecuencia inferior a la frecuencia central.

Para el sistema de medida objeto de este proyecto se tiene que decir que las medidas de biomasa son las más críticas debido a que las relajaciones que se tienen que medir son del orden del 1% en módulo, las medidas se realizan durante varios días y la frecuencia AF pueden llegar a los 20 MHz. Los requisitos de la medida de impedancia de la biomasa son muy estrictos debido a que se requieren exactitudes del 0,1% en el módulo y de 0,02º en la fase.

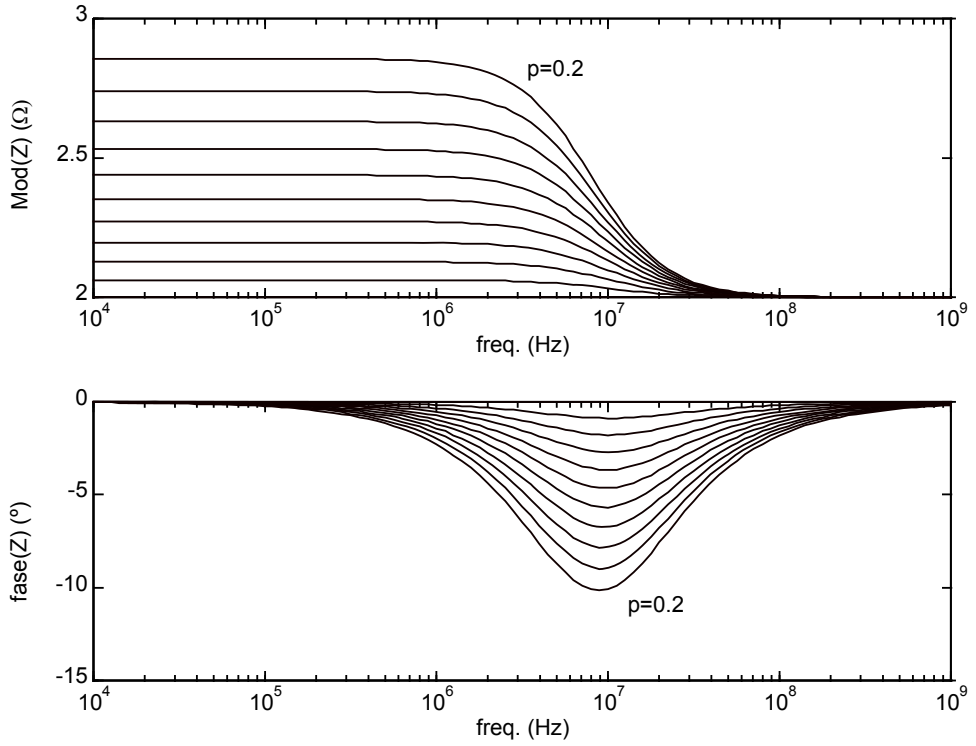


Figura 4. *Variación de la impedancia en función de la densidad volumétrica de impedancia*

La biomasa al ser un medio bastante salino no tiene un valor de impedancia muy elevado, normalmente ocupa un margen de 10-250Ω, mostrando una característica fundamentalmente resistiva ya que la fase varia de 0,1-5º. Por otro lado, el margen frecuencial de la medida está comprendido entre los 10 kHz y los 20 MHz, dependiendo del tipo de suspensión.

Debido a que el instrumental disponible actualmente no permite medir impedancia a frecuencias tan elevadas, en vez de medir $|Z(AF)|$ y $|Z(BF)|$ se puede utilizar R_0, R_∞ deducidas del ajuste al modelo de Cole-Cole del conjunto de frecuencias medidas.

La función de Cole-Cole está desarrollada a partir de la teoría de Debye sobre el comportamiento dieléctrico de las suspensiones celulares de los dipolos libres cuando existe dispersión en las formas y tamaños de las células. A partir de esta función de distribución se puede llegar a la expresión de la impedancia:

$$Z^* = R_\infty + \frac{R_0 - R_\infty}{1 + \left(j\frac{f}{fc} \right)^{1-\alpha}}$$

Donde R_0 es la resistencia en continua, R_∞ es la resistencia para frecuencia infinita y fc es la frecuencia central de relajación. La α es el grado de dispersión de las constantes de tiempo. Esta constante viene dada por modelar el efecto de que las células no son todas iguales sino que son de formas y dimensiones diferentes (cuando el parámetro α es 0, la expresión de Cole-Cole corresponde a la de Debye, modelándose como un sistema de primer orden).

2.2 Bioimpedancia. Aplicación a la caracterización de tejidos

Los tejidos biológicos acostumbran a tener los mismos mecanismos de relajación que las suspensiones celulares, aunque presentan algunas diferencias notables. Básicamente se puede decir que éstos presentan una heterogeneidad entre los diferentes tejidos debido a que están formados por agrupaciones de células de formas y dimensiones diversas. Además, dentro del mismo tejido sus células no están aisladas sino que forman estructuras más complejas con enlaces conectivos entre ellas llamadas gap-junctions. En la figura 5 se muestra el espectro de impedancia de diversos tejidos para la relajación β [Rigaud, 1995].

Para tejidos o medidas sobre el cuerpo humano la medida es menos crítica que en el caso de suspensiones celulares. En este caso las relajaciones son mayores, entre el 5% y el 50% y las medidas se realizan a frecuencias inferiores, entre los 10 kHz y los 250 kHz.

2.3 Sistemas de medida de Bioimpedancia

A continuación se explican diferentes métodos de medida de impedancia, mostrando su margen frecuencial y cuales de ellos son los más adecuados para cada aplicación (figura 6).

El método de análisis de redes es el que alcanza frecuencias más elevadas, y aunque empieza en el centenar de kHz, su exactitud supera los anteriores sistemas a partir de 1,8 GHz. Este método engloba dos tipos de medidas.

Una de ellas es la reflectometría en el dominio del tiempo. Se aplica un pulso a la impedancia bajo análisis, y la medida de las características del pulso reflejado determina el valor y la configuración de la impedancia.

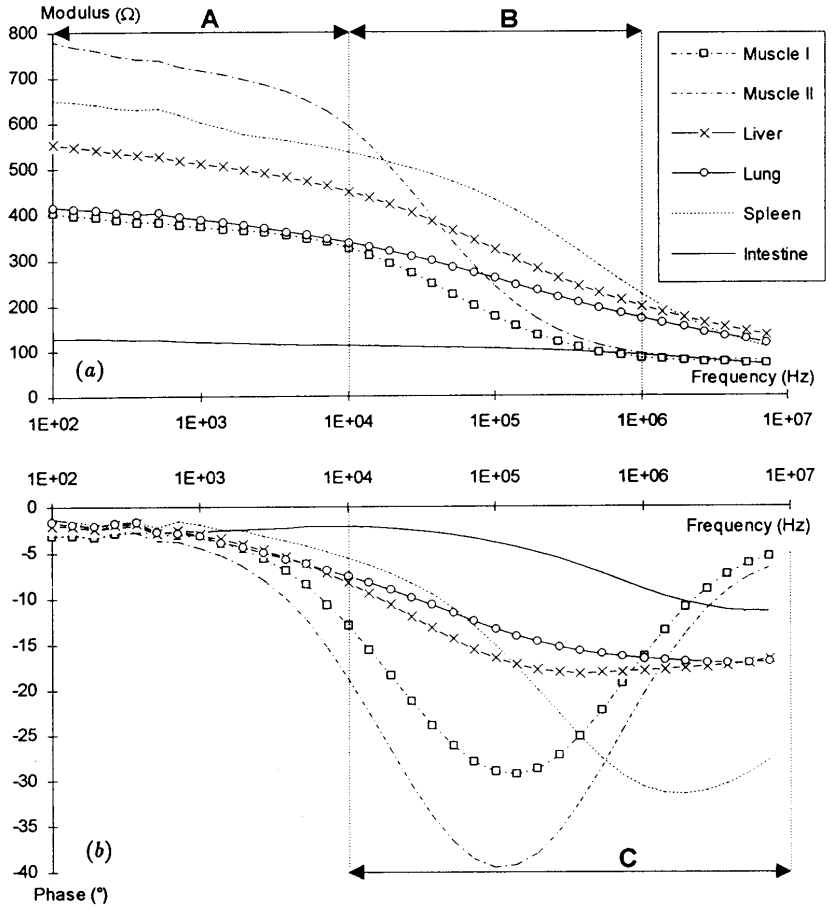


Figura 5. *Módulo y fase de la impedancia de diferentes tejidos [Rigaud, 1995]*

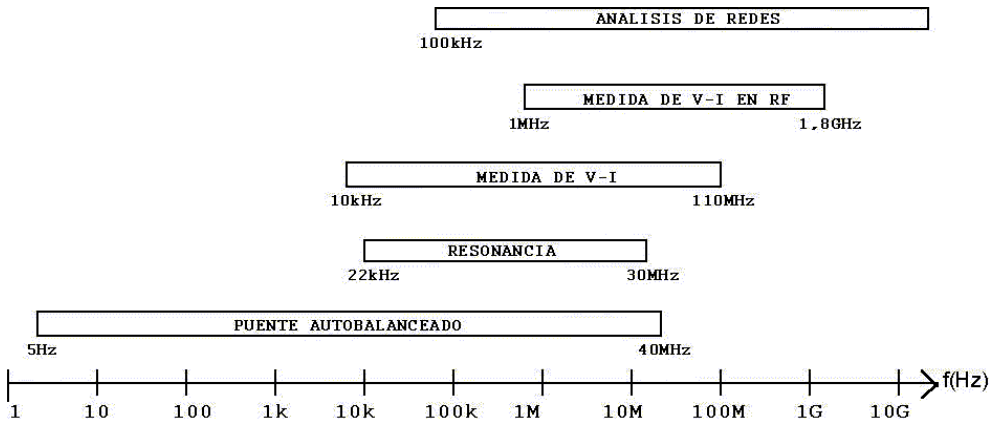


Figura 6. *Diferentes métodos de medida de impedancia [Back to basics, Hewlett Packard]*

La segunda es la medida del coeficiente de reflexión y se basa en aplicar una tensión senoidal a la impedancia a medir. La tensión de retorno del circuito se mide y a partir de ésta se determina la impedancia. Esta medida tendrá una mejor exactitud cuando el valor de la impedancia se aproxime a los 50Ω.

La medida de impedancia por el método de resonancia consiste en poner la impedancia incógnita con una bobina en serie y un condensador en serie. El condensador se ajustará hasta que el circuito entre en resonancia. La medida de la tensión en el condensador y el resto de parámetros (frecuencia, valor de la bobina) sirven para determinar el valor de la impedancia a medir. Este método tiene como limitación que no se puede utilizar a baja frecuencia y la dificultad de obtener bobinas de poca tolerancia. Este método se acostumbra a utilizar para la caracterización de determinados componentes electrónicos.

El método de medida de tensión y corriente se basa en aplicar una tensión alterna a la impedancia a medir y se mide tanto la tensión como la corriente que circula por ésta. El margen de medida va desde 10 kHz a los 110 MHz. También existe la medida de V-I en RF, muy similar al anterior pero con un margen frecuencial que varia entre 1 MHz y 1,8 GHz.

El puente autobalanceado es un método similar al de medida de tensión y corriente, pero basado en un detector de cero que fuerza a masa uno de los terminales de la impedancia incógnita por medio del control de un generador. Este método es muy preciso, hasta el 0,05% de exactitud si se puede calibrar, y tiene un margen frecuencial de trabajo medio que alcanza los 40 MHz, 100 MHz en instrumentos más recientes (Agilent 4294A). Este método se acostumbra a utilizar para medir componentes electrónicos y también materiales.

2.3.1 Sistemas aplicables a Bioimpedancia

De los métodos de medida enunciados anteriormente, los utilizados para la caracterización de biomasa son los de medida de Tensión-Corriente y el puente autobalanceado ya que trabajan en el margen frecuencial de interés y tienen la exactitud requerida.

La medida en los sistemas de biomasa se realiza a partir de unos electrodos. La función que tienen es realizar la interficie electroquímica entre el sistema electrónico de medida y la solución iónica en la que está suspendida la biomasa.

En aplicaciones de biomasa, como se ha comentado antes, la bioimpedancia no tiene un valor muy elevado, normalmente ocupa un margen de 10-250Ω. Los electrodos para el caso de aplicaciones de biomasa (tipo cilíndrico de acero inoxidable) presentan unos valores de impedancia de 35Ω a 350Ω dependiendo de la frecuencia. Por tanto, se puede dar el caso que la impedancia de los electrodos sea mayor que la que se pretende medir. Esto hace que la configuración típica de la medida de bioimpedancia se realice a 4 hilos. A la suspensión celular se le inyecta una corriente de pequeña señal a partir de un par de electrodos, y simultáneamente, con el otro par de electrodos se mide la diferencia de potencial. Finalmente con estas dos medidas se obtiene el valor de impedancia que permite caracterizar los diferentes tipos de suspensiones.

Al realizar esta media a cuatro hilos y tener que realizarla a pie de biorreactor, surge la necesidad de utilizar una etapa frontal para mejorar los resultados. Esto hace que la conexión entre esta etapa frontal y el sistema se realice por medio de cables coaxiales (menor crosstalk). Aún así, se producen errores a alta frecuencia debidos al cableado y a las limitaciones de linealidad de la interficie electrodo-objeto.

2.3.1.1 Sistema basado en la medida de tensión y corriente

La medida V-I se basa en inyectar una corriente o aplicar una diferencia de tensión a la suspensión celular a partir del electrodo Ze1 mostrado en la figura 7. Normalmente es preferible la inyección de una corriente constante a la aplicación de tensión para evitar la aparición de efectos no-lineales debido a los cambios de impedancia de electrodo.
La medida de corriente se realiza por medio del electrodo Ze2 mediante un convertidor I/V. La caída de tensión en la suspensión se mide a partir de los electrodos Ze3 y Ze4 mediante un amplificador de instrumentación acoplado en alterna con los electrodos.

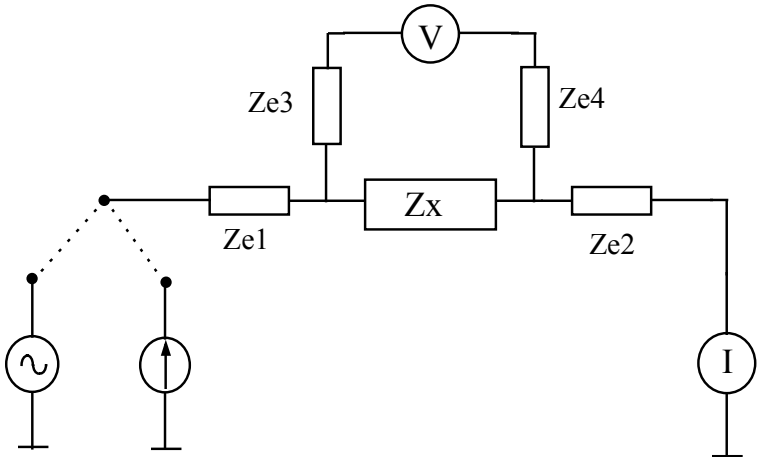


Figura 7. *Medida de impedancia mediante el método V-I*

2.3.1.2 Medida basada en puente autobalanceado

Es el sistema en el cual se basa el analizador de impedancias HP4192A utilizado normalmente en el laboratorio para realizar medidas de bioimpedancia. Tal y como se muestra en la figura 8, se aplica una tensión a la impedancia a medir provocando que circule una corriente I_x. Esta corriente tiene dos caminos, I_r que atraviesa R_r e I_d que entra en el detector de cero (imponiendo éste una masa virtual en este terminal). Este detector controla otra fuente de manera que fija la tensión necesaria para que I_d sea nula y que la tensión medida en el terminal e_r sea proporcional a la corriente de la suspensión.

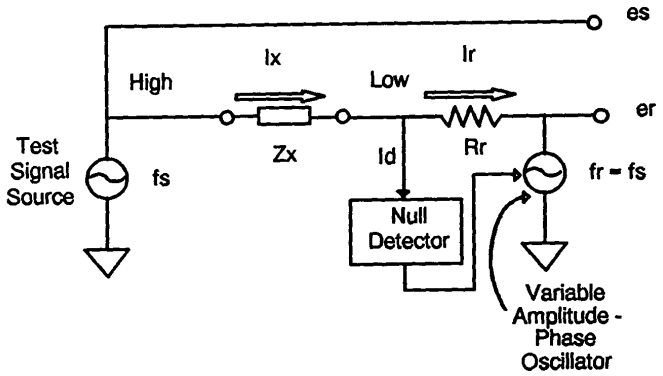


Figura 8. *Medida de impedancia mediante el puente autobalanceado*

Se debe comentar que el uso directo del analizador de impedancias HP4192A (basado en este sistema de medida) tiene unos errores intolerables en la aplicación de biomasa.

Esto es debido, como se ha comentado anteriormente, a la elevada impedancia del electrodo y a las elevadas capacidades de los cables que provocan que el puente no pueda equilibrarse. Es necesaria una etapa frontal remota a pie de biorreactor [E. Gersing, 1991].

2.3.2 Estructura general del sistema de medida

En general, cualquiera de los dos sistemas de medida se puede representar según el diagrama de bloques de la figura 9. Del generador de señal salen las referencias hacia el demodulador y el Front-end. Este Front-end, como se ha explicado anteriormente, adapta la señal y realiza la inyección de corriente y las medidas de tensión y corriente lo más cerca posible de la muestra. El demodulador traslada la información a banda base que se adquiere por un procesador mediante un convertidor A/D. Las diferencias entre los sistemas se encuentran principalmente en la etapa frontal.

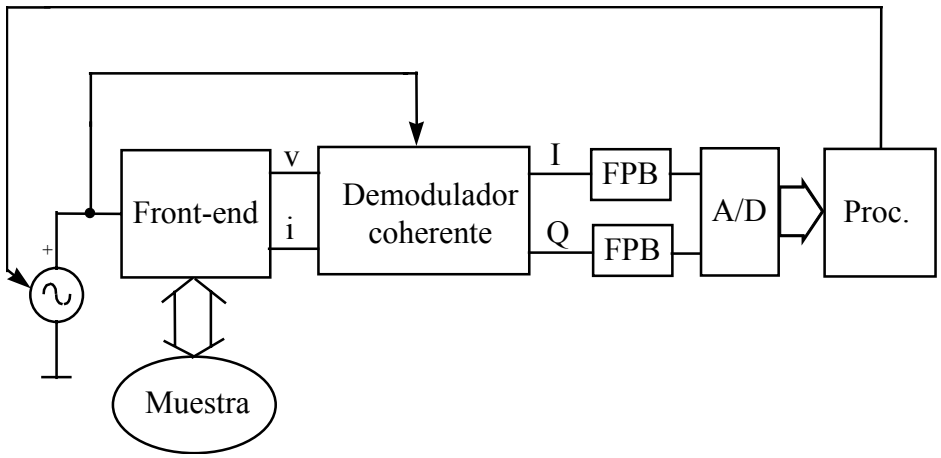


Figura 9. *Diagrama de bloques genérico de un sistema de medida de impedancia eléctrica*

Finalmente se muestra una tabla que indica las especificaciones de las diversas aplicaciones de medida de bioimpedancia. Se muestra el margen dinámico de la impedancia a medir, el ancho de banda necesario para determinar la relajación β, la exactitud requerida (módulo y fase) y el número de electrodos necesario.

De las cuatro aplicaciones, las dos últimas se basan en sistemas monopunto y están pensadas para obtener medidas mediante barrido frecuencial.

Aplicación	Margen Z		Margen freq.	Exactitud		No. electrodos
Tomografia	1-100Ω	5-30º	10 kHz-1 MHz	0,1%	0,1º	≥ 16
BIA	0.2-2 kΩ	5-50º	1 kHz-1 MHz	3%	0,5º	4 a 16
Espec. Tejidos	50-500Ω	0-40º	0,1 Hz - 1 MHz	1%	0,2º	4
Espec. biomasa	10-250Ω	0,1-5º	10 kHz-20 MHz	0,1%	0,02º	4

Las dos primeras aplicaciones, en cambio, están pensadas para sistemas multipunto, donde se utilizan un número elevado de electrodos pero en cambio las medidas se suelen realizar para un número limitado de frecuencias (normalmente 1 o 2).

En cuanto a la exactitud es importante tener en cuenta que en muchos casos existe una gran variabilidad inter-sujeto. Debido a esto se intenta extraer la información a partir de las relaciones entre las impedancias a baja y alta frecuencia. Aunque se han fijado unos márgenes de exactitud tanto para módulo como para fase, se debe decir que la exactitud no es tan crítica como la resolución, ya que lo que se mide son incrementos o variaciones relativas de impedancia.

3. DISEÑO A NIVEL DE BLOQUES DEL SISTEMA DE MEDIDA

3.1 Especificaciones

La finalidad del diseño es disponer de un sistema de medida capaz de detectar variaciones de impedancia (módulo y fase) con la mayor exactitud posible en un rango frecuencial suficientemente amplio que cubra la mayor parte de aplicaciones de medida de bioimpedancia.

En el apartado 2.1, cuando se hizo referencia a las necesidades de los sistema de medida, quedó de manifiesto que la espectroscopia de biomasa es la aplicación que mayor exactitud y margen frecuencial requiere. A continuación se pasa a detallar las especificaciones del sistema de medida.

Margen dinámico de medida

El margen dinámico de la impedancia a medir es 10 Ω – 1 kΩ para el módulo y 0,1º – 10º para la fase. Para la medida de biomasa, el margen dinámico varía poco, en el margen 10 Ω – 250 Ω y 0,1º – 5º. Se considerará un margen extendido a 1 kΩ en el módulo y a 10º en la fase que lo hace válido para otras aplicaciones.

Ancho de banda

El ancho de banda deseado del sistema de medida es 10 kHz – 20 MHz. La frecuencia a la cual se determina la relajación β depende de la muestra a medir. Se tiende a medir alrededor de la frecuencia donde la relajación sea máxima para obtener más información. Medidas a frecuencias muy superiores se encontrarán con la limitación impuesta por la electrónica. El margen inferior puede situarse por encima de 100 kHz para las aplicaciones de biomasa.

Exactitud de la medida

La exactitud deseada es de 0,1% para el módulo y 0,1º para la fase. Se debe aclarar que la exactitud se refiere en la detección de cambios, no en la medida absoluta de impedancia.

Número de electrodos

El número de electrodos necesario es de 4 para tener robustez frente variaciones de la impedancia de los mismos. De todas formas, esta característica la proporciona el Front-end.

Se impone como requisito al núcleo del sistema de medida que pueda medir tanto la tensión como la corriente para aumentar la exactitud.

Estabilidad

Debido a que las medidas de biomasa pueden llegar a necesitar un periodo de tiempo de incluso días, se requiere una elevada estabilidad en la medida, es decir, derivas por temperatura mínimas.

3.2 Diagrama de bloques

En la figura 10 se muestra el diagrama de bloques del sistema de medida propuesto. La zona central recuadrada en gris representa el núcleo o "core" del sistema que va a ser objeto de este proyecto. El sistema de medida responde a una estructura modular en donde el Front-end y el Procesador se pueden adaptar a las necesidades concretas de la medida a realizar.

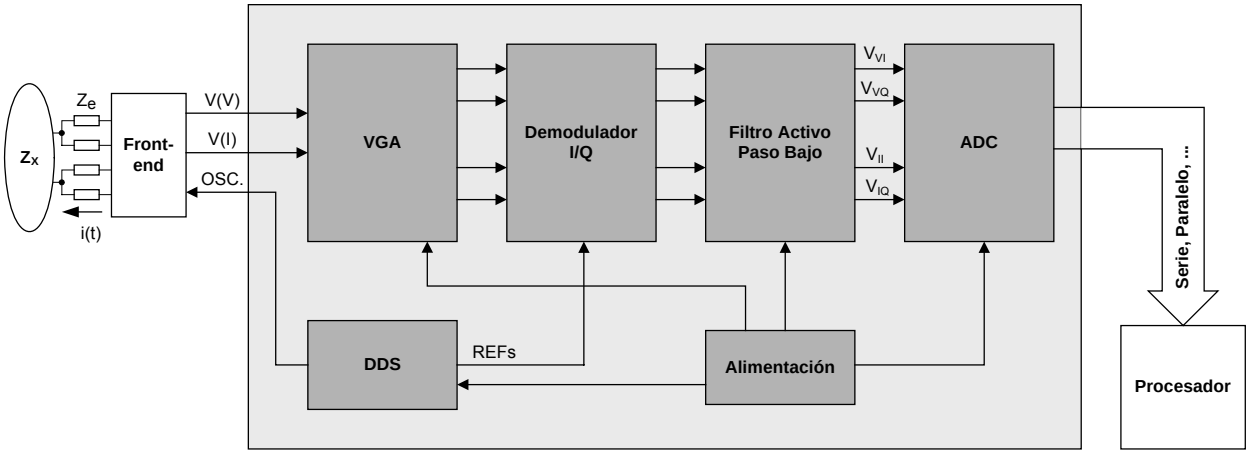


Figura 10. *Diagrama de bloques del sistema de medida*

La función a realizar por el sistema de medida es la determinación de la impedancia Z_X que puede corresponder a una suspensión celular, tejido u organismo. La conexión entre el sistema de medida y la impedancia incógnita se realiza a través de los cuatro electrodos modelados por la impedancia Ze. La etapa frontal la constituye el Front-end quedando fuera del núcleo principal lo cual permite adaptarlo a múltiples aplicaciones.

En cuanto al núcleo, se pretende que sea autónomo y pueda ser gestionado por un sistema procesador (PC, μC, etc.) de forma externa. Puede resultar interesante que el núcleo integre las funciones de conversión A/D y D/A.

En el caso que el núcleo integre la función de conversión A/D no será necesario el sistema de adquisición externo y bastará con el procesador para procesar las medidas y monitorizarlas. Si por el contrario el núcleo no integra el convertidor A/D, será necesario un sistema de adquisición externo además del procesado y la monitorización.

Esta distribución propuesta permite conectar el núcleo a una tarjeta de adquisición si no se incluye el A/D y D/A y también a un procesador a través de un único bus serie síncrono, de forma que el sistema pueda ser aislado eléctricamente con facilidad.

3.3 Funciones de cada bloque

La etapa de alimentación ha de ser capaz de suministrar la corriente demandada por cada uno de los componentes. El sistema de medida está pensado para ser alimentado por una tensión continua simétrica procedente de una batería ($|VDD| \geq 5V$). A partir de esta tensión los diferentes reguladores deben generar las tensiones continuas que la electrónica analógica y digital del sistema requieran.

El generador de señal está formado por un DDS (Direct Digital Synthesizer) de dos canales programables en frecuencia, fase y amplitud de forma independiente. Ambos canales comparten el mismo reloj de sistema por lo que están sincronizados de forma inherente. Un canal del DDS genera la señal de inyección (OSC.) hacia el Front-end y el otro canal genera las señales de referencia (REFs.) requeridas por el demodulador.

Las tensiones proporcionales a la tensión V(V) y la corriente V(I) procedentes del Front-end pasan por un amplificador de ganancia variable (VGA). Esto último permite disponer de un grado de libertad para amplificar señales débiles que puedan proceder de muestras concretas. Esta amplificación puede realizarse utilizando un selector manual o bien por medio de un convertidor D/A si se necesita una mayor flexibilidad en la medida.

La detección de las componentes en fase (I) y cuadratura (Q) de las señales procedentes del Front-end la lleva a cabo un demodulador I/Q coherente de dos canales basado en multiplicadores analógicos. La sincronización necesaria queda garantizada puesto que las señales antes del multiplicador provienen en su origen de las salidas del DDS. En principio, son necesarias dos referencias, una para las componentes en fase y otra para las componentes en cuadratura.

El filtro activo paso bajo debe eliminar el contenido armónico de las salidas del demodulador y así disponer del valor de continua correspondiente a las amplitudes de las componentes en fase y cuadratura de la tensión y la corriente para que puedan ser adquiridas. Debido a que el ancho de banda de medida es elevado y el límite frecuencial inferior es de 10 kHz, la frecuencia de corte del filtro no deberá ser mayor a varias decenas de Hz, dependiendo del orden del filtro y del tiempo de respuesta deseado.

Las componentes continuas de salida pueden atacar las entradas analógicas del convertidor A/D del sistema o bien enviarse a un sistema de adquisición externo. El posterior procesado en un PC posibilitará el cambio de coordenadas rectangulares a polares de cada uno de los canales obteniéndose el módulo y la fase de la tensión y corriente, y, de forma indirecta mediante cálculo, el módulo y la fase de la impedancia incógnita

$$|Z_X| = \frac{|V|}{|I|} = \frac{\sqrt{I1^2 + Q1^2}}{\sqrt{I2^2 + Q2^2}}$$

$$\varphi[Z_X] = \varphi[V] - \varphi[I] = \arctan\left(\frac{Q1}{I1}\right) - \arctan\left(\frac{Q2}{I2}\right)$$

La comunicación necesaria entre el procesador externo y los diferentes componentes del sistema se realiza mediante protocolo serie síncrono. Entre el sistema procesador y el sistema de adquisición externo la comunicación puede ser por puerto USB, serie, ethernet, etc. Se ha dejado abierta esta parte del diseño para que pueda ser adaptada a cada necesidad. Por ejemplo microprocesador para un sistema portátil, procesador con comunicaciones para un sistema sobremesa, etc.

4. DISEÑO Y REALIZACIÓN

4.1 Diagrama de bloques y selección de componentes

El diseño se ha condicionado al demodulador I/Q de doble canal AD8333 de Analog Devices. Este dispositivo va a marcar una serie de restricciones a tener en cuenta a la hora de seleccionar el resto de componentes que integran el sistema. El motivo de su elección es que incluye dos canales de demodulación en fase y cuadratura y el circuito de generación de las señales de referencia (0º y 90º) a partir de una única señal de reloj de frecuencia cuádruple. Este es uno de los puntos de más difícil realización en los diseños basados en componentes convencionales.

En la figura 11 se muestra el diagrama de bloques a más bajo nivel correspondiente a la solución adoptada que a continuación se pasa a justificar.

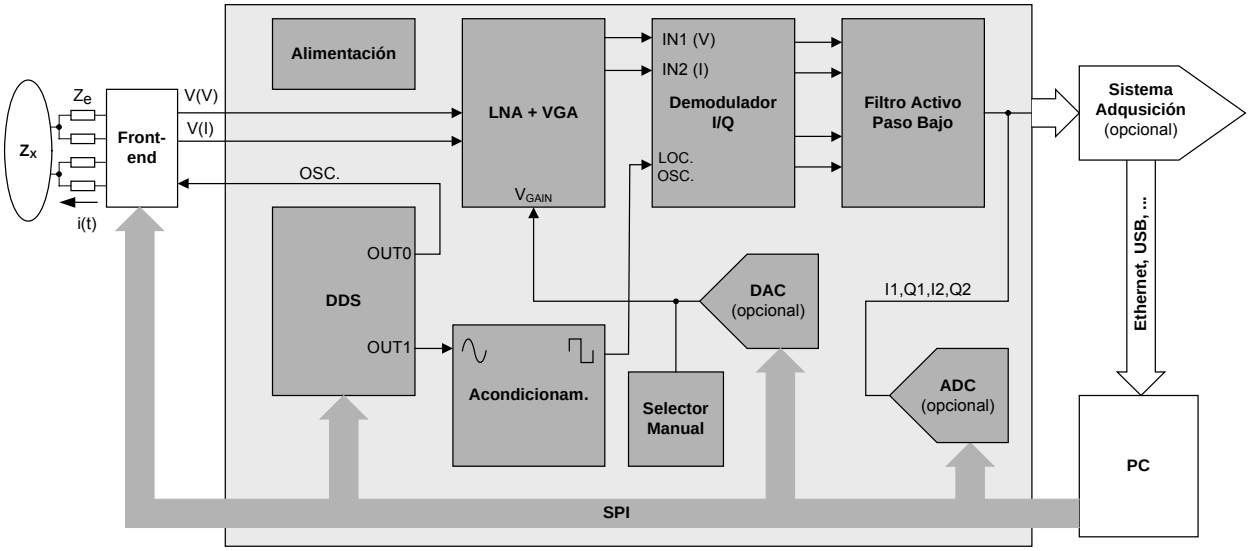


Figura 11. *Diagrama de bloques del sistema de medida a bajo nivel*

El demodulador seleccionado requiere como referencia para el oscilador local interno (LOC OSC.) una señal diferencial de frecuencia cuatro veces superior a la señal de sus dos canales de entrada, que también son diferenciales. Estas señales de entrada proceden del Front-end y su frecuencia corresponde a la frecuencia de la señal de inyección (f_o). Por tanto, la etapa de generación debe generar dos señales síncronas de frecuencias diferentes (f_o y $4f_o$).

El acondicionamiento a señal cuadrada de la señal $4f_o$ es necesario para poder atacar la etapa de entrada diferencial del oscilador local del demodulador. Las referencias para la demodulación en fase y cuadratura las genera el demodulador internamente.

4.1.1 Etapa de amplificación y demodulación

El demodulador AD8333 seleccionado integra cuatro multiplicadores analógicos además de un divisor interno que genera las referencias para la demodulación en fase y cuadratura a partir de una señal de entrada que utiliza de oscilador local de frecuencia $4f_o$. El fabricante propone como complemento a este demodulador el integrado AD8332 para acondicionar sus señales de entrada (adaptación de niveles y paso a formato diferencial).

La figura 12 muestra el diagrama de bloques de la etapa completa. Esta parte del núcleo del sistema de medida se encarga de amplificar las tensiones procedentes del Front-end y de demodular la información para obtener las componentes en fase (I) y cuadratura (Q) de la tensión (canal 1) y la corriente (canal 2).

El AD8332 cuenta con un amplificador de bajo ruido (LNA) y un amplificador de ganancia variable (Variable Gain Amplifier). La etapa de entrada del LNA referida a gnd permite acoplar la señal procedente del Front-end y la salida diferencial del VGA permite el acoplamiento con la etapa de entrada de señal del demodulador.

Las salidas del demodulador son en corriente por lo que deberán convertirse a tensión y posteriormente ser filtradas para extraer la componente continua. La figura 13 muestra el esquema eléctrico (el esquema completo se encuentra en el Anexo C).

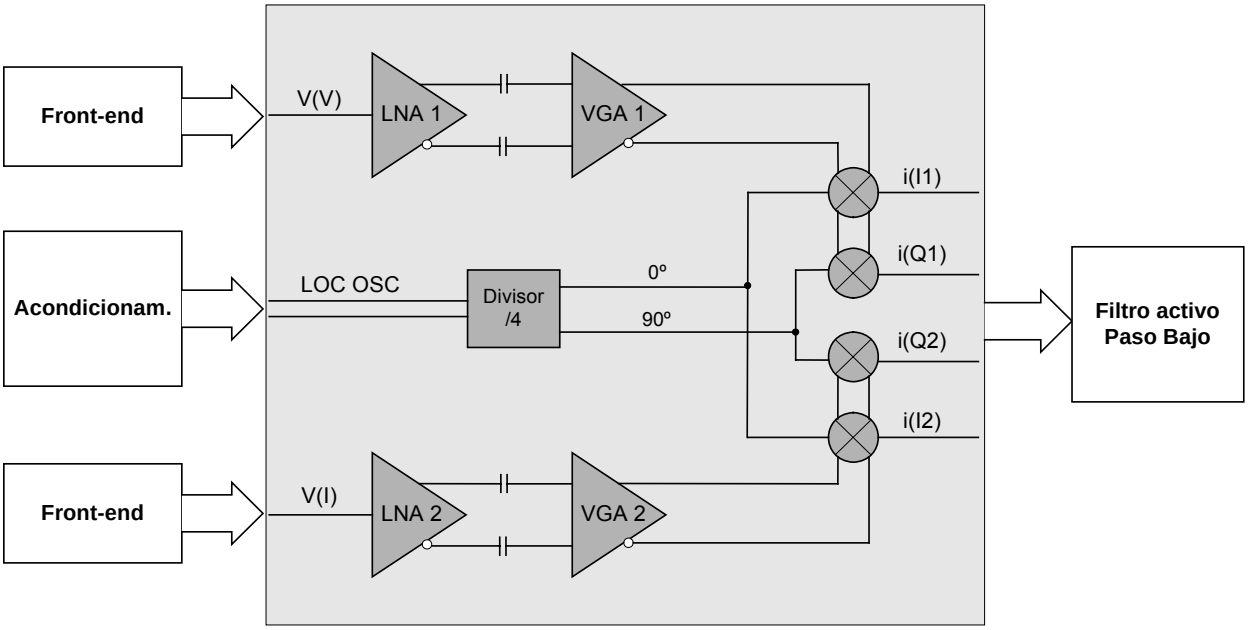


Figura 12. *Diagrama de bloques simplificado de la etapa de amplificación y demodulación*

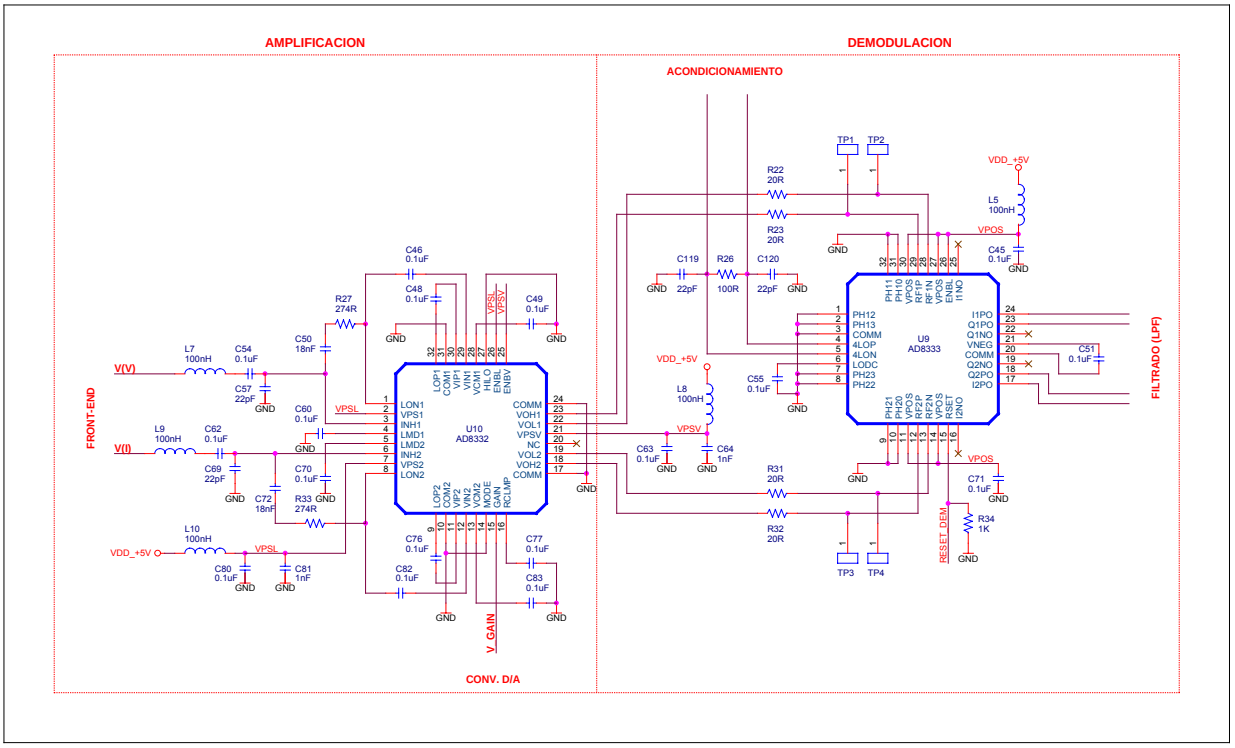


Figura 13. *Esquema eléctrico de la etapa de amplificación y demodulación*

4.1.1.1 Amplificador de ganancia variable

El AD8332 es un amplificador doble de bajo ruido y ganancia variable lineal.

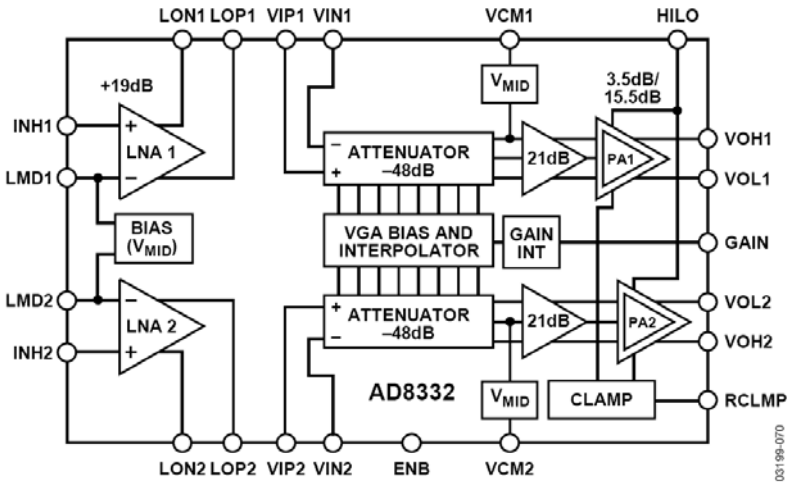


Figura 14. *Diagrama de bloques del AD8332*

El amplificador de bajo ruido (figura 14) tiene una ganancia de +19dB con entrada referida a gnd y salida diferencial. La impedancia de entrada puede ajustarse fácilmente por medio de componentes externos (resistencia y condensador). En este caso se ha hecho una adaptación de los dos canales a 50Ω.

La interconexión entre la salida diferencial del LNA y la entrada diferencial del VGA se debe realizar por medio de acoplamiento capacitivo (valor recomendado 0,1 μF) debido a la diferencia entre los niveles de continua de los dos amplificadores.

La variación de la ganancia se realiza por medio de una atenuación variable controlada por tensión analógica referenciada a gnd, única para los dos canales. El motivo de que sea única es preservar el emparejamiento entre dichos canales. El control de la atenuación es lineal y la pendiente a elegir entre dos opciones posibles según las necesidades.

La alimentación que requiere el AD8332 es +5V.

4.1.1.2 Demodulación

El AD8333 (figura 15) es un demodulador en fase y cuadratura I/Q doble que utiliza un divisor interno para generar las fases de 0º y 90º de un oscilador local que trabaja a una frecuencia cuádruple de la frecuencia de la señal de interés. La demodulación se realiza por medio de un multiplicador (celda de Gilbert doble balanceada) que tiene como entradas la señal de interés y el oscilador local. Las salidas del demodulador son en corriente y referenciadas a masa por lo que es necesario un convertidor I/V para pasarlas a tensión y así poder ser filtradas.

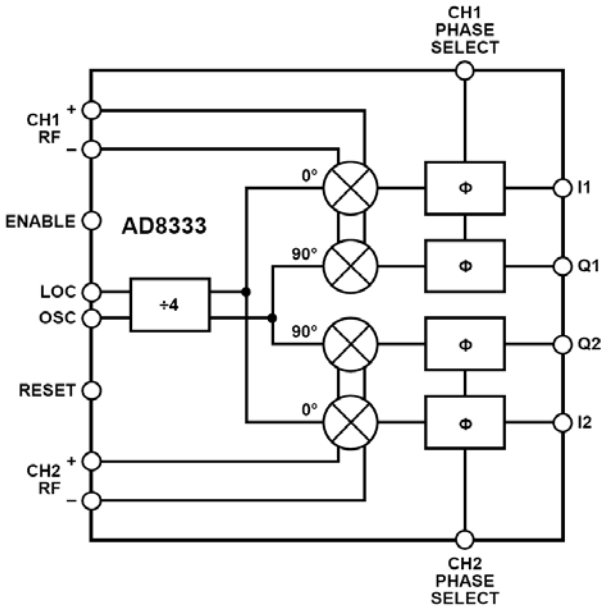


Figura 15. *Diagrama de bloques del AD8333*

La entrada del oscilador local es diferencial así como las entradas de cada uno de los canales. El mínimo nivel de entrada depende de la frecuencia de la señal de interés. Es importante que la señal del oscilador local tenga un jitter de fase bajo y un nivel adecuado de amplitud. La señal del oscilador local puede ser cuadrada o senoidal, aunque esto último sólo es posible para un mínimo nivel de señal de entrada que varía dependiendo de la frecuencia de interés. De esta manera, se podrá garantizar una estabilidad de conmutación en el multiplicador interno del chip.

Según el fabricante, es posible realizar desplazamientos de fase en pasos discretos de 22,5º en un intervalo de 0º a 360º entre sus dos canales de salida por medio de las entradas PHASE SELECT.

En la práctica se ha comprobado que estos desplazamientos de fase tienen un comportamiento que no resulta útil para este diseño por lo que no se ha utilizado esta característica (las dos entradas PHASE SELECT se han conectado a gnd).

El ancho de banda del demodulador para la entrada RF es de DC a 50 MHz y para la entrada LOC OSC es de 100 kHz a 200 MHz. La máxima frecuencia está limitada por la lógica de conmutación a la entrada del divisor de frecuencia interno del chip.

La alimentación que requiere el AD8333 es ±5V.

4.1.2 Etapa de generación de señal y acondicionamiento

La generación de señal se lleva a cabo por medio del sintetizador digital directo (Direct Digital Synthesizer) de Analog Devices AD9958. Se ha seleccionado este componente debido a que sólo necesitamos un canal adicional (el demodulador genera la referencia en cuadratura) pero debe poder ser de frecuencia diferente a la frecuencia de interés (f_o).

La figura 16 muestra el diagrama de bloques simplificado de la etapa. Los dos convertidores D/A que integra se programan de forma independiente para obtener las salidas en forma de corriente diferencial. Por medio de un transformador con relación 1:1 se pasa a tensión referida a masa y se inyecta a la entrada de un filtro paso bajo (LPF) que elimina las frecuencias imagen de la frecuencia de muestreo del DDS y el residuo de la señal de reloj del sistema.

Debido a que los filtros pasivos integrados (híbridos) están referidos a masa, es necesario implementar la conversión diferencial-unipolar utilizando transformadores de señal. Esto va a limitar el ancho de banda a baja frecuencia. Por otra parte, un Front-end genérico tendrá una entrada referida a masa. La adaptación de las salidas del filtro con las etapas sucesivas se realiza por medio de una resistencia de terminación de 50Ω.

La salida que proviene del canal 1 se utiliza de entrada a un driver con salida LVDS (Low Voltage Diferential Signaling) que acepta el demodulador como señal de oscilador local.

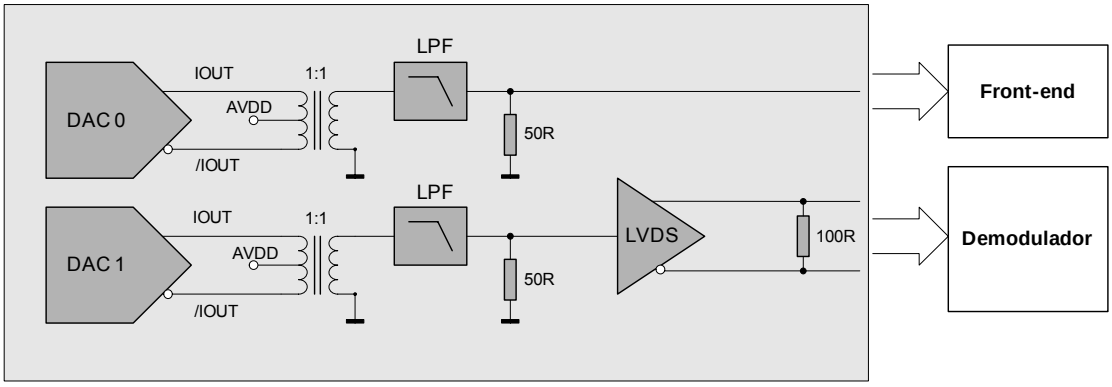


Figura 16. *Diagrama de bloques simplificado de la etapa de generación y acondicionamiento*

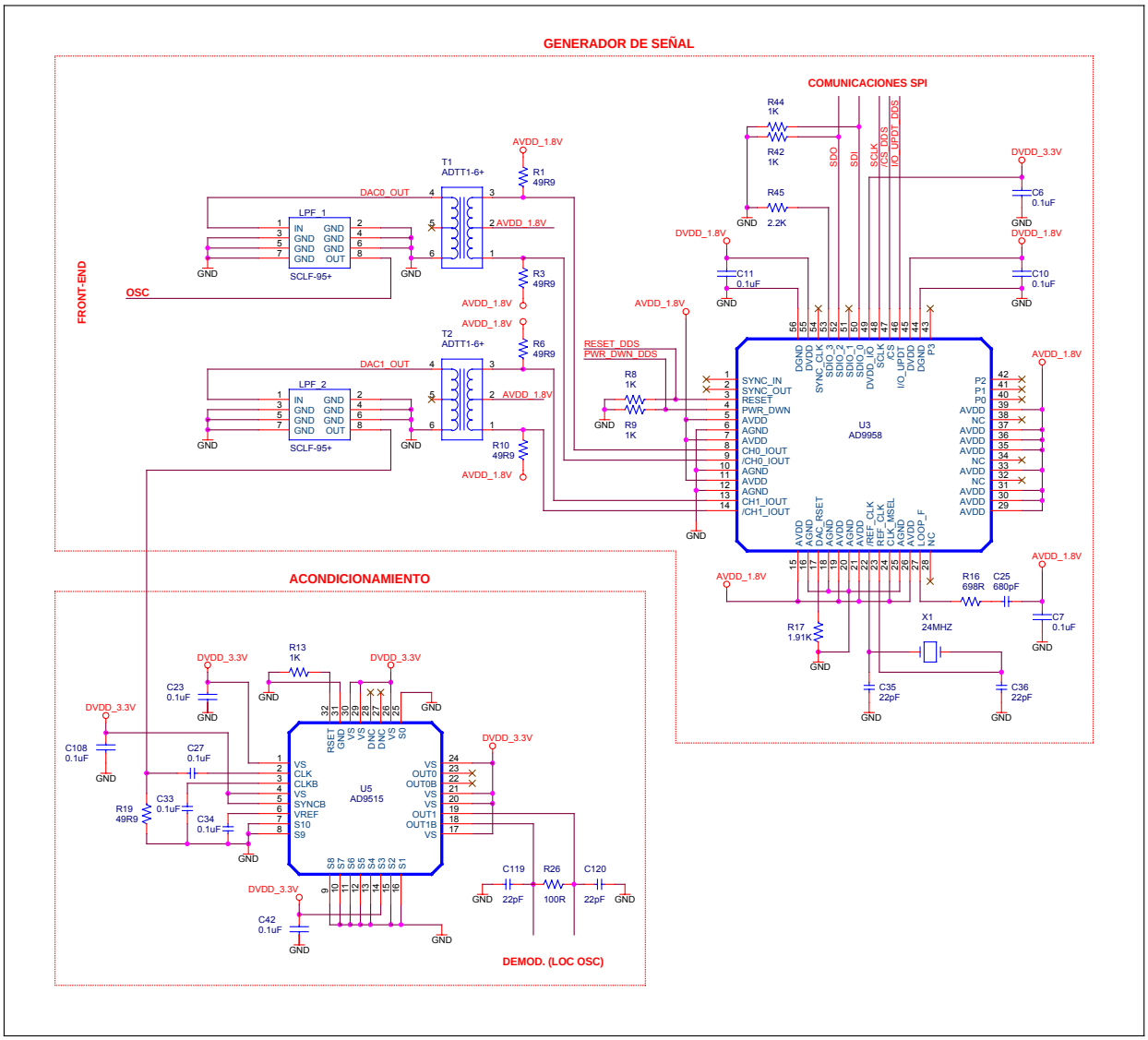


Figura 17. *Esquema eléctrico de la etapa de generación y acondicionamiento*

En la figura 17 se muestra el esquema eléctrico correspondiente a esta parte (el esquema completo se encuentra en el Anexo C). A continuación se describirán cada uno de los componentes que forman parte.

4.1.2.1 Sintetizador digital directo de señal DDS

Núcleo DDS

El AD9958 dispone de dos núcleos cada uno de ellos con un acumulador de fase de 32 bits y un convertidor de fase a amplitud (véase figura 18). La frecuencia de salida (f_o) de cada uno de los canales es el resultado de la función:

$$fo = \frac{(FTW)\cdot(fs)}{2^{32}}$$

FTW: Frequency Tuning Word

fs: system clock rate

2^{32}: capacidad del acumulador de fase

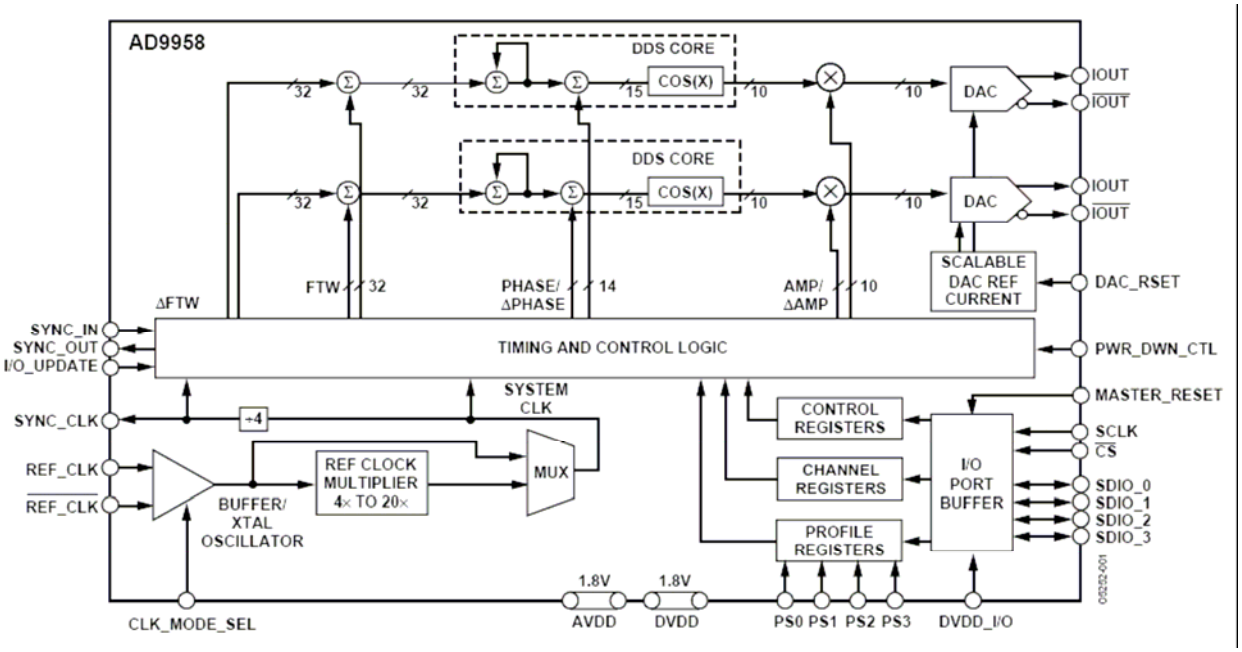


Figura 18. *Diagrama de bloques del AD9958*

La arquitectura del core del DDS también permite añadir un offset a la fase de la señal de salida. Esto se realiza por medio del registro de fase de 14 bits de cada canal. El valor del offset de fase se determina con la función:

$$\Phi = \left(\frac{(POW)}{2^{14}} \right) \cdot 360^{o}$$

POW: Phase Offset Word

2^{14}: Capacidad del sumador de fase

Reloj de referencia del DDS (REF_CLK)

La señal del reloj de referencia (REF_CLK) proviene de un cristal de 24 MHz y se utiliza para generar la señal de reloj del sistema (SYSTEM CLK) interna del DDS. La selección del modo de la señal REF_CLK a cristal se realiza poniendo la entrada CLK_MODE_SEL a tensión AVDD (+1,8V). El reloj de sistema resulta de multiplicar el reloj de referencia por valores enteros desde 4x a 20x por medio de un PLL interno. De esta manera, la máxima frecuencia de muestreo que se puede alcanzar es de 480 MSa/s (PLL a 20x) lo que supone en el peor de los casos 24 muestras por periodo para reconstruir una señal de 20 MHz, con lo que se genera una señal con una pureza espectral elevada (SFDR > 50 dB).

Convertidor D/A

Los convertidores D/A que integra el DDS son de 10 bits y tienen su salida en modo corriente diferencial. La terminación de la corriente de salida requiere un transformador con toma intermedia según recomendaciones del fabricante. El control de la corriente máxima se realiza por medio de una resistencia externa conectada a la entrada DAC_RSET y está limitada a 10 mA según recomendaciones del fabricante para mejorar el SFDR

$$R_{SET} = \frac{18,91}{10mA} \cong 1,91k\Omega$$

El control de la corriente fondo de escala de cada convertidor D/A es independiente. Es posible escalarla a su valor de fondo de escala y a 1/2, 1/4 y 1/8 de este valor.

Transformador RF

El transformador de salida es el ADTT1-6+ de Mini-Circuits que tiene una respuesta frecuencial pasa banda 15 kHz – 100 MHz. Además de permitir pasar de corriente diferencial a tensión referenciada a masa supone una atenuación adicional de las frecuencias imagen de la frecuencia de muestreo del DDS a la que realiza el filtro paso bajo.

Filtro paso bajo

El filtro paso bajo posterior al transformador es el SCLF-95+ de Mini-Circuits. Es un filtro pasivo con una frecuencia de corte de 95 MHz. La respuesta frecuencial se muestra en la figura 19.

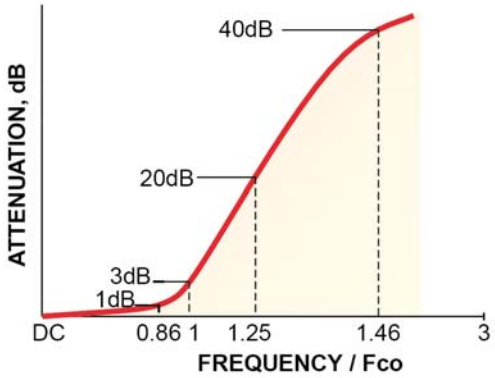


Figura 19. *Respuesta frecuencial del filtro SCLF-95+ con F_{co} = 95 MHz*

La selección del filtro ha atendido básicamente a dos criterios. Por un lado, atenuar las componentes de alta frecuencia procedentes de la frecuencia interna del DDS y, de otro, dejar pasar de forma integra la señal de oscilador ($4f_o$) correspondiente a una señal de inyección (f_o) de máxima frecuencia, es decir de 80 MHz (4 x 20 MHz).

Modo de operación del DDS

El modo de operación del DDS es tono simple que es el modo por defecto. Se programan dos frecuencias independientes en cada canal. Después de hacer un power up el DDS entra en este modo por defecto y pone a cero el registro de frecuencia y el de offset de fase. Mediante comunicación serie SPI se accede al puerto I/O y se programa la frecuencia, la fase y la amplitud deseada. Finalmente se realiza un update I/O.

Comunicación Serie SPI

El AD9958 dispone de 4 líneas para la comunicación (SDIO_0:3). El modo de comunicación escogido es “Single bit serial 3-mode wire”

Función SPI	Pin AD9958
SDI (Serial data in)	SDIO_0
SDO (Serial data out)	SDIO_2
SYNC_IO	SDIO_3
SCLK (Serial Clock)	SCLK
CSB (Chip Select)	CSB

Alimentaciones DDS

En cuanto a las alimentaciones, el DDS requiere tensión continua AVDD de +1,8V (analógica) y tensión continua DVDD de +1,8V (digital) para el core y la circuitería analógica. Y tensión continua DVDD de +3,3V (digital) para la comunicación I/O.

4.1.2.2 Acondicionamiento de señal

El demodulador que se va a usar necesita una referencia de reloj de frecuencia $4f_o$ en formato diferencial y señal cuadrada. Se ha seleccionado el AD9515 para realizar esta función que es un distribuidor de reloj optimizado para aplicaciones donde se requiere jitter y ruido de fase bajo. El diagrama de bloques del AD9515 se muestra en la figura 20. Su diagrama de bloques muestra otras funcionalidades que no se van a utilizar.

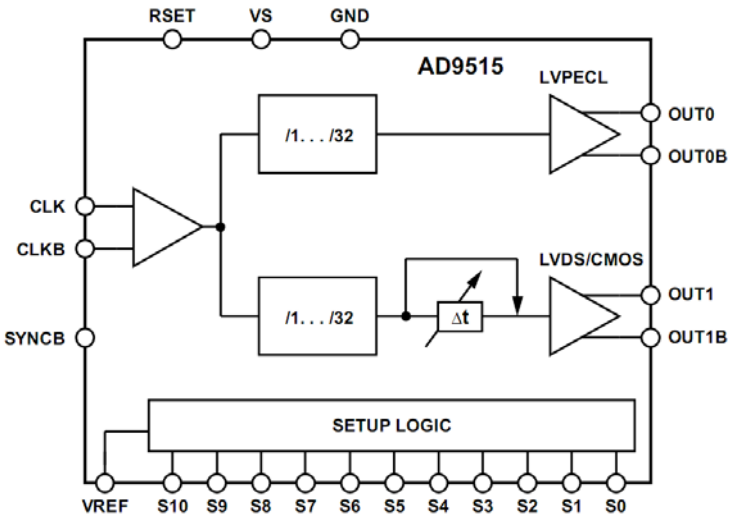


Figura 20. *Diagrama de bloques del AD9515*

Como paso previo a la utilización del AD9515, se va a desarrollar una PCB que incluya un comparador rápido para el acondicionamiento de la referencia de reloj de frecuencia $4f_o$ a señal cuadrada y los reguladores necesarios para la etapa de alimentación para utilizarse con las placas de evaluación de los componentes críticos (el esquema eléctrico se encuentra disponible en el Anexo C).

Corriente de polarización interna

La corriente interna de polarización del AD9515 se fija por medio de una resistencia externa conectada a la entrada RSET (típicamente RSET = 4,12 kΩ). Esta corriente determina los niveles lógicos y las condiciones de trabajo de los bloques internos del componente. En este diseño la resistencia RSET se ha disminuido para mejorar la señal de salida LVDS del bloque.

Configuración lógica

La configuración se obtiene por medio de los cuatro niveles lógicos posibles. Además de los dos niveles lógicos habituales que ofrecen VDD ("1" lógico) y GND ("0" lógico), se obtienen dos niveles más a partir de la tensión VREF que genera el componente ("2/3" lógico) y dejando el pin sin conectar NC ("1/3" lógico).

Nivel lógico	Conexión de pin
0	GND
1/3	NC
2/3	VREF
1	VDD

La configuración para obtener la funcionalidad del componente se muestra en la siguiente tabla

Pin	Nivel lógico	Función
S0	0	Delay OUT1 Bypassed
S1	0	OUT0 LVPECL 790 mV, OUT1 LVDS
S2	0	OUT0 OFF
S3	1	
S4	0	
S5	0	OUT1 Divided x1, OUT1 Phase 0
S6	0	
S7	0	
S8	0	OUT1 Phase
S9	0	Phase 0
S10	0	Delay 0

<u>Alimentaciones</u>

El AD9515 requiere una tensión continua DVDD de +3,3V (digital)

4.1.3 Etapa de filtrado

Debido a que la salida de la etapa de demodulación es en corriente y lo que se pretende es poder adquirir el valor continuo de las componentes en fase y cuadratura de ambos canales se ha utilizado una etapa de filtrado paso bajo con componentes activos compuesta por dos etapas conectadas en cascada:

1. Etapa 1: Amplificador de transimpedancia con una frecuencia de corte de 90 kHz
2. Etapa 2: Filtro Sallen-Key paso bajo de segundo orden con una frecuencia de corte de 100 Hz

La etapa de filtrado se ha separado en dos etapas debido al elevado valor de las capacidades que habrían sido necesarias con sólo la etapa de transimpedancia (véase figura 21), en donde la resistencia queda fijada por la ganancia del circuito.

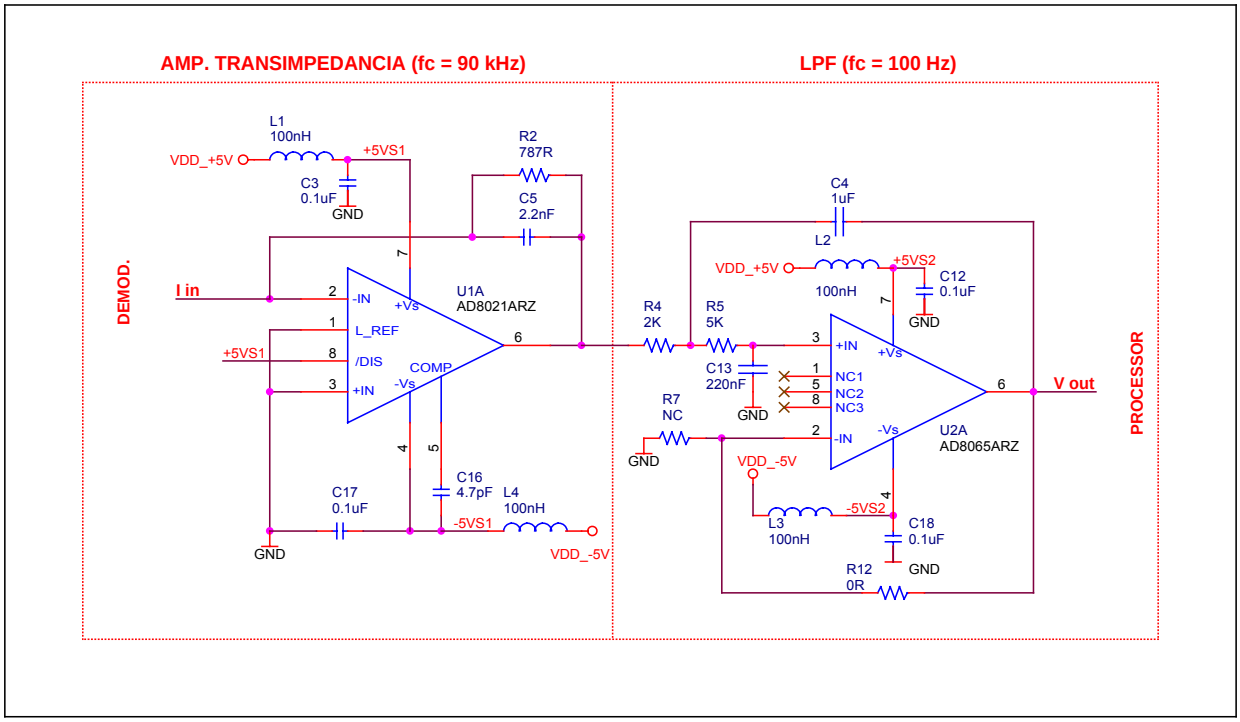


Figura 21. *Conexión en cascada del convertidor I/V y el filtro paso bajo*

Las características que se han tenido en cuenta a la hora de seleccionar los amplificadores operacionales han sido, por un lado, bajo offset y derivas por temperatura mínimas, y por otro, un ancho de banda elevado. Se ha realizado una simulación de la respuesta frecuencial con Spice utilizando los modelos que ofrece el fabricante.

4.1.3.1 Amplificador de transimpedancia (convertidor I/V)

El amplificador utilizado para esta función es el AD8021. Se ha utilizado en una configuración paso bajo orden 1 con el polo situado a 90 kHz. La respuesta frecuencial que se obtiene se muestra en la figura 22

$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = -\frac{R_2}{R_2 C_5 s + 1}$$

$$f_P = \frac{1}{2\pi R_2 C_5} \cong 90kHz$$

Se puede observar que, debido a las limitaciones en la respuesta en lazo abierto del A.O. seleccionado, a partir de una cierta frecuencia situada sobre los 20 MHz se produce un punto de inflexión a partir de la cual se degrada la atenuación.

La ganancia constante desde continua hasta 100 kHz de aproximadamente 60 dBΩ queda fijada por el valor de R2 que corresponde a una transimpedancia del convertidor I/V de 1 V/mA.

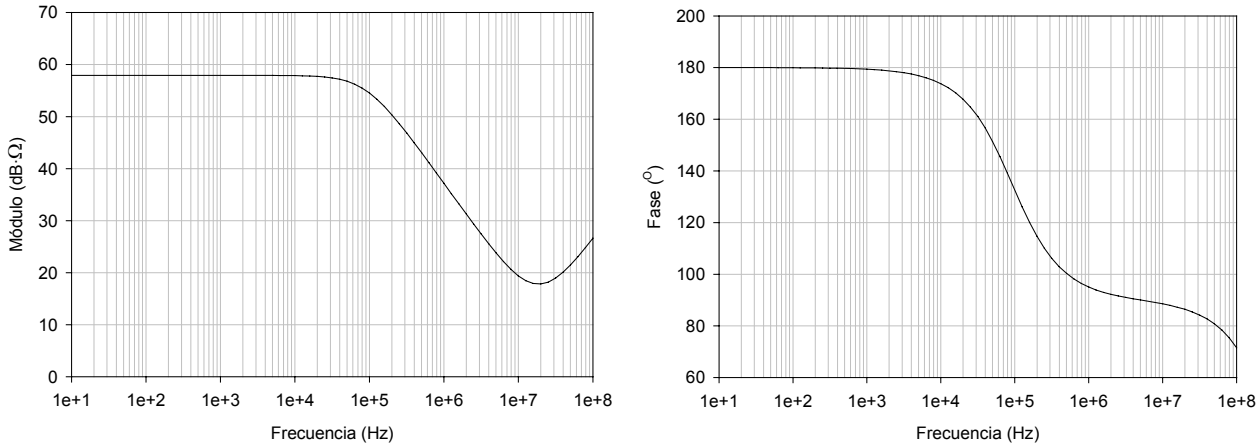


***Figura 22**. Respuesta frecuencial del amplificador de transimpedancia utilizando el modelo del AD8021*

4.1.3.2 Filtro activo paso bajo (orden 2 Chebyshev con rizado de 1dB en la banda pasante)

Se ha utilizado una estructura Sallen-Key paso bajo orden 2 con una ganancia unitaria aunque el diseño de la PCB posibilita variar dicha ganancia si la aplicación lo requiere (la resistencia R_{12} es de 0Ω y R_7 no se ha conectado)

$$G = 1 + \frac{R_{12}}{R_7}$$

En este caso se ha seleccionado el AD8065. Se trata de un A.O. de mayor exactitud aunque con un menor ancho de banda. Como consecuencia, tal como muestra la figura 23, la atenuación se empieza a degradar a partir de 30 kHz. La frecuencia de corte del filtro es de 100 Hz y la etapa atenúa con una pendiente de 40 dB/dec hasta los 30 kHz. A partir de esta frecuencia la atenuación se degrada debido a la respuesta real del A.O.

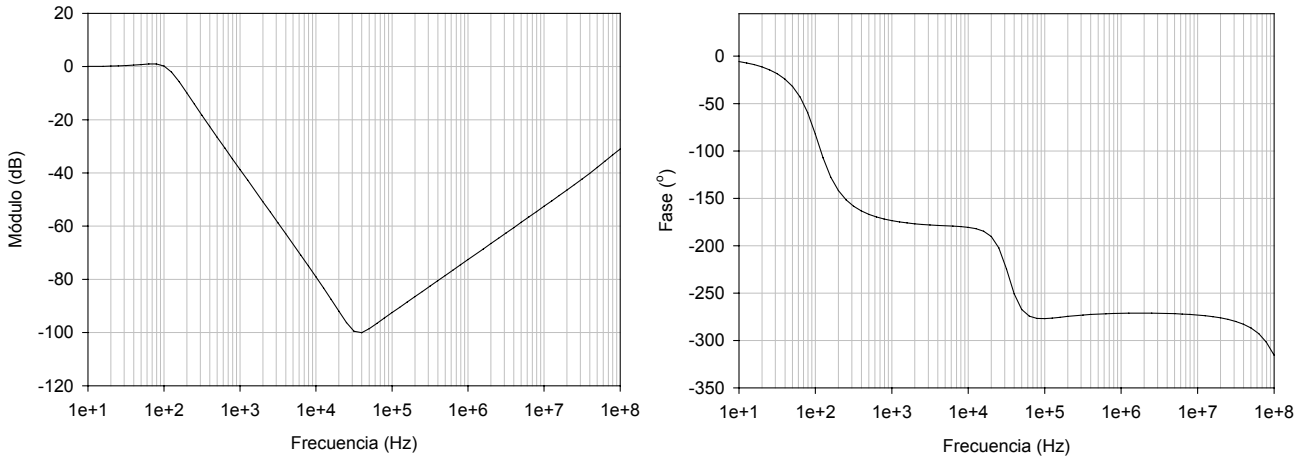


Figura 23. *Respuesta frecuencial del amplificador de transimpedancia utilizando el modelo del AD8065*

4.1.3.3 Filtro resultante

La conexión en cascada de las etapas anteriores da lugar al filtro resultante. La respuesta frecuencial que se obtiene se muestra en la figura 24. De la representación del módulo se observa que la atenuación máxima se mantiene constante a 35 dB hasta los 10 MHz. A partir de esta frecuencia la atenuación empieza a disminuir siendo de 30 dB a la frecuencia de interés de 20 MHz. Esto es debido a la respuesta real de los dos amplificadores que queda evidente al utilizar el modelo correspondiente. La conexión en cascada permite obtener una atenuación suficiente a frecuencias bajas con componentes de dimensiones razonables y compensar el comportamiento real de los operacionales que supone una perdida de atenuación a frecuencias altas.

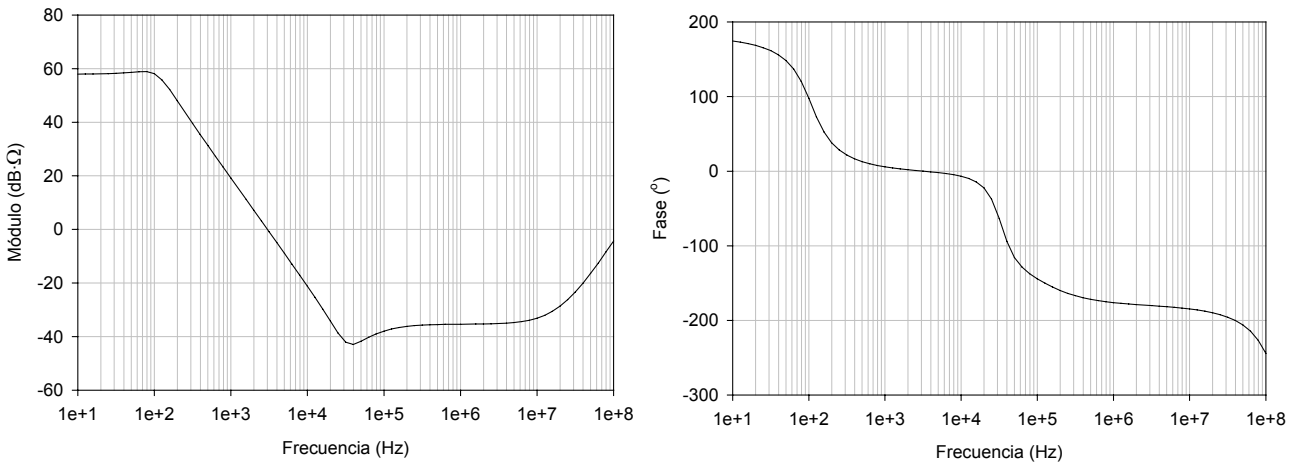


Figura 24. *Respuesta frecuencial del filtro resultante utilizando los modelos del AD8021 y AD8065*

4.1.4 Etapa de alimentación

En la tabla se muestran las necesidades en cuanto a alimentación de cada una de las etapas que forman el sistema.

Etapa del sistema	Componente	Tensión	Consumo
Generación de señal y acondicionamiento	AD9958	+3,3V (digital) +1,8V (analógica) +1,8V (digital)	247 mA
	AD9515	+3,3 (digital)	
Pre-amplificación y demodulación	AD8332	+5V	122 mA
	AD8333	±5V	
Filtro salida	AD8021	±5V	53 mA
	AD8065	±5V	
Convertidor A/D	AD7734	+5V (analógica) +3,3V (digital) +2,5V	14,5 mA
Convertidor D/A	AD5320	+5V (analógica)	140 µA
Front-end	AD8066	±5V	13 mA
	MAX4145	±5V	

Los reguladores utilizados son del fabricante Linear Technology. Se ha escogido este fabricante debido a que dispone de una amplia gama de reguladores lineales de tamaño reducido y tensiones de salida fija que satisfacen las necesidades en cuanto a alimentación se refiere.

Las características generales de los reguladores utilizados son ruido de salida bajo y caída de tensión (dropout voltage) baja con carga. Además disponen de una protección interna contra tensión inversa de entrada, limitación de corriente, limitación de temperatura y protección contra corriente inversa.

Para la selección de los diferentes reguladores se ha tenido en cuenta la tensión de salida requerida y la corriente demandada por cada etapa. Estos son los reguladores utilizados:

LT1962 (300 mA) de tensión de salida +5V/+3,3V/+1,8V

LT1964 (200 mA) de tensión de salida -5V

LTC1844 (150 mA) de tensión de salida +1,8V

ADR421 (10 mA) de tensión de salida +2,5V

La figura 25 muestra los reguladores utilizados para la obtención de las tensiones de salida continuas a partir de la alimentación principal procedente de una fuente simétrica o de una batería ($|V_{DD}| > 5V$).

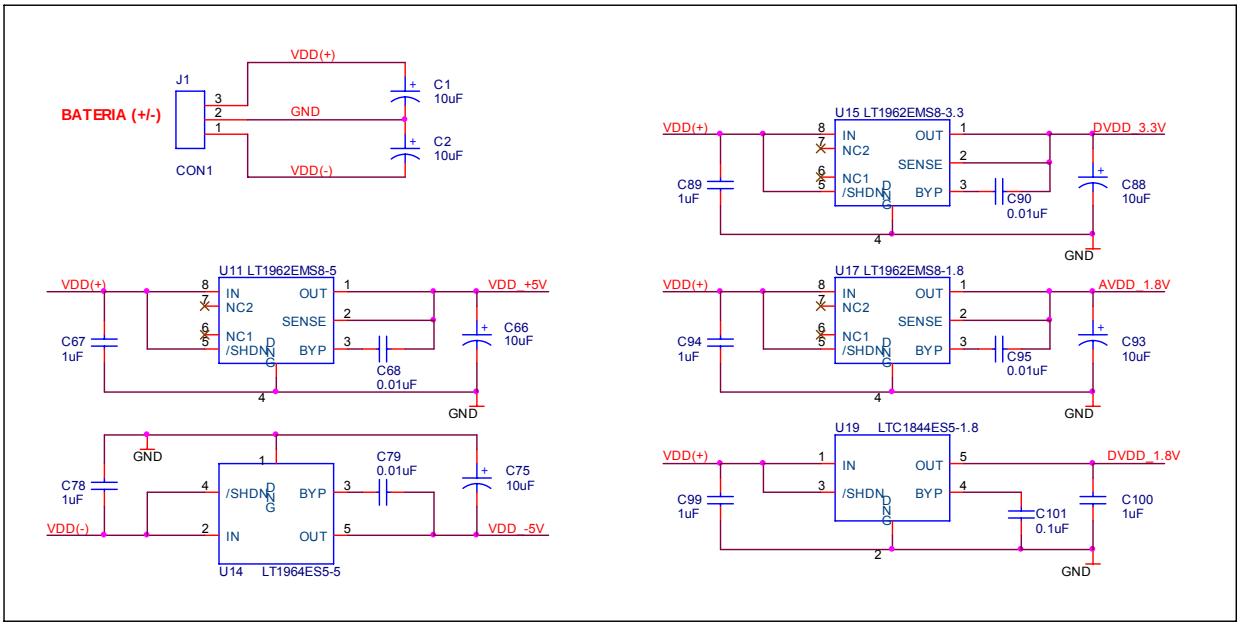


Figura 25. *Reguladores utilizados en la etapa de alimentación*

4.1.5 Convertidores A/D y D/A

La etapa de entrada del convertidor A/D debe ser bipolar debido a que las salidas de la etapa de filtrado correspondientes a las componentes demoduladas pueden ser tanto positivas como negativas. El convertidor A/D utilizado es el AD7734. Se trata de un convertidor sigma-delta de 16 bits que dispone de cuatro entradas analógicas referidas a gnd y puede admitir tanto tensiones unipolares como bipolares por medio de una red interna de resistencias. La comunicación es serie SPI.

El convertidor D/A es el AD5320 de 12 bits que también utiliza comunicación serie SPI. En la figura 26 se muestra el esquema eléctrico de esta parte del diseño.

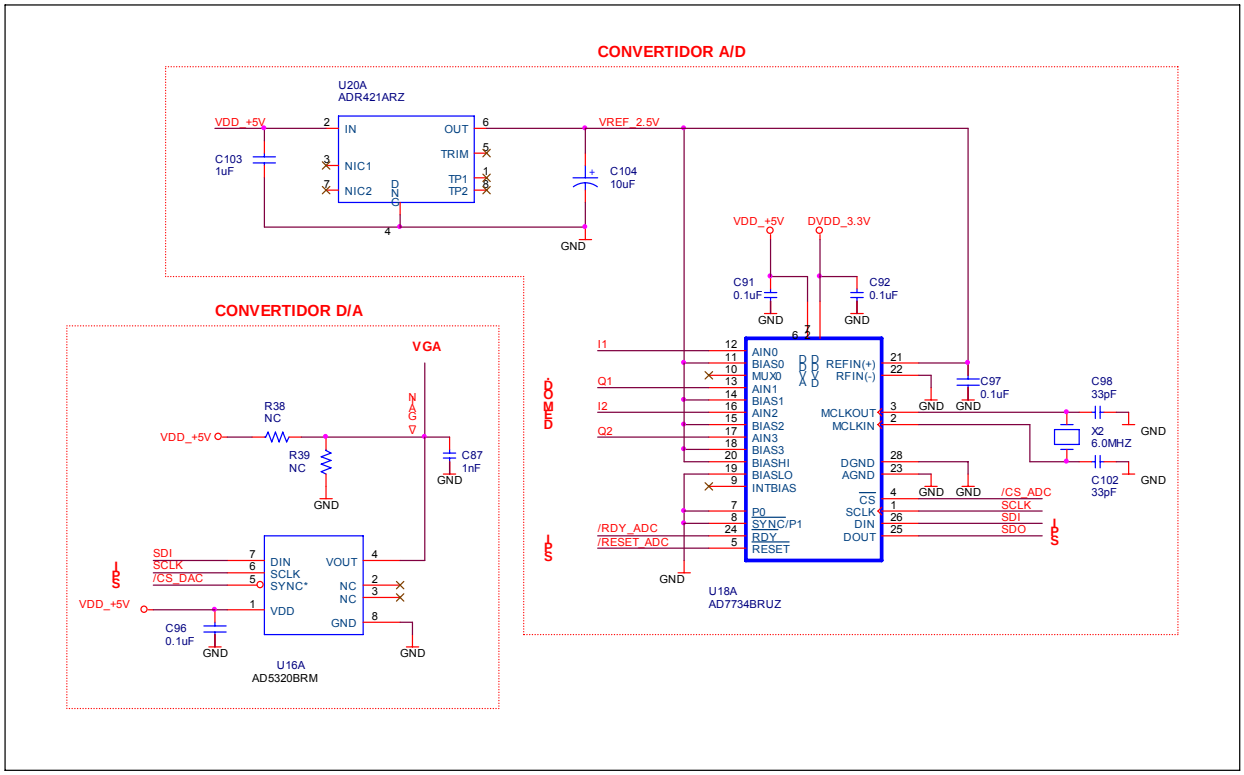


Figura 26. *Convertidores A/D y D/A a utilizar en la placa Z-SPECT*

4.1.6 Componentes de desacoplo del ruido HF

Debido a que la máxima frecuencia de trabajo del diseño es de varias decenas de megahertz, es necesario minimizar el ruido de alta frecuencia que pueda propagarse al circuito de medida a través de la alimentación. El rechazo a las variaciones de la tensión de alimentación (PSRR) de los amplificadores y convertidores se degrada con el aumento de la frecuencia lo cual se traduce en un aumento de la sensibilidad de la salida frente variaciones de la tensión de alimentación.

El criterio general que se ha seguido para minimizar el efecto del ruido de alta frecuencia ha sido utilizar condensadores cerámicos multicapa de 0,1 µF conectados físicamente próximos entre los pines de alimentación de los componentes utilizados y masa (véase la figura 27). La dependencia frecuencial de su impedancia hace que disminuya con la frecuencia y se cortocircuite a masa el ruido HF.

Las características principales que se han tenido en cuenta en la selección del componente han sido un bajo valor de inductancia y de resistencia serie equivalente (ESL y ESR).

También se han utilizado inductancias con núcleo de ferrita de 0,1 µH conectadas en serie con las entradas de señal y con los pines de alimentación de los integrados de las etapas de amplificación, demodulación y filtrado (figura 27). La dependencia frecuencial de su impedancia hace, en este caso, que aumente con la frecuencia y se aísle el ruido HF. Las características que se han tenido en cuenta en la selección del componente son una resistencia en continua (DCR) baja y una corriente continua de saturación por encima de la de trabajo.

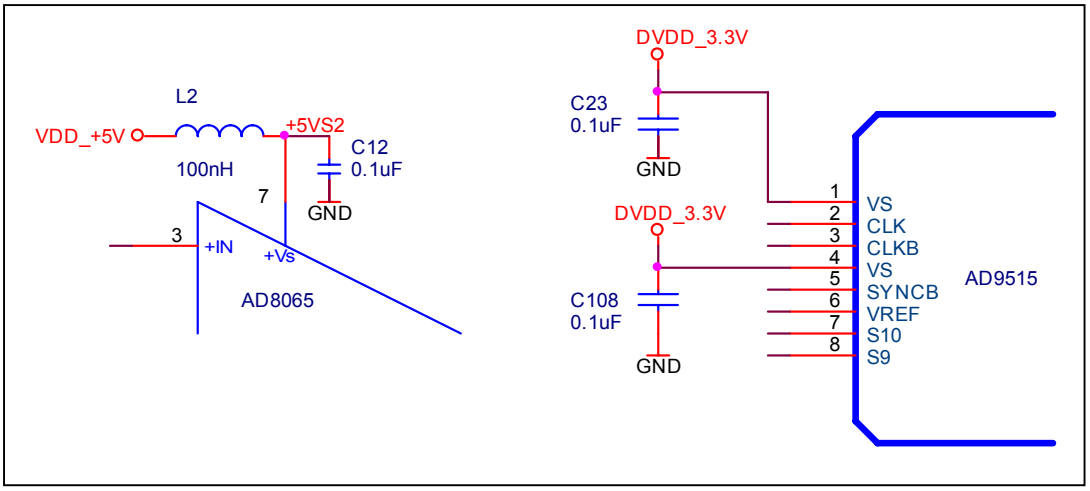


Figura 27. *Ejemplos del desacoplo del ruido de alta frecuencia*

4.1.7 Conectores

Se han utilizado conectores SMA para la inyección de señal y la detección, más apropiados si la aplicación es de frecuencia elevada y si el Front-end está a una cierta distancia. Si no es así, estas señales están puenteadas a pines de conectores de tira de poste. Para la alimentación, las salidas y la comunicación los conectores son también tipo poste por lo cual es posible conectar el Front-end directamente sobre la placa. En la figura 28 se muestra el detalle de los conectores utilizados así como la descripción de cada línea.

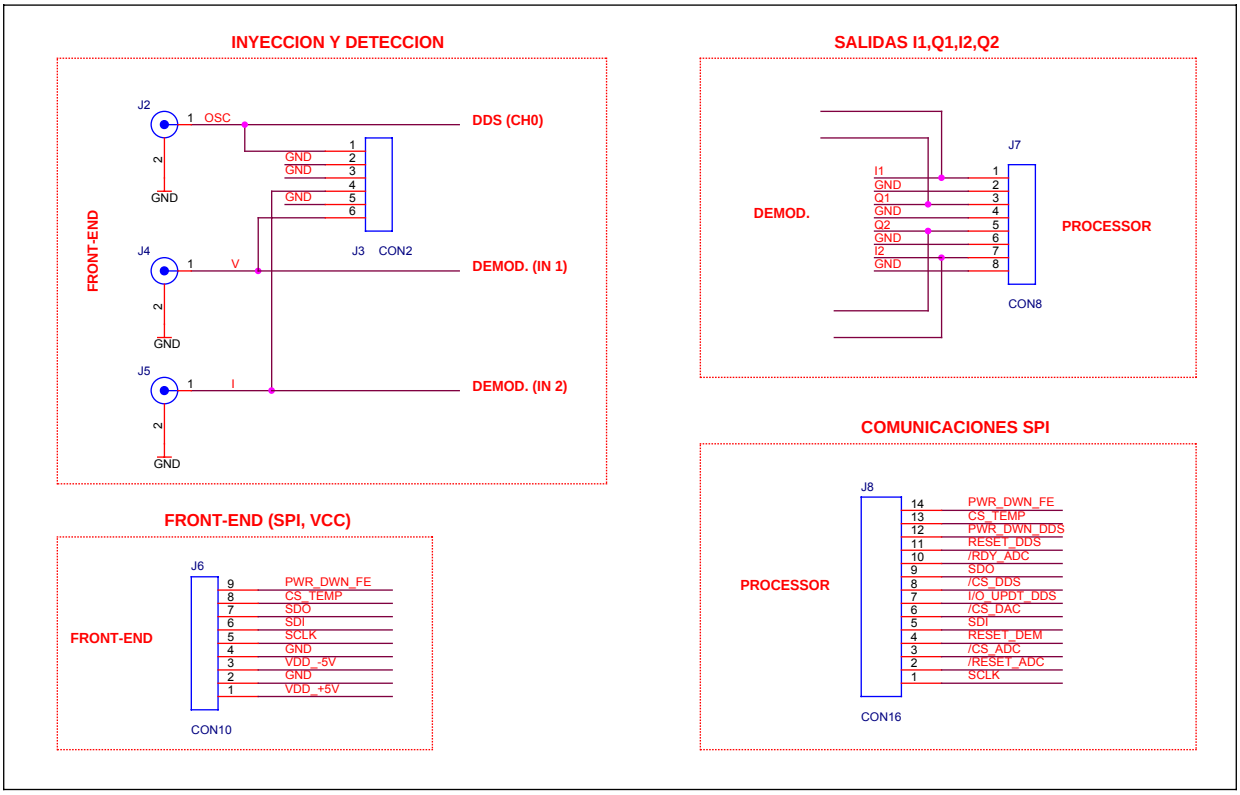


Figura 28. *Conectores utilizados en la placa Z-SPECT*

4.2 Pruebas con placas de evaluación

Antes de proceder al diseño y realización de la PCB se han realizado una serie de pruebas con la placa de evaluación del demodulador AD8333 y con la del DDS AD9958.

4.2.1 AD8333-EVAL

Las medidas con la placa de evaluación AD8333-EVAL han facilitado la familiarización con el demodulador I/Q AD8333. Esta placa dispone también del amplificador de bajo ruido AD8332 de ganancia variable aunque en la configuración de fábrica dicho ajuste está fijado a GND por lo que se ha trabajado a ganancia constante (el esquema eléctrico está disponible en el Anexo C).

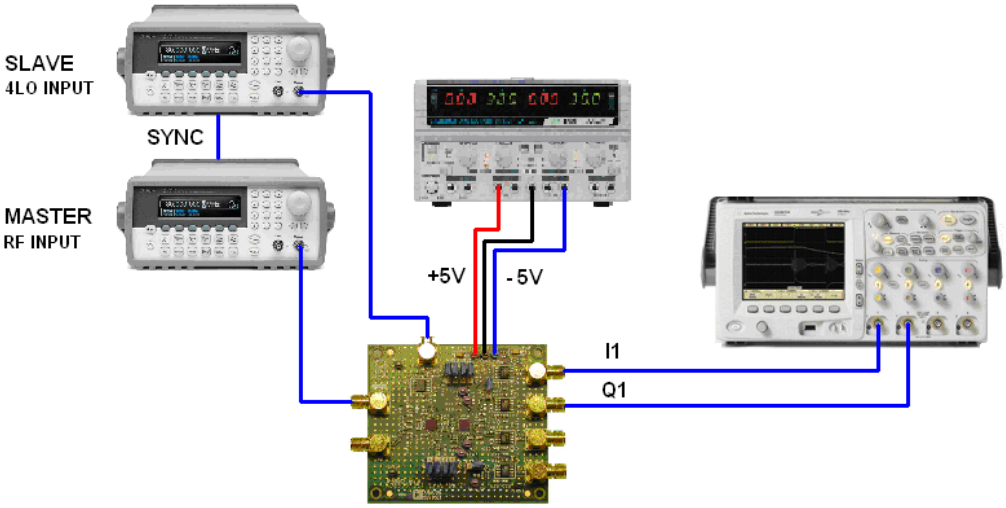


Figura 29. *Conexionado de la placa de evaluación AD8333-EVAL*

La figura 29 muestra la conexión utilizada para realizar las medidas. Los dos generadores se han sincronizado utilizando la conexión posterior que el fabricante dispone para ello mediante un cable coaxial de calidad. El generador Agilent 33220A hace de máster y el Agilent 33250A de esclavo. Este es el instrumental que se ha utilizado:

- Generador de funciones Agilent 33250A 80 MHz (señal 4LO)
- Generador de funciones Agilent 33220A 20 MHz (señal RF INPUT)
- Osciloscopio Agilent DSO6034A 300MHz 2GSa/s
- Fuente de alimentación ±5V

Básicamente las medidas han consistido en producir desfases entre la señal de entrada (RF INPUT) y la señal del oscilador local (4LO INPUT) y comprobar cómo afecta a las salidas. Se han obteniendo tanto las formas de onda como el valor de continua de las componentes en fase (I1) y cuadratura (Q1) del canal 1 de salida del demodulador.

Las medidas se han realizado a diferentes frecuencias:

1) $f_{RF\,IN}$ = 1 kHz f_{4LO} = 4 kHz
2) $f_{RF\,IN}$ = 10 kHz f_{4LO} = 40 kHz
3) $f_{RF\,IN}$ = 100 kHz f_{4LO} = 400 kHz
4) $f_{RF\,IN}$ = 1 MHz f_{4LO} = 4 MHz

La señal de entrada (RF INPUT) es senoidal mientras que la señal del oscilador local (4LO INPUT) es cuadrada (aunque puede ser senoidal). El desfase se ha ido variando en el generador máster (RF INPUT) dejando el desfase del generador slave fijo a 0º.

En la figura 30 se muestra la evolución temporal de las componentes en fase I1 (traza verde) y cuadratura Q1 (traza rosa) para diferentes desfases. Se puede intuir el valor medio de la tensión en cada caso. Cuando el desfase es 0º el valor medio de I1 será máximo (positivo o negativo), y nulo para Q1. En cambio, si el desfase es 90º el valor medio de I1 es nulo y el valor medio de Q1 es máximo (negativo o positivo). Por otro lado comentar que debido a que la frecuencia de trabajo es de 1 kHz y el filtro de transimpedancia de la placa tiene el polo a 90 kHz, la componente alterna de la señal no queda filtrada.

Desfase 0º *Desfase 90º*

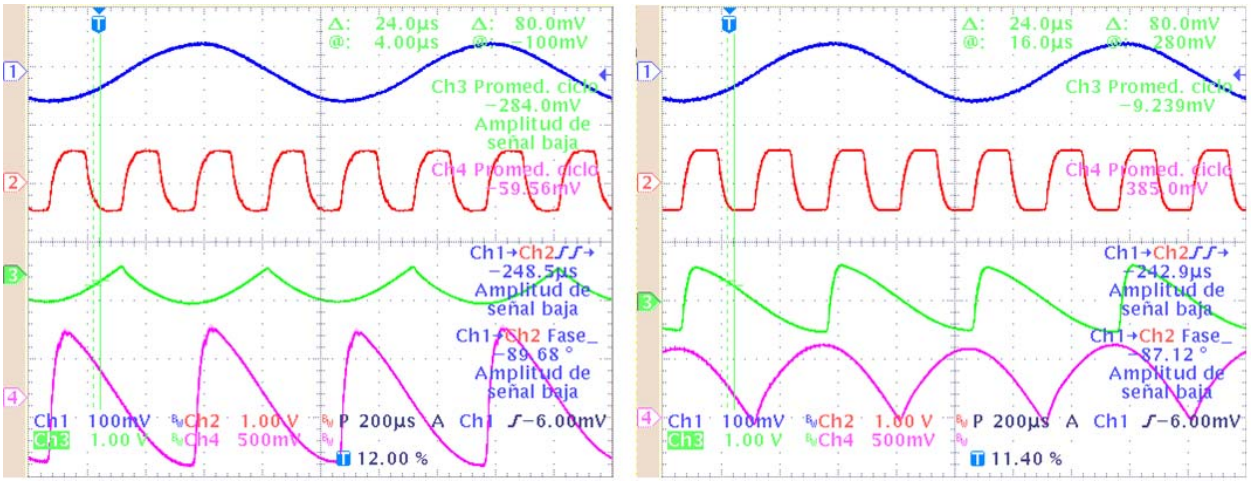


Figura 30. *Evolución temporal de la señales para diferentes desfases a f_o=1 kHz: RF INPUT (traza azul), 4LO (traza roja), I1 (traza verde) y Q1 (traza rosa)*

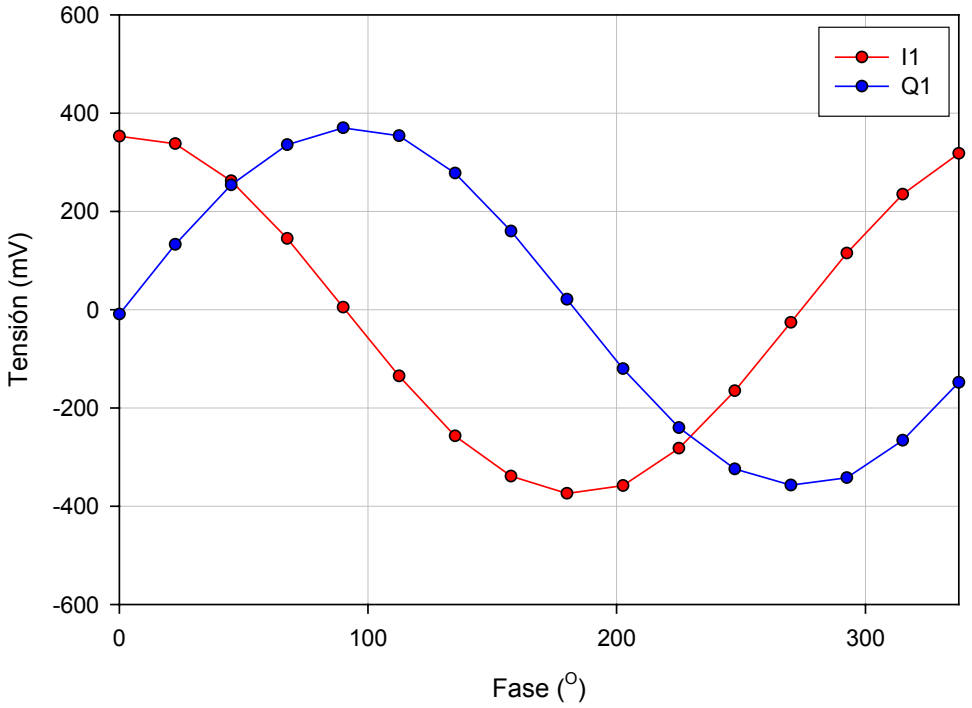


Figura 31. *Valor DC de las componentes de salida I1, Q1 del demodulador a f_o=1 kHz*

La evolución del valor medio de cada una de las componentes para el caso concreto de una señal RF IN de 1 kHz se muestra en la figura 31. Se han producido desfases en pasos de 22,5º.

La representación de las dos componentes en función de la fase del generador máster describe dos senoides desfasadas 90º. Cuando I1 pasa por un máximo, Q1 pasa por cero y viceversa. En las otras 3 medidas a mayor frecuencia la representación es la misma.

Las componentes I1 y Q1 son las coordenadas rectangulares de un vector el cual mantiene constante el módulo y varía la fase a medida que se producen desfases en la señal de entrada (RF IN).

Se ha podido verificar el funcionamiento de la placa a alta frecuencia hasta los 20 MHz (RF IN) y a baja frecuencia hasta 1 kHz (RF IN) utilizando señal cuadrada en el generador máster. Con señal senoidal el límite inferior se desplaza al centenar de kHz, aspecto este ya especificado por el fabricante.

Por otro lado, también se ha podido comprobar la actuación del amplificador de transimpedancia (I/V) paso bajo cuya frecuencia de corte es 90 kHz. La componente alterna de las salidas I1, Q1 disminuye a medida que se aumenta la frecuencia.

4.2.2 AD9958-EVAL

El objetivo de las medidas realizadas con la placa de evaluación AD9958-EVAL ha sido comprobar que el DDS AD9958 cumpla los requisitos necesarios de la etapa de generación de señal del sistema. También comprobar los límites frecuenciales y la programación.

La primera modificación realizada en la placa ha sido modificar la parte de clock. Se ha soldado un cristal de cuarzo de 24 MHz para así prescindir del generador de funciones necesario y aproximarse al diseño final. La segunda modificación ha sido sustituir los transformadores RF a la salida del DDS por otros con una banda pasante más adecuada para la aplicación (esquema eléctrico disponible en el Anexo C).

Se ha realizado una PCB a dos caras que contenga los reguladores necesarios para alimentar la placa además de una etapa de acondicionamiento para la señal de reloj de referencia basada en un comparador rápido que se utilizará más adelante.

En la figura 32 se muestra el setup necesario para utilizar la placa de evaluación del DDS. Desde una interficie también de Analog Devices se programan las diferentes líneas del DDS. Dicha interficie hace una comprobación de la comunicación USB y detecta el dispositivo bajo test, en este caso el AD9958.

El objetivo de las medidas realizadas con esta placa de evaluación ha sido comprobar la calidad espectral de la señal de salida. Las medidas han permitido comprobar que el limite frecuencial inferior se sitúa en 20 kHz y que se alcanza el límite superior requerido de 80 MHz. La placa viene con un filtro pasivo paso bajo de 200 MHz. También se ha comprobado que la parte de alimentación sea capaz de suministrar el consumo total requerido.

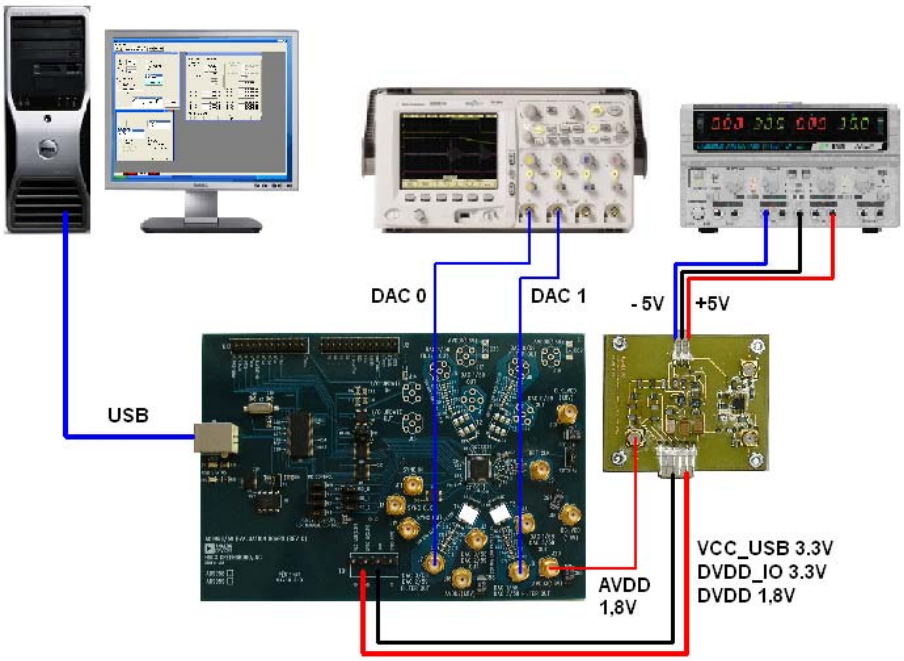


Figura 32. *Conexión de la placa de evaluación AD9958-EVAL*

4.2.2.1 Interficie AD9958-EVAL Software

El software que suministra Analog Devices con la compra de la placa de evaluación del DDS permite programar el dispositivo utilizando una interficie gráfica de usuario sumamente amigable. Este software sirve tanto para la placa de evaluación del AD9958 (2 canales de salida) como para la del AD9959 (4 canales de salida). A continuación se realiza una descripción de la aplicación dado que se utilizará para controlar el DDS en el diseño final.

Antes de la ejecución de la aplicación se tienen que haber realizado las siguientes conexiones:

- ✓ Conexión de cable USB suministrado entre la placa AD9958-EVAL y el puerto USB del PC
- ✓ Conexión de todas las alimentaciones: VCC_USB(3,3V), DVDD_IO(3,3V), DVDD(1,8V), AVDD(1,8V) y de la masa GND

Y la configuración de jumpers de la placa como sigue

- ✓ Jumper W11 en posición CRYSTAL

- ✓ Jumper W7 en posición PC
- ✓ Jumper W1, W2, W3, W9 y W10 colocados
- ✓ Jumper W4, W5 y W6 quitados

Una vez se ejecuta la aplicación se realiza una comprobación automática del estado de las conexiones. Se comprueba el dispositivo bajo test (AD9958 o AD9959) y la existencia del reloj de referencia REF_CLOCK (figura 33)

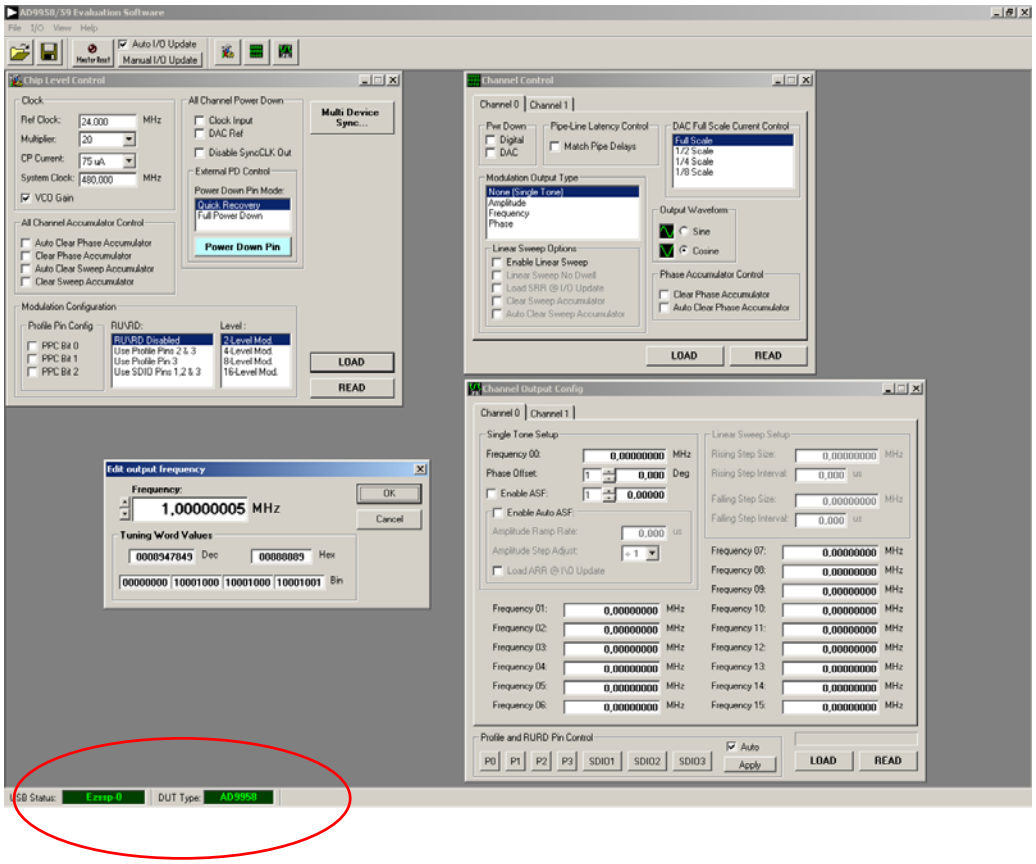


Figura 33. *Interficie de usuario de la placa AD9958-EVAL*

<u>Selección del modo de comunicación</u>

Por medio de la ventana de la figura 34 se especifica el modo de comunicación serie de entre las opciones posibles. En este caso se especifica Single Bit – 3 Wire

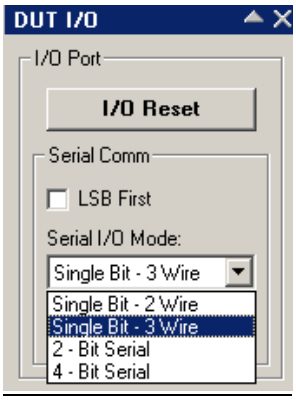


Figura 34. *Modo de comunicación*

Menú Chip Level Control

En este menú se especifica la frecuencia de referencia REF_CLK fijada a 24 MHz (suministrada por el cristal instalado) así como el factor de multiplicación del PLL interno (4x a 20x). De esta manera, se fija la frecuencia interna del sistema

SYSTEM_CLOCK = REF CLOCK x MULTIPLIER

Si la frecuencia solicitada es suficientemente elevada como para requerir ganancia del VCO interno aparecerá un mensaje de alerta para su habilitación (figura 35)

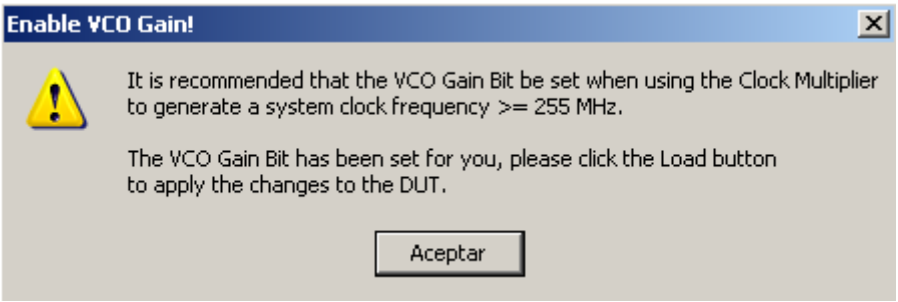


Figura 35. *Mensaje de habilitación VCO gain*

Menú Channel control

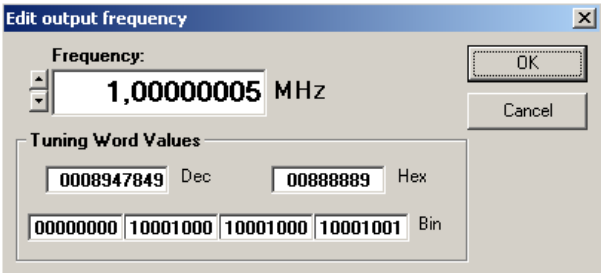
En este menú se especifica el tipo de modulación a tono simple (Simple Tone) y la corriente de salida del DAC de cada uno de los canales dependiendo de la necesidad.

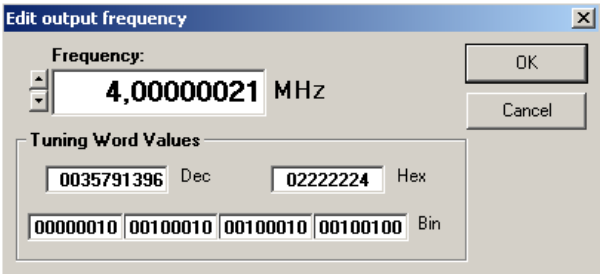
En las medidas realizadas el valor por defecto para la corriente de salida del DAC de los dos canales es Full Scale. Para el CANAL 1 correspondiente a la señal del oscilador local del demodulador (previo acondicionamiento) se ha dejado el valor por defecto. Para el CANAL 0 correspondiente a la señal de inyección ha sido necesario variarla para realizar las medidas de caracterización (salida en función de la amplitud de entrada). Para el resto de aplicaciones el CANAL 0 se ha dejado en Full Scale.

Menú Channel Output Config

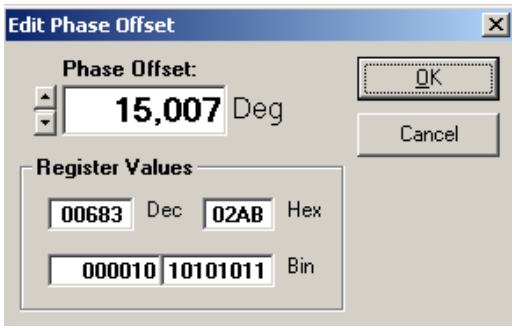
En este menú se especifica la frecuencia y el offset de fase del tono simple de cada canal. La frecuencia del CANAL 1 debe ser exactamente cuatro veces mayor que la del CANAL 0. Debido a que las posibles frecuencias de sintonización dependen de la frecuencia interna del sistema, esta relación entre la frecuencia de los dos canales puede ser más o menos difícil de encontrar. Debido al truncamiento en la palabra binaria de programación no todas las frecuencias son posibles.

Ejemplo: SYSTEM CLOCK = 480 MHz, f(CH0) = 1 MHz, f(CH1) = 4 MHz





Otro parámetro que se ha variado frecuentemente es la fase. El valor por defecto para el offset de fase de los dos canales es 0. En medidas como las de caracterización (salida en función de la fase de la señal de entrada) se ha variado la fase del CANAL 0 correspondiente a la señal de inyección. En la figura se muestra la ventana para la variación de fase.



4.2.3. Interconexión de los diferentes módulos

Los diferentes módulos se han interconectado para emular el circuito final (figura 36) antes de proceder a la implementación en una placa de 4 capas. El sistema se alimenta con una fuente única simétrica de ±5V. Uno de los canales de salida del DDS (f_o) se ha conectado a la entrada RF IN de la placa de demodulación y el otro canal del DDS de frecuencia cuádruple ($4f_o$) se utiliza como entrada del oscilador 4LO habiendo sido acondicionada previamente a señal cuadrada por medio del comparador. Comentar que se ha utilizado un comparador rápido, concretamente el TLV3501 de Texas Instruments cuyas características básicas de conmutación son tr = tf = 1,5 ns y td = 4,5 ns (el esquema eléctrico se encuentra disponible en el Anexo C).

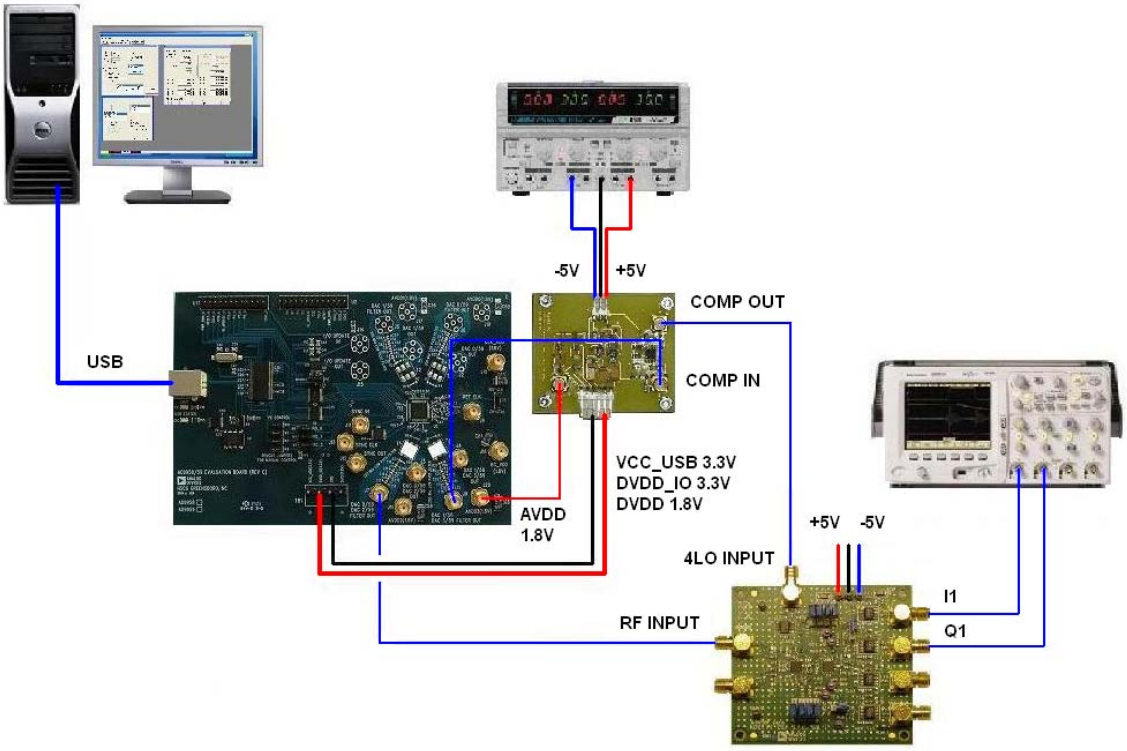


Figura 36. *Conexionado entre los diferentes módulos*

Básicamente se ha comprobado la sincronización de los dos canales de entrada a la placa del demodulador observando la estabilidad de las salidas (I1 y Q1). Se han producido desfases entre los canales observando los cambios en la salida. Finalmente se han comprobado los límites frecuenciales inferior y superior de funcionamiento.

Se han observado las limitaciones a baja frecuencia debido a transiciones abruptas a la salida del comparador (COMP OUT) que se utiliza como entrada de oscilador del demodulador. El límite frecuencial inferior se sitúa sobre los 200 kHz para la entrada RF IN, por debajo de esta frecuencia las salidas I1 y Q1 no son estables. Esto comporta prestar especial atención al gestor de reloj. Esta limitación viene dada aparentemente por la generación de pulsos de sincronismo extra a partir del ruido en la señal de entrada al comparador.

4.3 Layout

Una vez verificada la viabilidad básica del diseño, se ha completado y se ha implementado en una placa de circuito impreso (el esquema completo se encuentra en el Anexo C). La placa Z-SPECT es de 4 capas Clase 5 y tiene unas dimensiones algo inferiores a una Eurocard tamaño A, 140 x 80 mm. Las dimensiones han sido condicionadas a la futura aplicación del nuevo diseño en sistemas de medida de biomasa ya existentes en donde la sonda de medida dispone de un espacio limitado dentro del sistema.

Las ventajas de la solución adoptada a 4 capas son:

- Dedicación de capas específicas a plano de masa y plano de alimentación
- Facilitar la separación de la electrónica analógica de la digital
- Liberar espacio en la capa externa superior y así poder situar todos los componentes en ella bajo un criterio de uniformidad entre canales (crítico a elevadas frecuencias)
- Posibilidad de separar la electrónica de señal de las líneas de comunicación SPI utilizando para ello capas diferentes (externa superior para señal y externa inferior para comunicación SPI) y así minimizar las perturbaciones EMI
- Mejorar la integridad de las señales mediante múltiples conexiones a planos de masa y condensadores de desacoplamiento.

Y como inconvenientes, básicamente dos:

- Coste económico elevado debido a la complejidad del proceso de fabricación
- Dificultad de encontrar errores durante la fase de verificación del diseño sobretodo si éstos se han producido durante el proceso de fabricación

La figura 37 muestra la distribución de componentes en la capa superior. Los componentes utilizados son de montaje superficial SMD formato 0805.

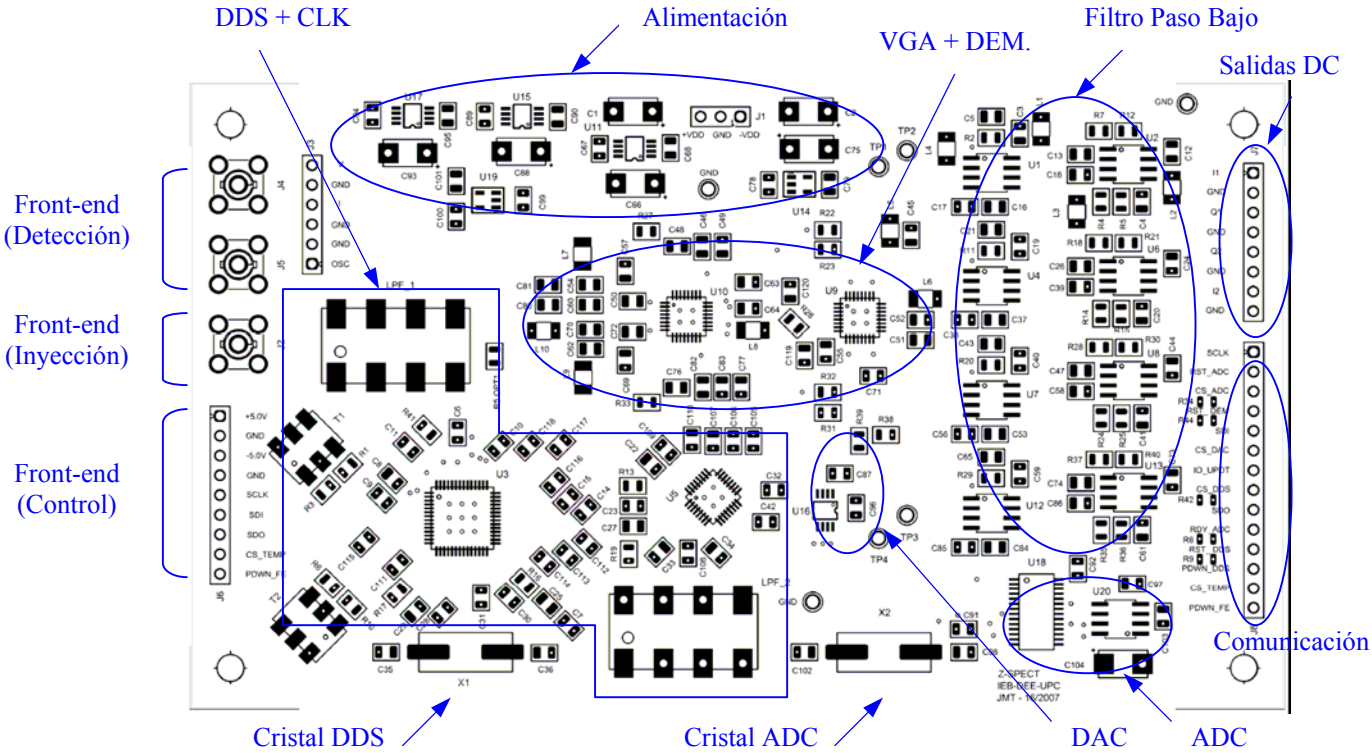


Figura 37. *Disposición de componentes en la capa superior*

La alimentación está formada por el conector de alimentación externa y los diferentes reguladores que suministran las tensiones continuas necesarias: VDD_+5V (tensión analógica de +5V), VDD_-5V (tensión analógica de -5V), DVDD_+3.3V (tensión digital de +3,3V), AVDD_+1.8V (tensión analógica de +1,8V) y DVDD_+1.8V (tensión digital de +1,8V).

La zona DDS+CLK es la de generación de señal y acondicionamiento. Cada uno de los canales del DDS dispone de su circuitería auxiliar: un transformador de RF y un filtro paso bajo. El acondicionamiento a señal cuadrada se realiza por medio del AD9515.

La zona VGA+DEM es la etapa de amplificación de ganancia variable y de demodulación. La zona de Filtro Paso Bajo está formada por cuatro canales en donde se extrae la componente continua de cada una de las salidas del demodulador.

Un convertidor analógico a digital (ADC) y un convertidor digital a analógico (DAC) en principio no soldados en la placa. Cristal para el DDS y otro para el ADC (no soldado) y finalmente los diferentes conectores.

CAPA TOP (capa 1)

En la figura 38 se muestra la CAPA TOP en donde se han soldado todos los componentes. La situación de dichos componentes se ha realizado atendiendo a criterios de minimización de interferencias conducidas. Básicamente separación de funciones por zonas para minimizar el paso de corriente de generación a medida y de AF a BF. Se han dispuesto regiones de GND para minimizar el acoplamiento de la señal de inyección en las señales de detección. Las salidas continuas también disponen de una región común de GND para evitar acoplamiento.

La interconexión de los componentes con las demás capas se realiza por medio de vías pasantes (through hole) y vías ciegas (blind vias).

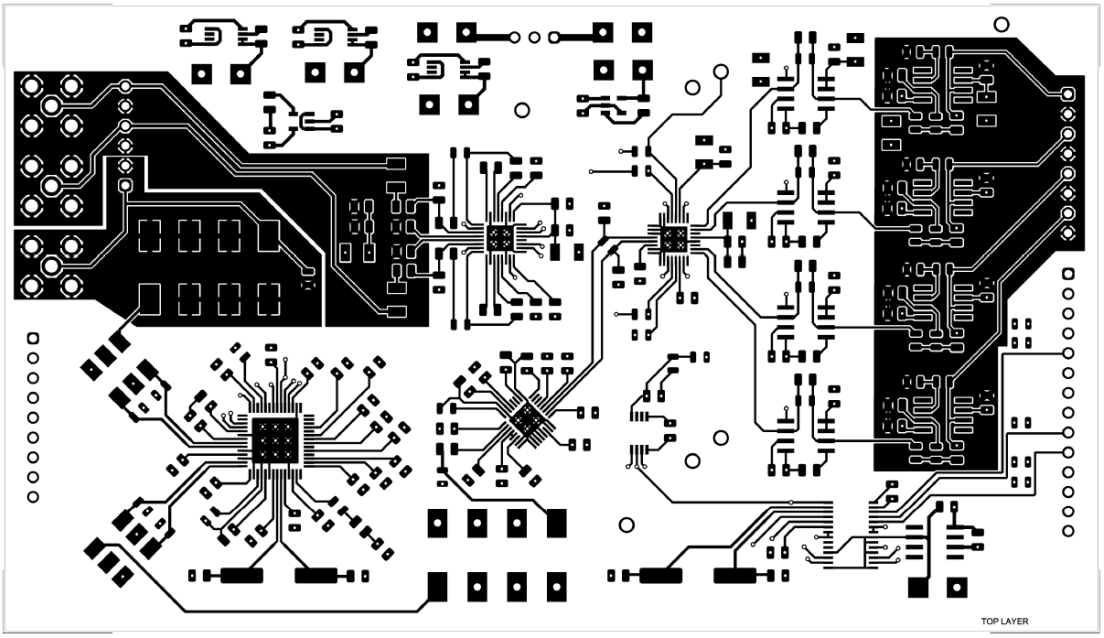


Figura 38. *Disposición de pistas en la capa superior*

CAPA GND (capa 2)

La primera capa intermedia desde la CAPA TOP es la que forma el plano de masa (figura 39). Se han creado diferentes regiones para separar el retorno de corriente a masa analógico del retorno de corriente a masa digital y separar el retorno de corriente de AF respecto a BF.

Las zonas más sensibles son la región central correspondiente a la demodulación y la región correspondiente a la salida (lado derecho). En la región izquierda, correspondiente a la generación de señal y acondicionamiento, las componentes armónicas de las señales son de frecuencia elevada lo cual típicamente hace que su corriente de retorno a masa sea mayor. Direccionando esta corriente de retorno por caminos diferentes al que hace servir la parte analógica se evitan diferencias de potencial dentro de una misma región de masa. La tecnología utilizada para la interconexión de los componentes con la CAPA GND es mediante vías del tipo "blind vias" (vías ciegas).

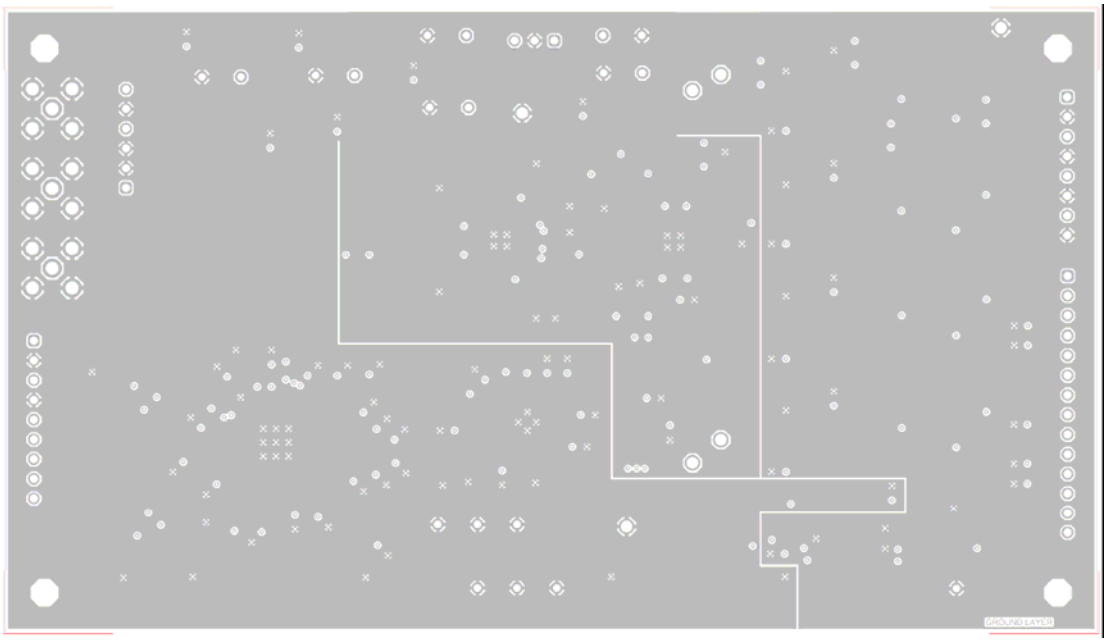


Figura 39. *Primera capa intermedia correspondiente al plano de masa*

CAPA POWER (capa 3)

La capa de alimentación (figura 40) es la segunda capa intermedia desde la capa superior. Se han creado regiones aisladas para las diferentes tensiones de alimentación. La interconexión de los componentes soldados en la capa superior con este plano se realiza mediante vías de tipo "through hole" (vías pasantes)

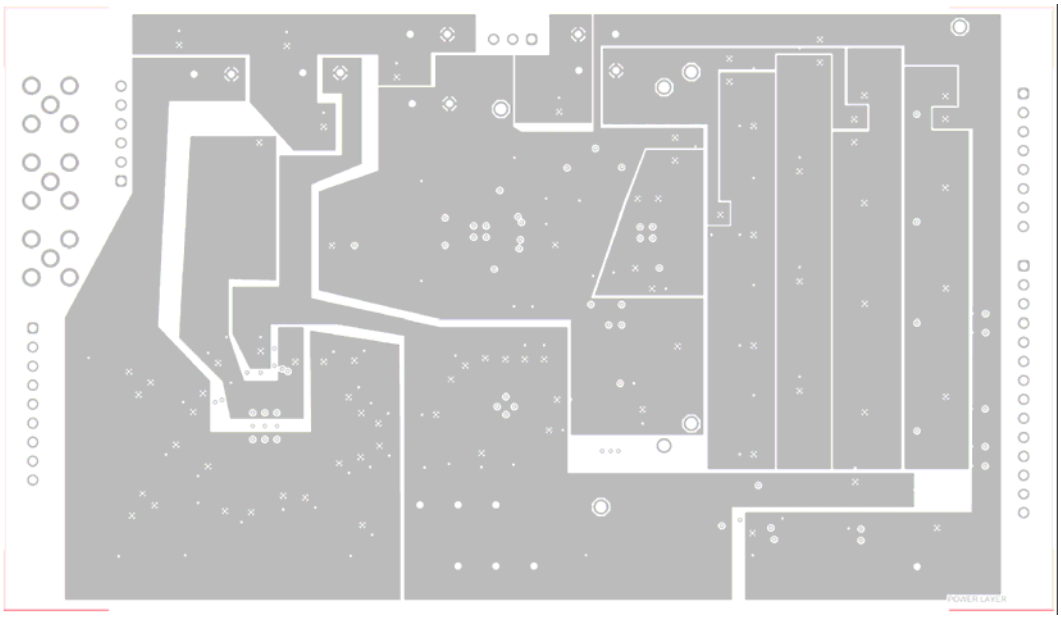


Figura 40. *Segunda capa intermedia correspondiente al plano de alimentación*

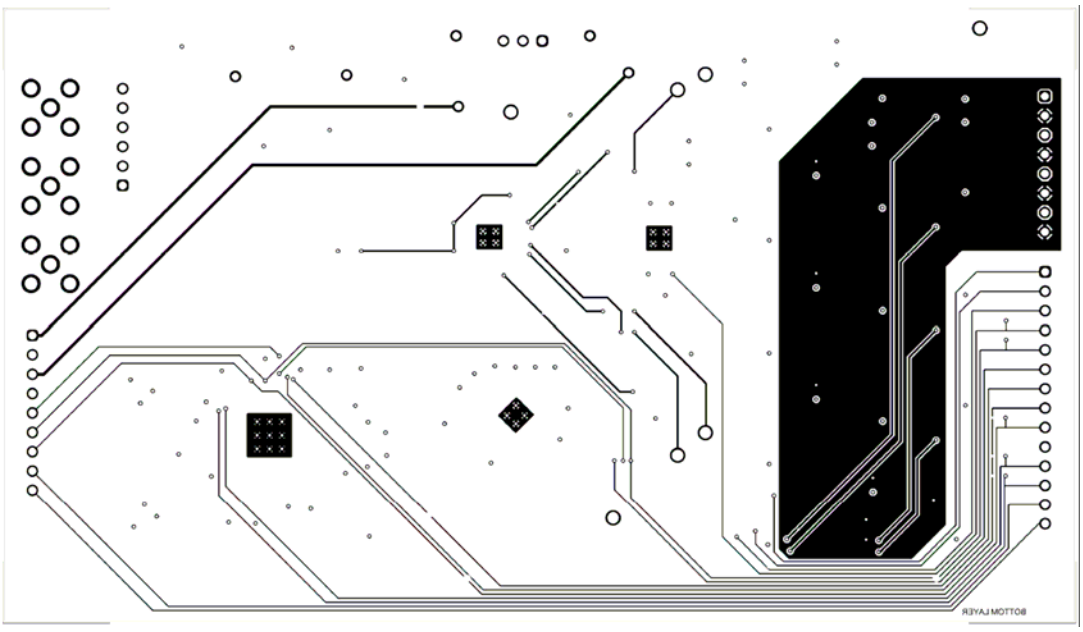


Figura 41. *Disposición de pistas de la capa inferior externa*

CAPA BOTTOM

En la capa bottom (figura 41) se han dispuesto las pistas que realizan la interconexión entre las líneas SPI de los componentes y los conectores destinados a la comunicación. Esta interconexión se realiza por medio de vías tipo “through hole”. El plano de masa de la salida ha de minimizar el acoplamiento de señal entre las líneas de comunicación y la salida.

A partir del diseño realizado con ULTIBOARD se han generado los diferentes ficheros gerber de la PCB y se ha enviado a fabricar a la empresa LAB CIRCUITS, S.A.

Una vez recibida la PCB del fabricante, la secuencia seguida para terminarla es la siguiente:

- Soldar la parte de alimentación y verificación de tensiones de salida
- Soldar etapa de salida de filtrado y verificar la respuesta frecuencial
- Soldar la etapa de generación de señal y verificar formas de onda con osciloscopio
- Soldar la etapa de acondicionamiento de señal
- Soldar la etapa de demodulación y verificar funcionamiento

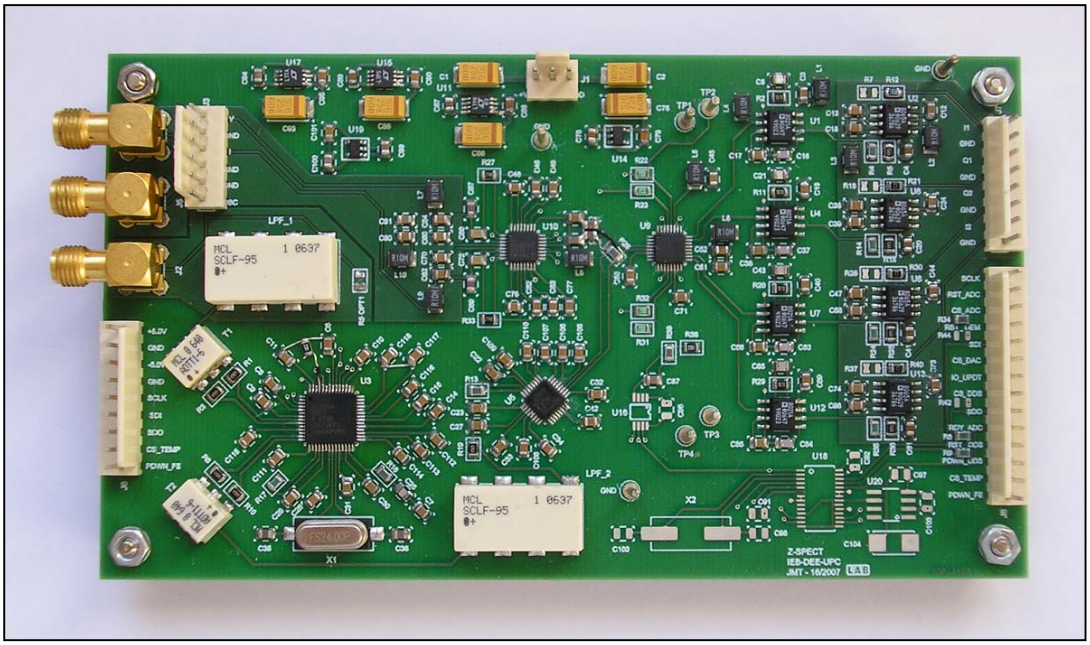


Figura 42. *Placa Z-SPECT (versión definitiva)*

Han sido necesarias diferentes modificaciones sobre el diseño original para lograr el correcto funcionamiento. El resultado se muestra en la figura 42, es la versión definitiva con las modificaciones que se han realizado (en el Anexo C se encuentra el esquema eléctrico).

La primera modificación afecta a la parte de generación, concretamente a la línea SDIO_3 del DDS. Se ha soldado una resistencia de 2,2 kΩ (no contemplada en el diseño original) entre dicho punto y masa mediante hilo de wire wrap.

La segunda modificación afecta a la etapa de acondicionamiento. Problemas de estabilidad en las salidas continuas de la placa han hecho necesario añadir un par de capacidades en la resistencia de salida del distribuidor de CLK. Se han instalado dos capacidades de 22 pF para mejorar la estabilidad a baja frecuencia mediante hilo de wire wrap.

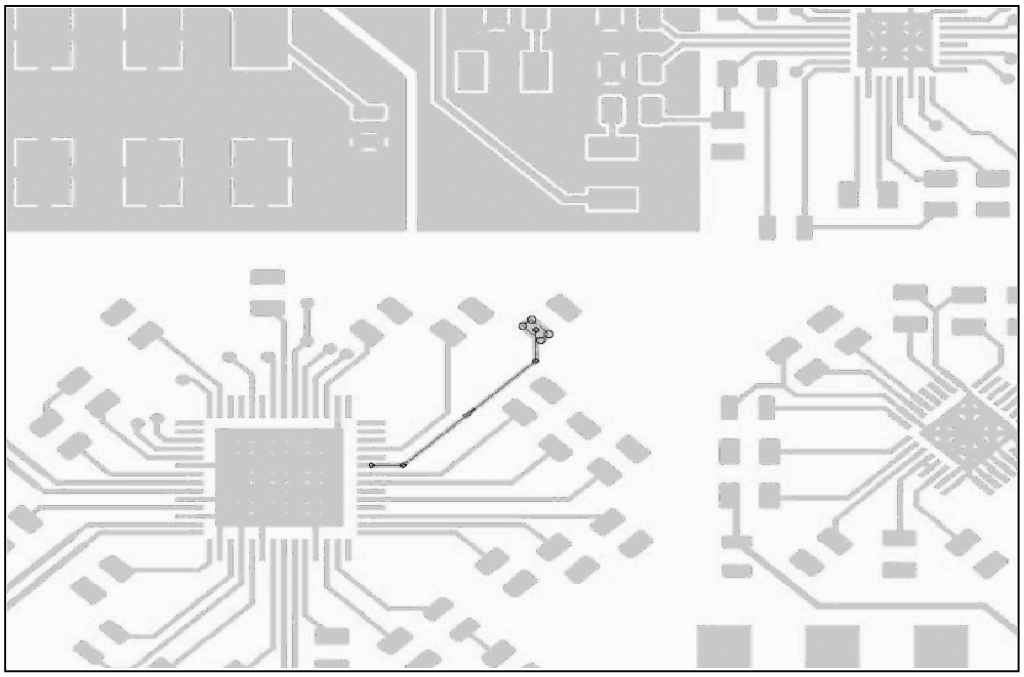


Figura 43. *Localización del error de fabricación de la Placa Z-SPECT*

Finalmente comentar una reparación realizada debido a un error en el proceso de fabricación de la PCB. Se ha tenido que desmetalizar una vía que por error conectaba un plano de alimentación con el plano de gnd. Después se ha conectado a alimentación mediante hilo de wire wrap. La figura 43 es una imagen suministrada por el soporte técnico de la empresa LAB CIRCUITS, S.A. donde se muestra la localización del error.

4.4 Front-end

Aunque no forma parte del presente proyecto, dado que hace falta un Front-end para medir impedancias, se ha montado uno a partir de un diseño previo.

La figura 44 muestra el diagrama de bloques del Front-end. La señal a la frecuencia de interés procedente de la etapa de generación se aplica al Front-end a través del terminal OSC. Esta tensión fija una corriente que se inyecta a través del terminal HC (High Current) a la impedancia a medir. El paso de dicha corriente genera una caída de tensión en bornes de la impedancia que aparece en los terminales HP (High Potential) y LP (Low Potential).

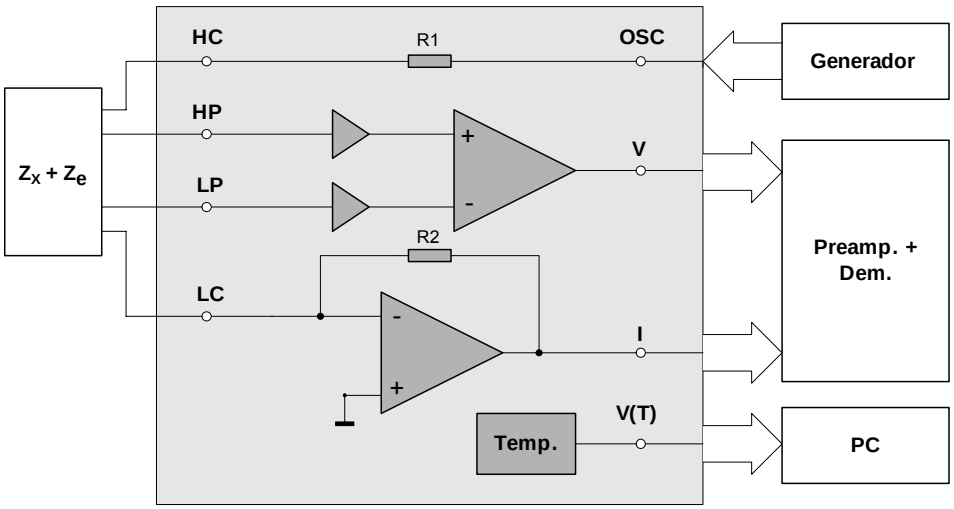


Figura 44. *Diagrama de bloques del Front-end*

Estas dos tensiones se aplican a la entrada de un amplificador de instrumentación. Toda la corriente drena a través del terminal LC (Low Current) hacia el convertidor interno I/V. De esta forma se obtienen las dos señales (proporcionales a la corriente y a la tensión medidas) que se aplican a la etapa de demodulación. El sensor de temperatura permite observar la influencia de las variaciones de temperatura sobre la medida realizada.

En cuanto a los componentes, se ha utilizado el AD8066 de Analog Devices para el convertidor I/V, el MAX4145 de Maxim para el amplificador de instrumentación y el LM62 de National Semiconductor para el sensor de temperatura.

En la figura 45 se muestra el Front-end utilizado. La PCB es de doble cara y de dimensiones reducidas (45 x 10 mm). La terminación de la PCB se ha realizado con un conector tipo tira de poste en el extremo que va a la impedancia a medir (extremo visto en la figura 45) y con latiguillos SMA en el otro extremo que va conectado a la placa. En el Anexo C se encuentra disponible el esquema eléctrico.

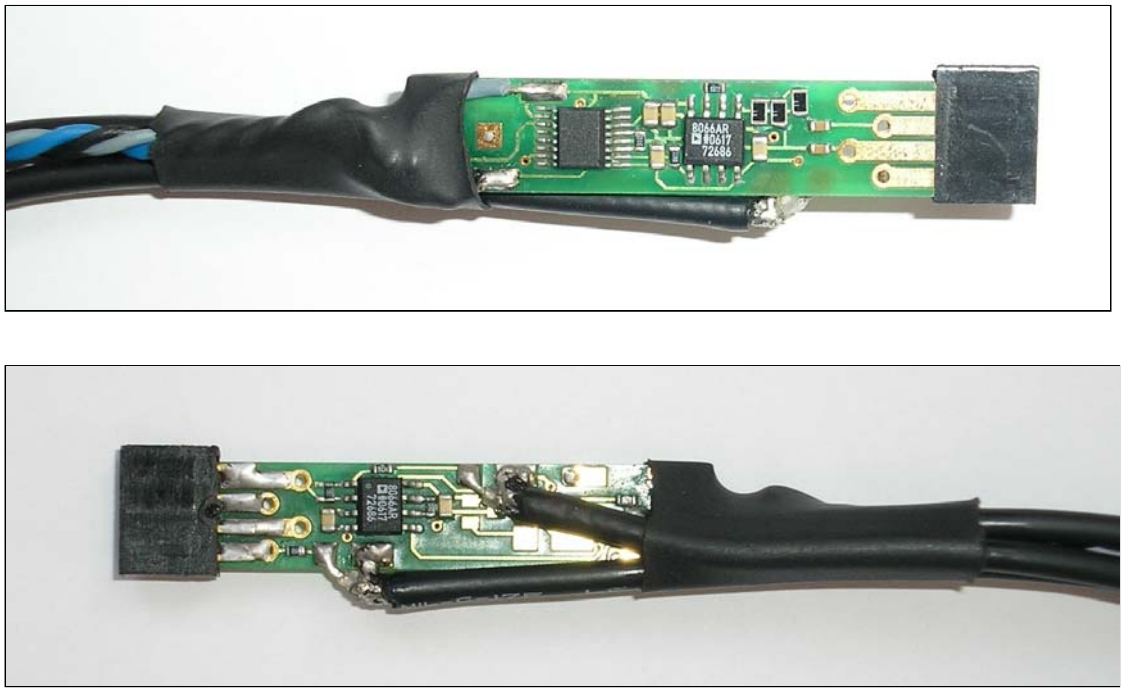


Figura 45. *Vista superior e inferior del Front-end (sensor de temperatura no montado)*

5. MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN

El objetivo de la caracterización del sistema es validar el diseño realizado cuantificando los errores de cada uno de los componentes por separado y del conjunto. La finalidad es monitorizar la medida de impedancia habiendo realizado con anterioridad las correcciones necesarias. Los pasos que se han seguido han sido los siguientes:

- Caracterización de la placa Z-SPECT a partir del análisis de las tensiones de salida conectando las entradas al oscilador, es decir, como analizador de funciones de transferencia
- Caracterización del Front-end por medio de un Analizador de Redes
- Caracterización del conjunto

5.1 Caracterización de la placa Z-SPECT

Dado que la placa Z-SPECT no incluye el procesador, la caracterización no se ha realizado mediante barrido frecuencial sino que se ha realizado a frecuencias discretas. Para la generación de dichas frecuencias se han interconectado las líneas de programación SPI de la placa Z-SPECT y la placa de evaluación del DDS y se ha utilizado la interficie que le acompaña (véase figura 46). Se han realizado medidas a 4 frecuencias: 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz y 20 MHz.

La señal de oscilación de salida (OSC) se inyecta a los dos canales de entrada por medio del power splitter. Como se ha comentado anteriormente, la programación del DDS se realiza utilizando el software de evaluación de la placa AD9958-EVAL y conectando las líneas SPI de ambas placas. La adquisición de las salidas continuas se realiza por medio de un sistema de adquisición externo que originalmente forma parte de un sistema para la realización de experimentos remotos vía internet [Sánchez, 2006] que se comunica con un PC vía ethernet en modo local y que utiliza el mismo convertidor analógico-digital (AD7734) que podría estar integrado en la placa Z-SPECT.

Se ha realizado un VI con LABView que presenta las medidas en pantalla y almacena las medidas en disco. El panel frontal se muestra en la figura 47 y el diagrama de bloques se encuentra disponible en el Anexo C.

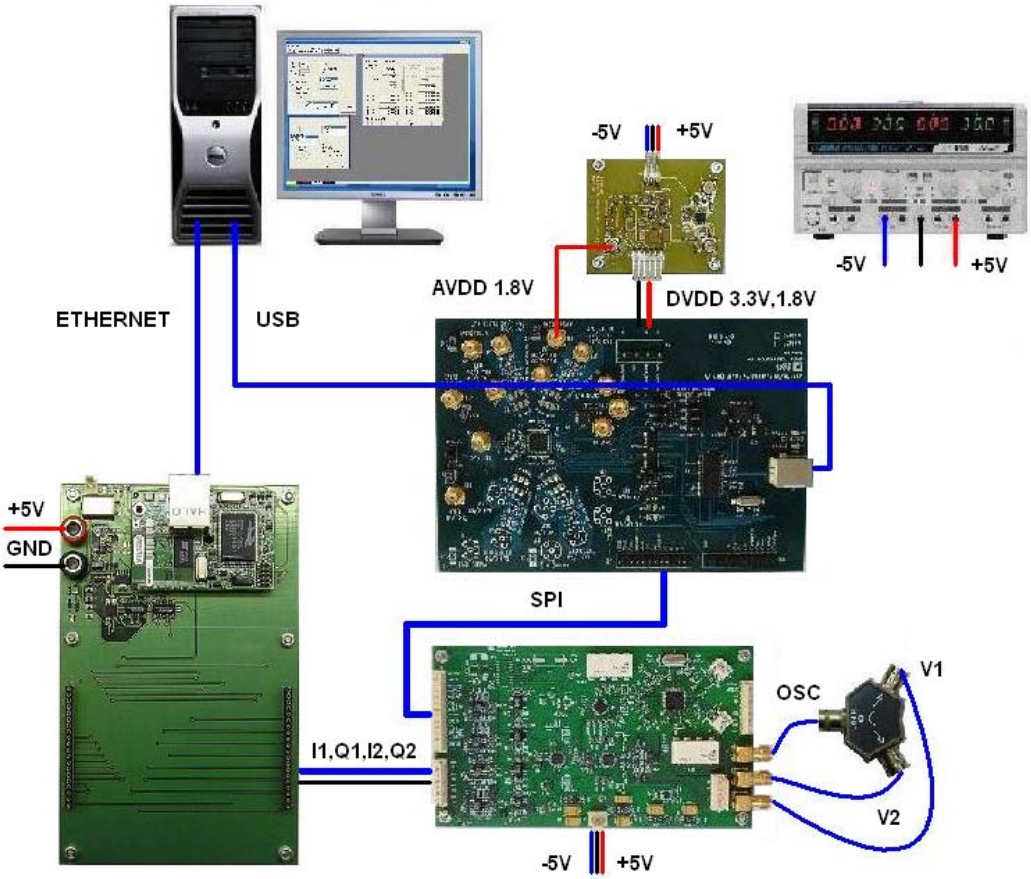


Figura 46. *Conexionado utilizado para la caracterización de la placa Z-SPECT*

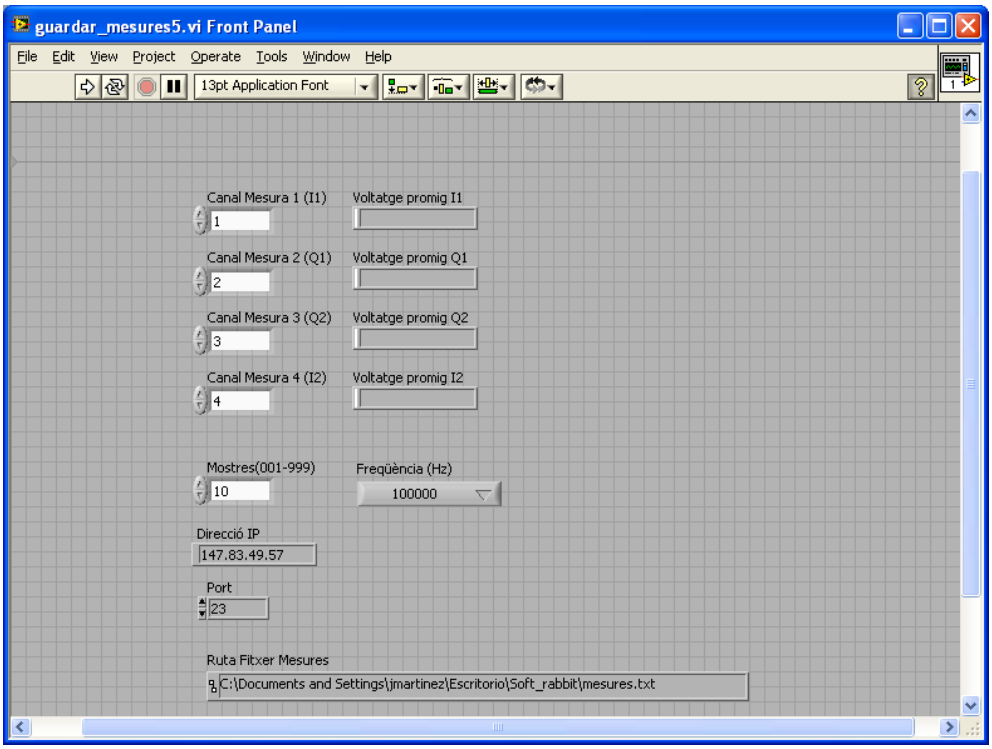


Figura 47. *Panel LabVIEW utilizado para la caracterización de la placa Z-SPECT*

5.1.1 Tensión de salida en función de la amplitud de entrada

La figura 48 muestra las componentes de salida en función de la tensión de entrada normalizada al valor de fondo de escala y para el caso de una frecuencia de 1 MHz. Se han hecho medidas para tensión de entrada de 1, 1/2, 1/4 y 1/8 del fondo de escala.

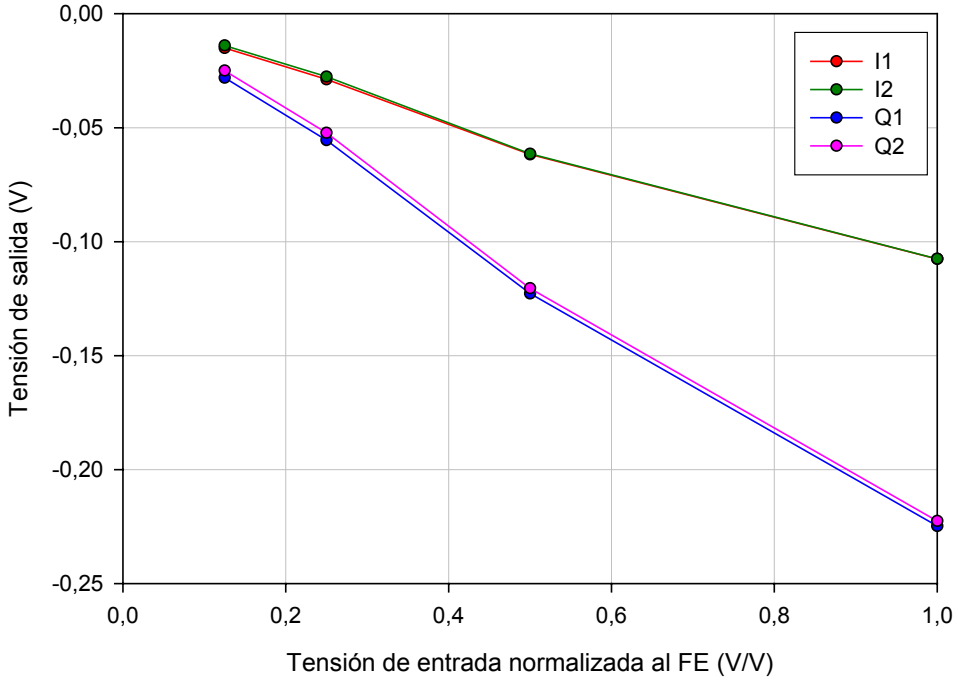


Figura 48. *Componentes de salida de la placa Z-SPECT a 1 MHz*

El error de linealidad que se produce se obtiene de la diferencia entre el valor predicho por medio de la recta de regresión lineal y el valor medido, referido al valor de fondo de escala pico a pico (Vpp). La siguiente tabla muestra las regresiones obtenidas así como el error máximo. En la figura 49 se muestra la evolución del error en función de la tensión de entrada.

Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-3,596e-3	-3,487e-1	1,68
I2	-2,339e-3	-3,530e-1	1,79
Q1	-1,927e-3	-7,428e-1	2,60
Q2	1,330e-3	-7,466e-1	2,74

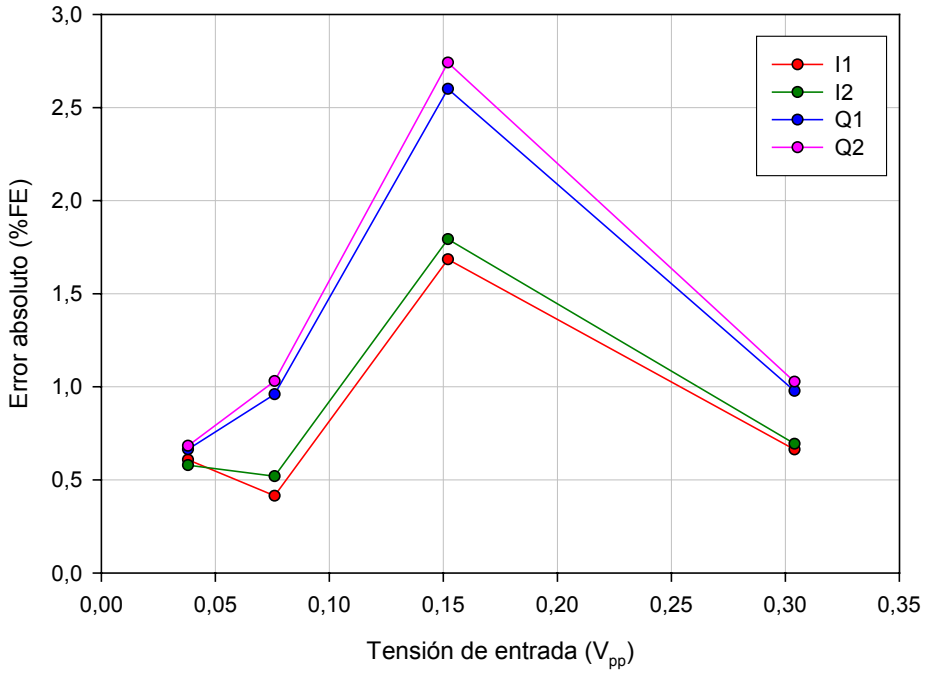


Figura 49. *Error de linealidad de las salidas a 1 MHz*

En el Anexo A se encuentran las medidas realizadas a las cuatro frecuencias de interés (100 kHz, 1 MHz, 10 MHz y 20 MHz) y con la señal de entrada desfasada respecto la señal de referencia en pasos de 22,5º para el intervalo 0 – 90º. Se puede comprobar analizando todas las medidas que el error máximo de linealidad es del 3% y se produce a una frecuencia de 100 kHz aunque debe ser tomado con precaución al tratarse de un punto único. Se deduce que la calibración debe hacerse teniendo en cuenta la amplitud de la señal. Como un cambio de amplitud afecta por igual a la corriente y la tensión medidas, se compensará en la medida de impedancia.

5.1.2 Tensión de salida en función de la fase de la señal de entrada

La medida ha consistido en inyectar a amplitud constante a una frecuencia concreta e ir variando la fase de dicha señal respecto la referencia para ver cómo afecta a las salidas. La figura 50 muestra la evolución de las componentes continuas de salida para el caso de una frecuencia de 1 MHz y fase 0 – 180º en pasos de 15º

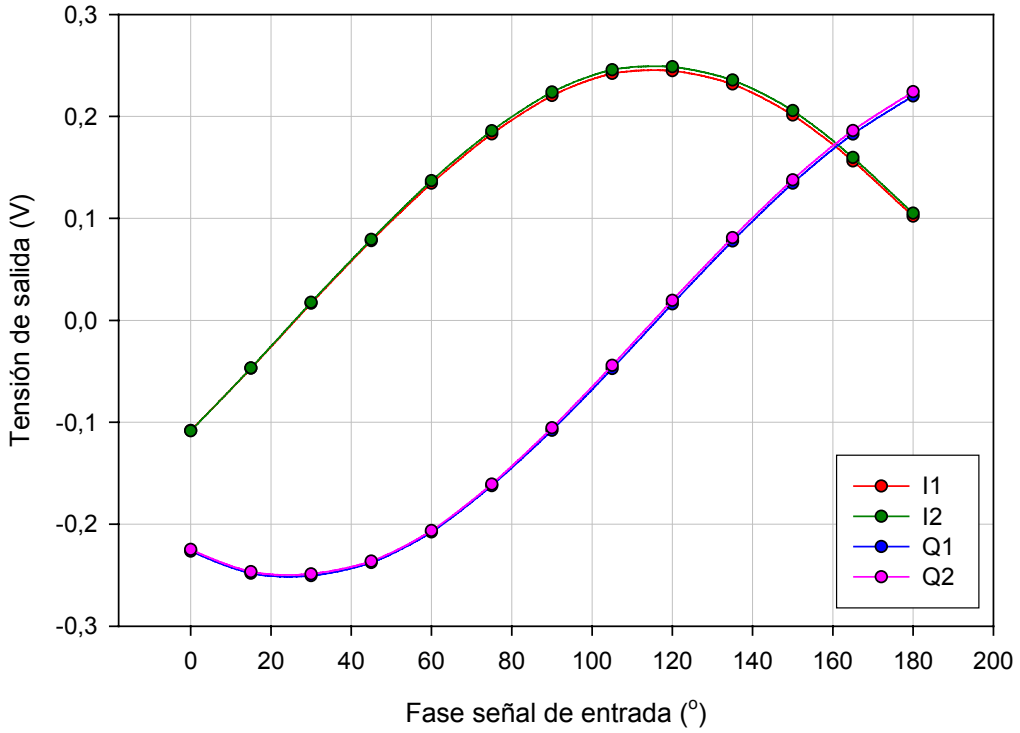


Figura 50. *Componentes de salida de la placa Z-SPECT a 1 MHz*

Salida	Regresión senoidal y=a·sin[(2πx/b)+c]			Error máx. (%FE)
	a	b	c	
I1	2,444e-1	3,568e+2	5,820e+0	0,93
I2	2,483e-1	3,581e+2	5,825e+0	0,86
Q1	2,503e-1	3,677e+2	4,292e+0	0,98
Q2	2,493e-1	3,632e+2	4,281e+0	0,78

El error absoluto referido al valor de fondo de escala de salida respecto a una regresión senoidal de 3 parámetros se muestra en la figura 51. En la tabla se muestran las regresiones obtenidas así como los errores máximos para una frecuencia de 1 MHz. En el Anexo A se encuentran las medidas realizadas a las cuatro frecuencias de interés (100 kHz, 1 MHz, 10 MHz y 20 MHz). Del análisis de todas las medidas realizadas se obtiene un error absoluto máximo del 2,2% referido a FE y se produce a 20 MHz.

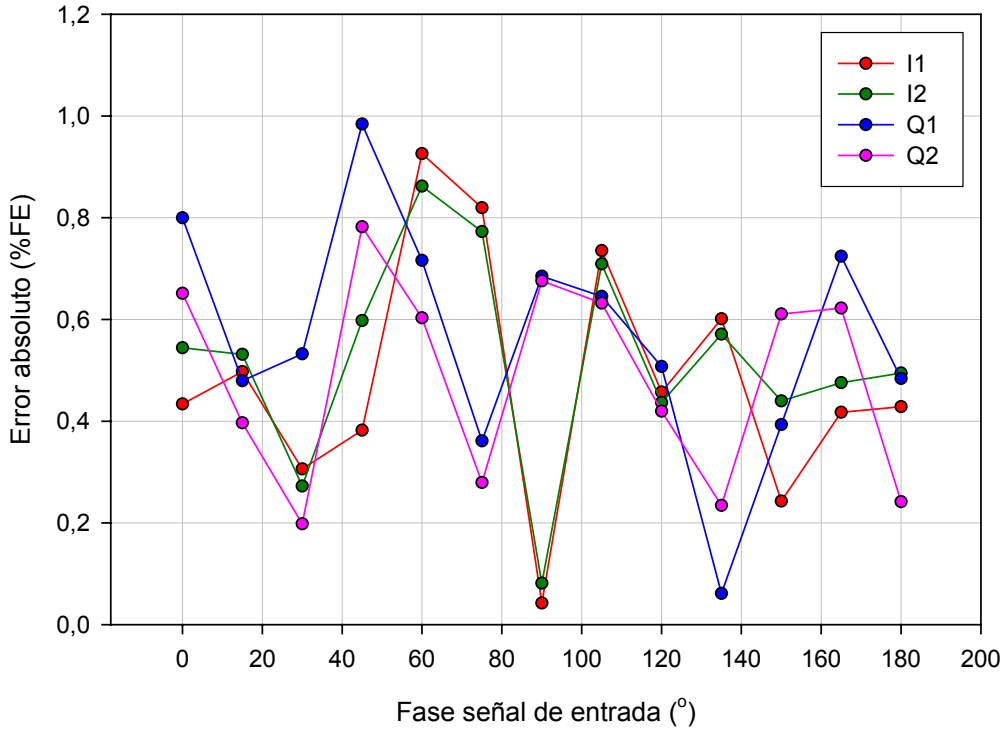


Figura 51. *Error absoluto de las salidas a 1 MHz*

5.1.3 Ruido y derivas de la tensión de salida en función de la temperatura ambiente

Para el análisis de la dependencia con la temperatura se ha realizado una medida durante un espacio de tiempo de 16 horas adquiriendo muestras de la temperatura y de las salidas cada 10 segundos. El análisis de la estadística del ruido se ha realizado a partir de una medida de 5 segundos de duración adquiriendo muestras cada 5 milisegundos.

Para la adquisición de las medidas se ha sustituido la placa Rabbit del set-up de la figura 46 por la tarjeta de adquisición NI DAQPad-6016 y entorno SIGNAL EXPRESS.

En la figura 52 se muestra la evolución temporal de la temperatura así como el módulo y la fase calculado a partir de las componentes de salida. Como lo que interesa es observar la dependencia de la variable módulo y fase, se ha representado su evolución así como la línea de tendencia correspondiente. De la correlación entre la tensión de salida con la temperatura y el módulo con la temperatura (figura 53) no puede deducirse otra cosa que el hecho de que es inferior al ruido para un margen de variación de temperatura de 5 ºC.

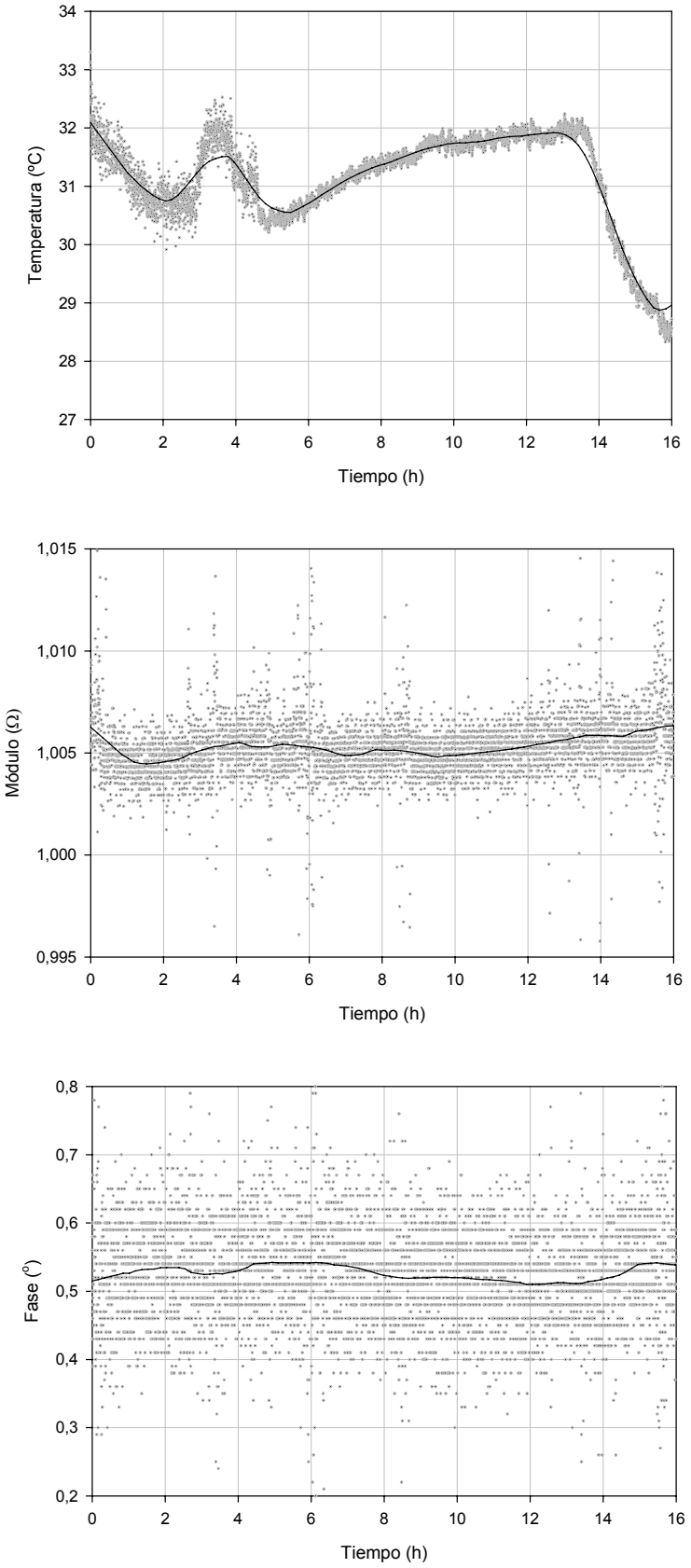


Figura 52. *Evolución temporal de la temperatura, el módulo y la fase*

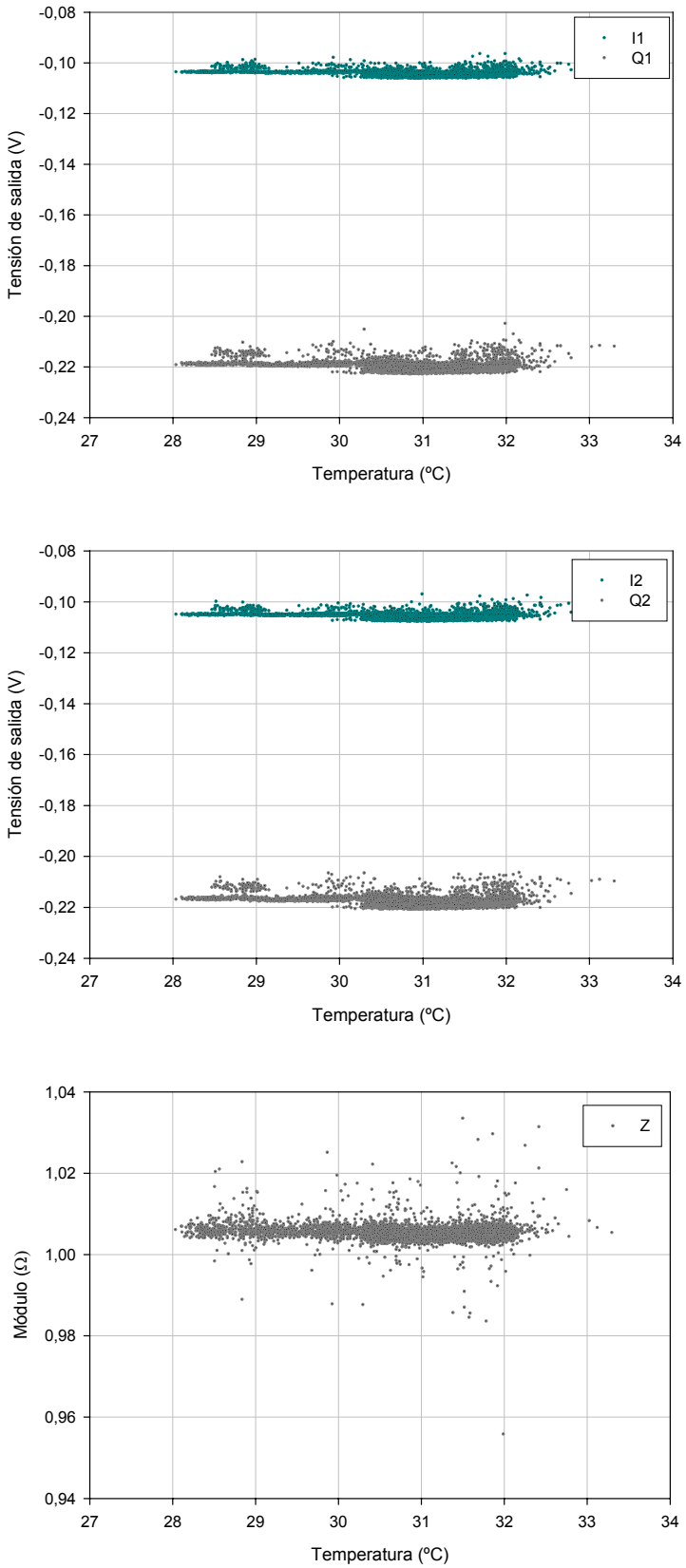


Figura 53. *Variación de la tensión de salida y el módulo calculado de Z con la temperatura ambiente*

En las figuras 54 y 55 se muestra el módulo y la fase respectivamente obtenido en la segunda adquisición (Ts = 5 ms, 1000 muestras) a partir de las salidas I1, Q1, I2 y Q2.

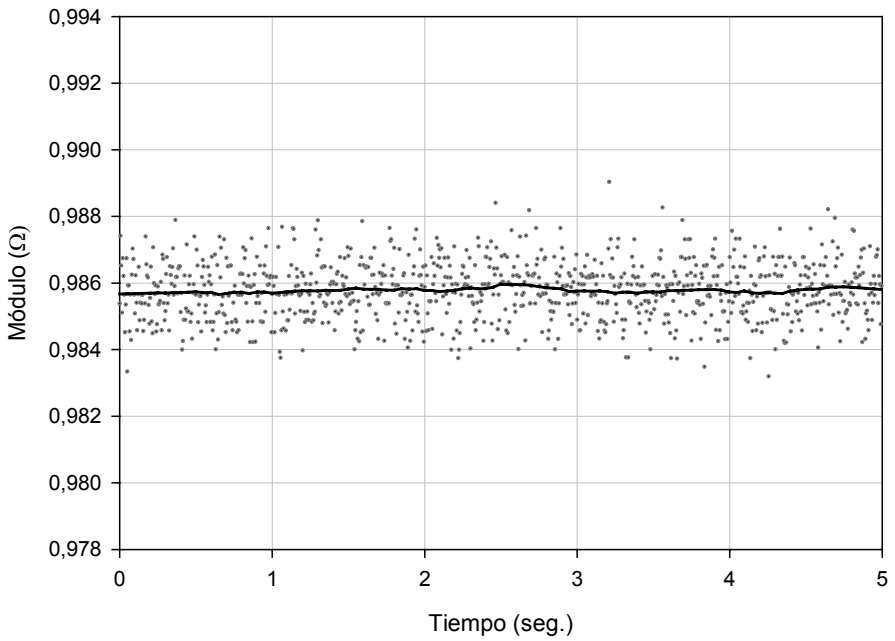


Figura 54. *Evolución del módulo de la impedancia*

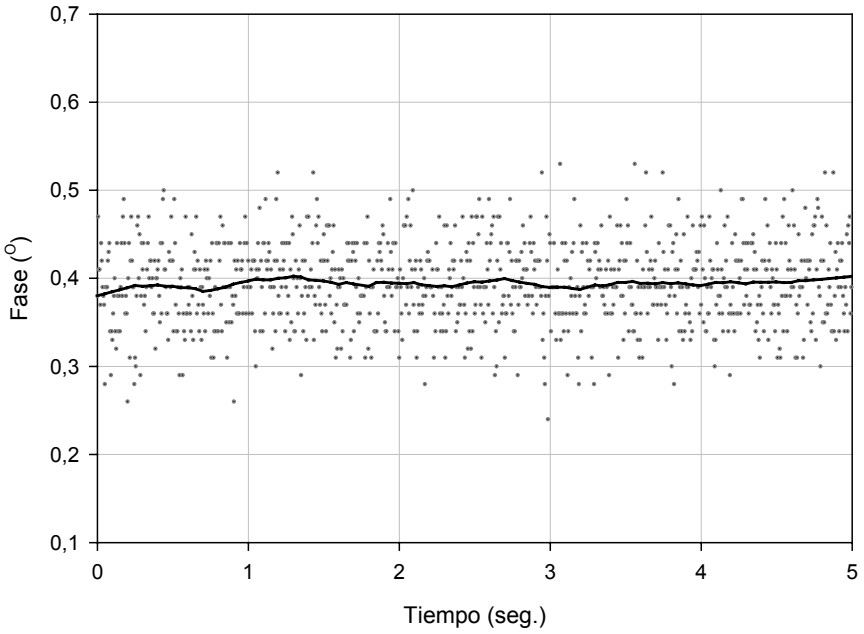


Figura 55. *Evolución de la fase de la impedancia*

La estadística del ruido en el módulo y la fase se muestra en la siguiente tabla. Si la distribución es normal hay un 0,3% de probabilidad que el ruido en el módulo y la fase sea mayor a 3σ

P(ruido_módulo > 0,0025 Ω) = 0,3%

P(ruido_fase > 0,141º) = 0,3%

Muestras (N)	Módulo		Fase (º)	
	Media (/X)	Desv. Est. (σ)	Media (/X)	Desv. Est. (σ)
1000	0,9857	8,6128e-004	0,3939	0,0470

Mediante el test de Kolmogorov se ha podido comprobar que la distribución no es normal. No obstante, del histograma y de la representación de probabilidad normal de la muestra se puede intuir que la distribución de las muestras no se aparta excesivamente de una distribución normal por lo que los resultados se aproximarán bastante a los comentados.

Tomando un intervalo de 3σ, tenemos una incertidumbre en el módulo de 0,0025 Ω sobre un valor próximo a 1, es decir un 0,25% que promediando se reduciría en un factor 1/√n. Por lo que respecta a la fase, el valor correspondiente es de 0,14º. En el caso del módulo, el valor será más o menos próximo a 1 dependiendo de la ganancia de los canales de medida de V e I en el Front-end. La medida de la fase dependerá de la impedancia bajo medida. El histograma y la representación de probabilidad normal del módulo y la fase se encuentran en el Anexo B.

5.1.4 Pureza espectral del generador de señal de entrada

Se ha medido la señal de salida del generador por medio del analizador de espectros portátil ROHDE&SCHWARZ FSH3 100 KHz – 3GHz. Las medidas tienen por objeto cuantificar la distorsión armónica respecto el primer armónico y el ruido respecto la fundamental en un espectro más amplio. Las medidas se han realizado a dos frecuencias: 1 MHz y 10 MHz.

Para la primera medida con f_o = 1MHz (véase figura 56) se obtiene una relación señal a primer armónico de 59,73 dB con un ancho de banda de resolución RBW = 3 kHz. Para la segunda medida con f_o = 10 MHz (véase figura 57) se obtiene una relación señal a primer armónico de 60,76 dB con un ancho de banda de resolución RBW = 30 kHz y manteniendo la resolución de vídeo.

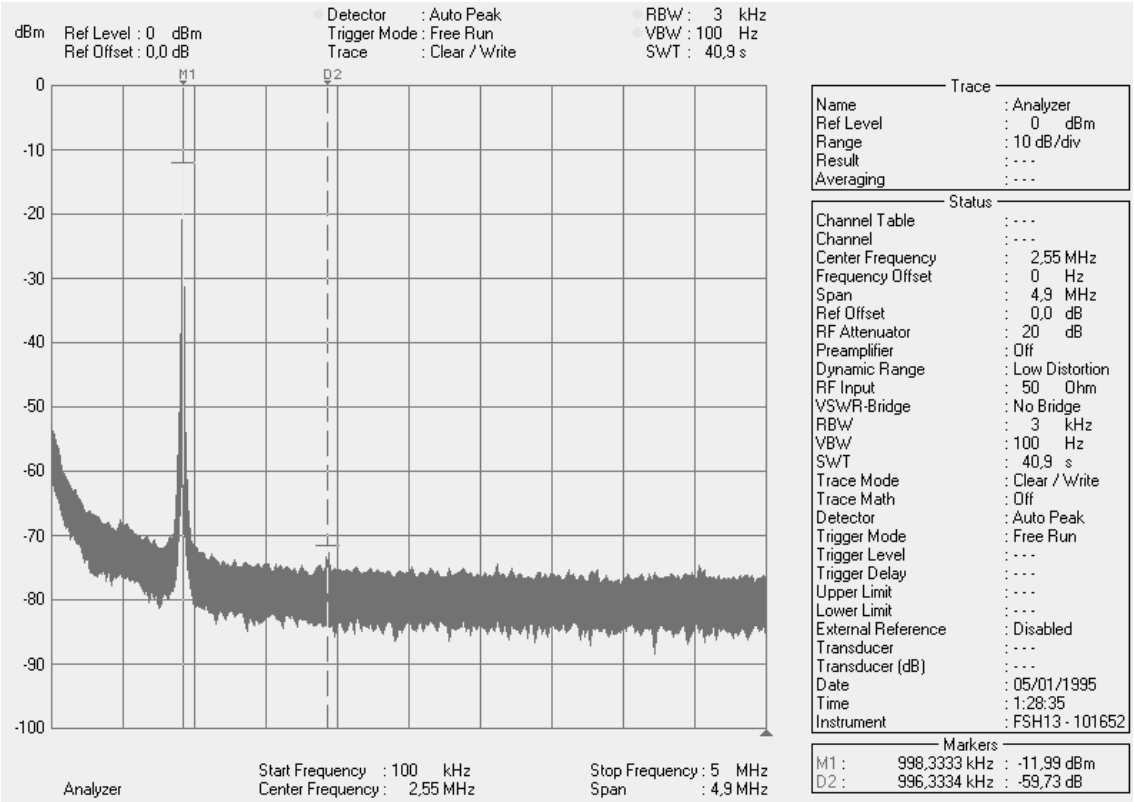


Figura 56. *Armónico fundamental y primer armónico para 1 MHz*

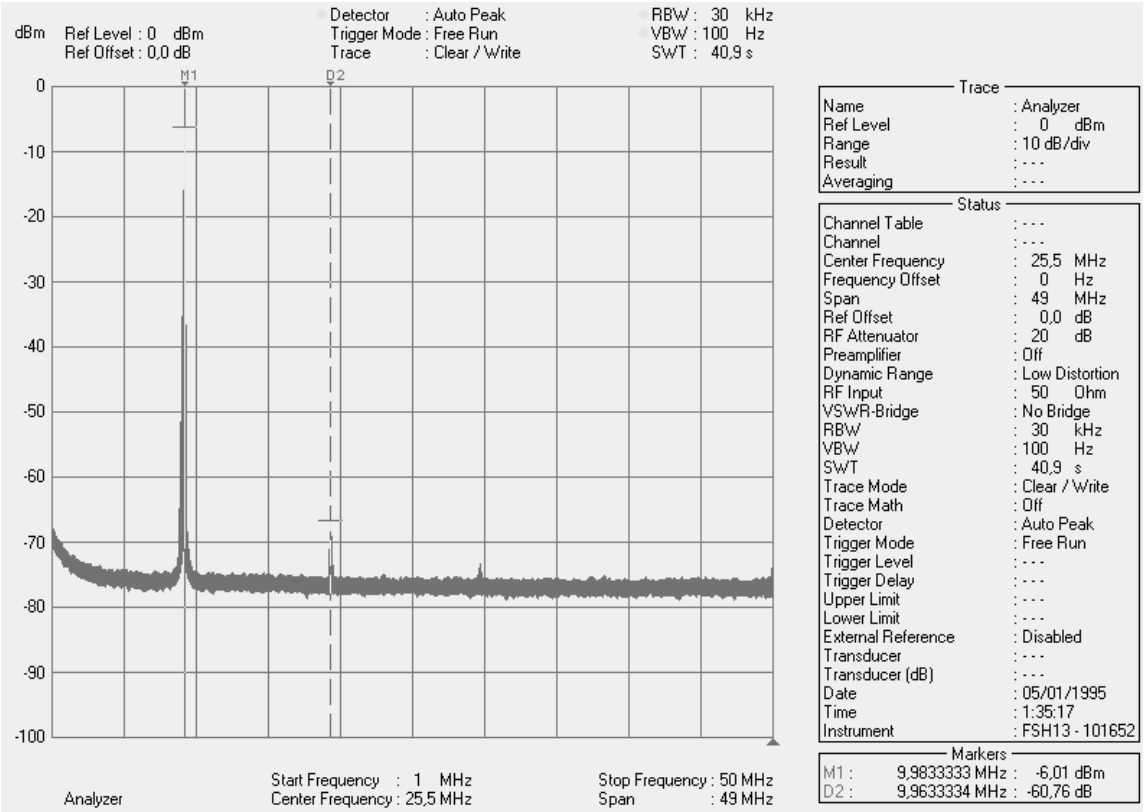


Figura 57. *Armónico fundamental y primer armónico para 10 MHz*

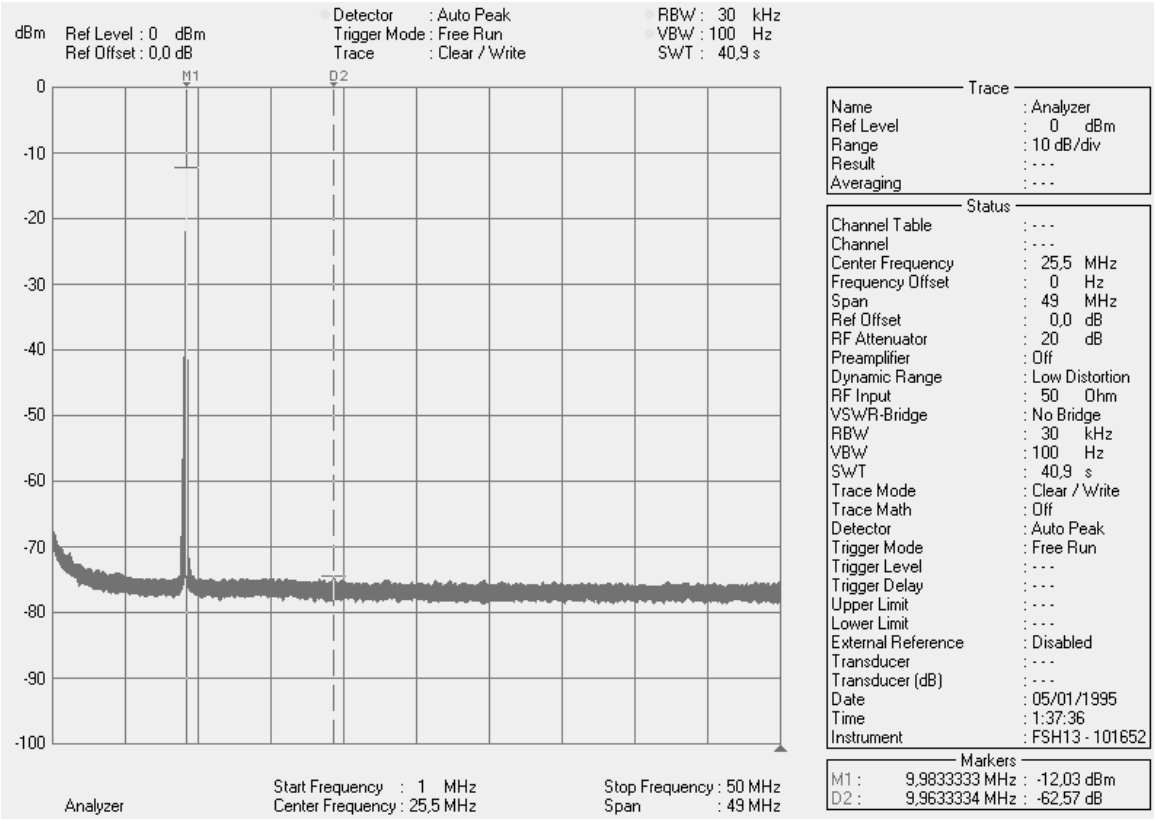


Figura 58. *Armónico fundamental y primer armónico para 10 MHz y amplitud mitad*

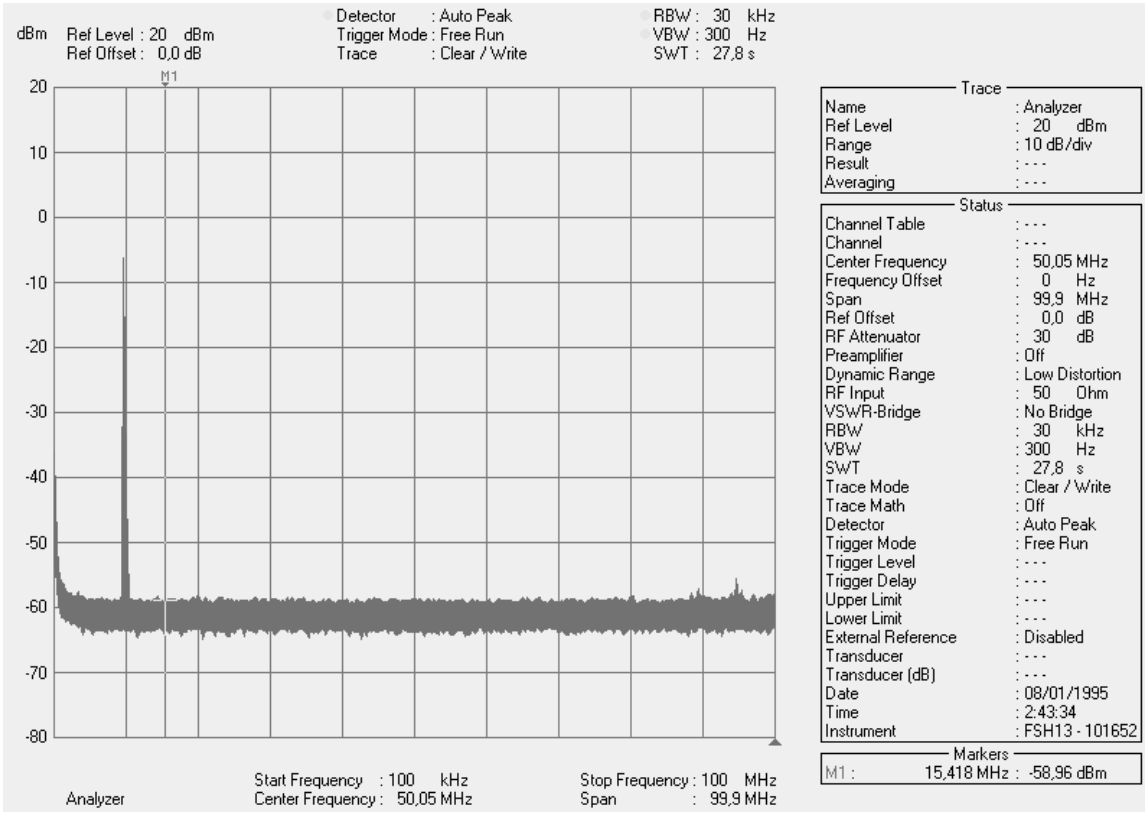


Figura 59. *Armónico fundamental a 10 MHz y ruido plano*

Si la amplitud de la señal generada se reduce a la mitad los resultados obtenidos se muestran en la figura 58. Se obtiene una relación señal a primer armónico de 62,57 dB manteniendo el RBW a 30 kHz. El ruido plano en el espectro se observa en la figura 59. Está situado en un nivel de -58,96 dBm, es decir, aproximadamente a 50 dB del armónico fundamental.

5.1.5 Caracterización del filtro activo paso bajo

La caracterización de la etapa de filtrado se ha realizado por medio del Analizador de Impedancias HP4192A en modo de analizador de redes de baja frecuencia (B-A). Se ha alimentado la etapa formada por los dos amplificadores conectados en cascada y se ha inyectado tensión procedente de la salida OSC del analizador de impedancias al terminal de entrada del power splitter HP. Una de las salidas del power splitter se ha llevado a la entrada del filtro a caracterizar y la otra a la entrada A (reference input) del analizador de impedancias. La salida de la etapa a caracterizar se ha conectado a la entrada B (test input) del analizador de impedancias. Para las entradas A y B se han utilizado terminaciones de 50Ω.

Si se compara la respuesta del filtro real que muestra la figura 60 con los resultados obtenidos por simulación (apartado 4.1.3.3) se observa que la atenuación de módulo en ambos casos empieza a 100 Hz con una pendiente de 40 dB/dec debido a la entrada del polo de segundo orden. La diferencia es que la curva real tiene el eje de 0 dB desplazado 60 dB por debajo respecto la curva obtenida por simulación debido a que la medida se ha realizado en tensión con una R_{in} = 1 kΩ. La degradación de atenuación queda manifiesta a partir de 3 MHz debido a la respuesta real de los amplificadores operacionales. La atenuación que se obtiene a 10 MHz es de 90 dB, aproximadamente el valor esperado si se tiene en cuenta el desplazamiento comentando anteriormente.

En el Anexo A está disponible la respuesta frecuencial obtenida mediante el Analizador de Redes ROHDE&SCHWARZ 10 Hz / 9 kHz ... 4 GHz para un margen frecuencial de hasta 100 MHz de donde se obtiene una atenuación de 100 dB a la máxima frecuencia de interés de 20 MHz.

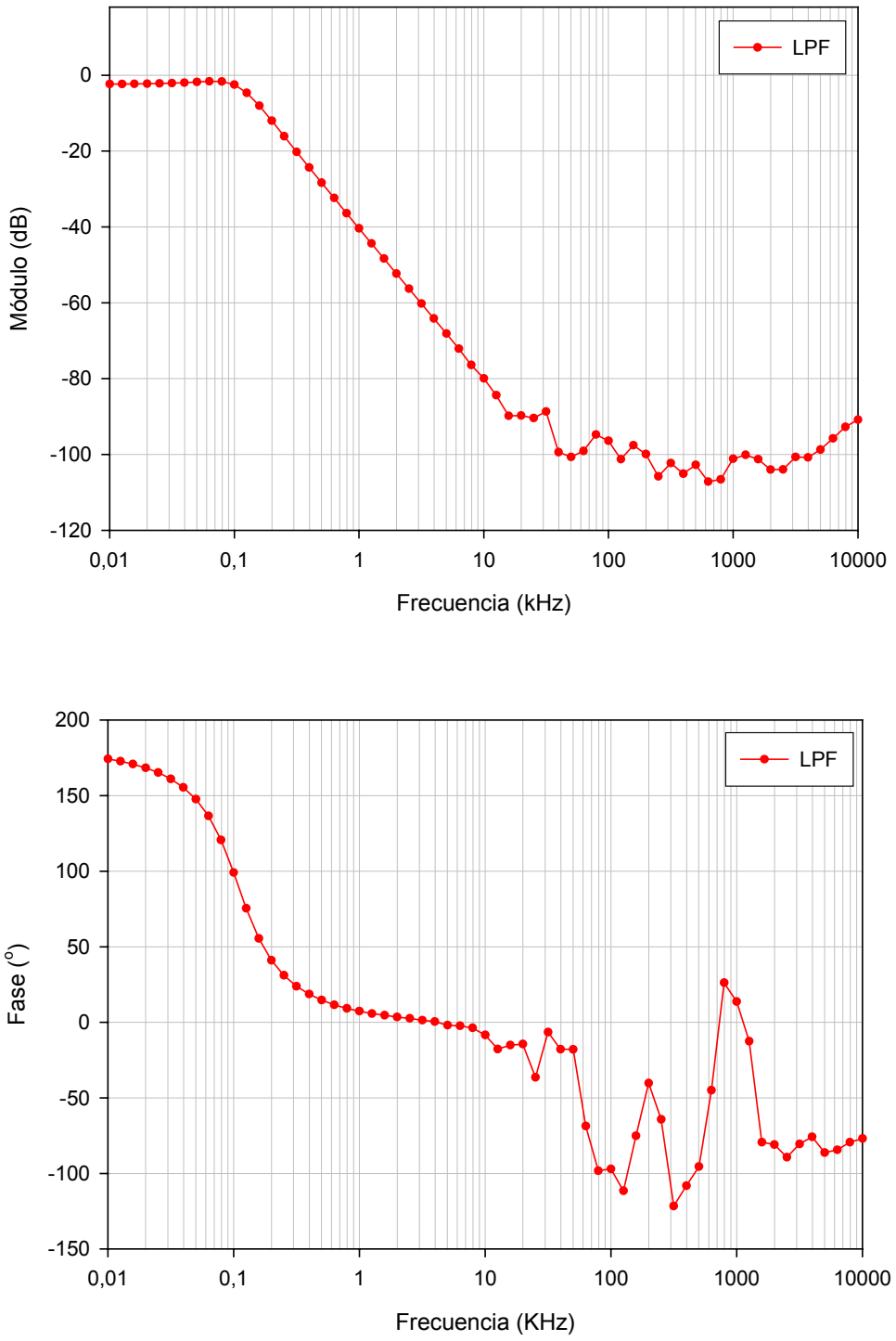


Figura 60. *Respuesta frecuencial (módulo y fase) del filtro activo paso bajo*

5.2 Caracterización del Front-end

Para la caracterización del Front-end se ha utilizado el analizador de redes ROHDE&SCHWARZ 10 Hz / 9 kHz ... 4 GHz en modo externo. Se ha obtenido la respuesta frecuencial (módulo y fase) de los siguientes elementos:

- Relación V_{out}/V_{in} del amplificador de transimpedancia (I/V)
- Relación V_{out}/V_{in} del amplificador diferencial (modo común y modo diferencial)
- Relación V(V)/V(I) para diferentes cargas (resistivas y capacitivas)

5.2.1. Respuesta frecuencial del amplificador de transimpedancia (I/V)

Para obtener la respuesta se ha conectado el puerto de salida a1 del analizador de redes a la entrada OSC del Front-end y la salida I del Front-end al puerto de entrada b2 del analizador (figura 61)

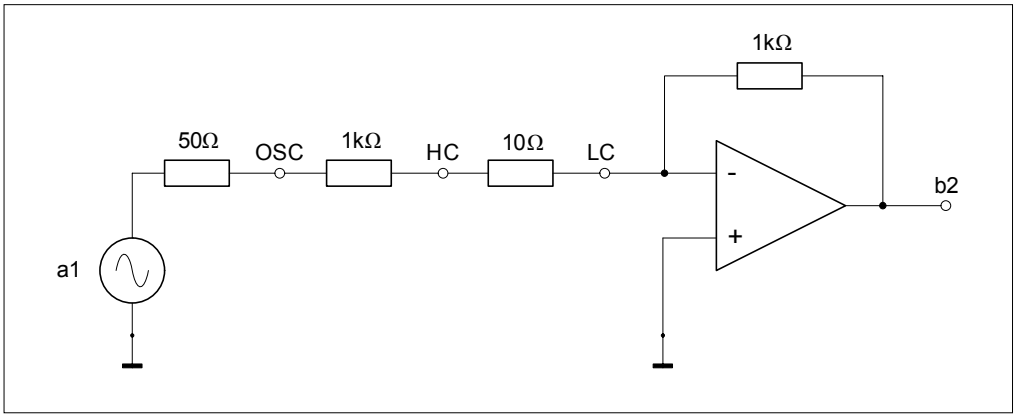


Figura 61. *Circuito de medida del amplificador de transimpedancia (I/V)*

La figura 62 muestra la respuesta frecuencial obtenida del amplificador de transimpedancia. El salto que se produce en la fase a 20 kHz se debe a la conmutación del acoplador externo del Analizador de Redes.

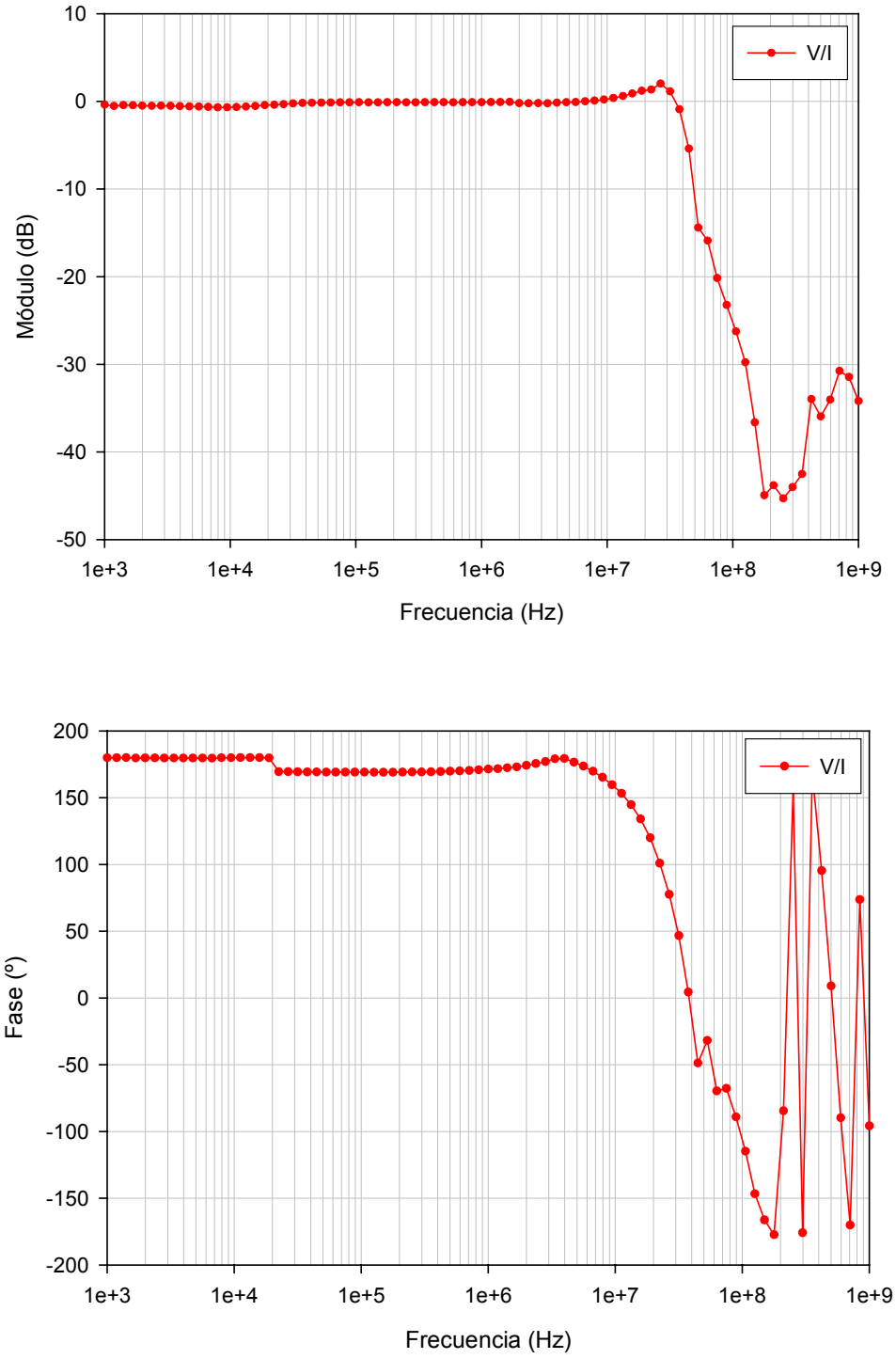


Figura 62. *Respuesta frecuencial (módulo y fase) del convertidor I/V*

5.2.2 Respuesta frecuencial del amplificador de instrumentación

5.2.2.1 Modo común

Para obtener esta respuesta el puerto de salida a1 del analizador se ha conectado a la entrada OSC del Front-end. Se ha conectado una resistencia de 10Ω entre los terminales HC y HP y otra entre HC y LP. La salida V del Front-end se ha conectado al puerto de entrada b2 del analizador (figura 63).

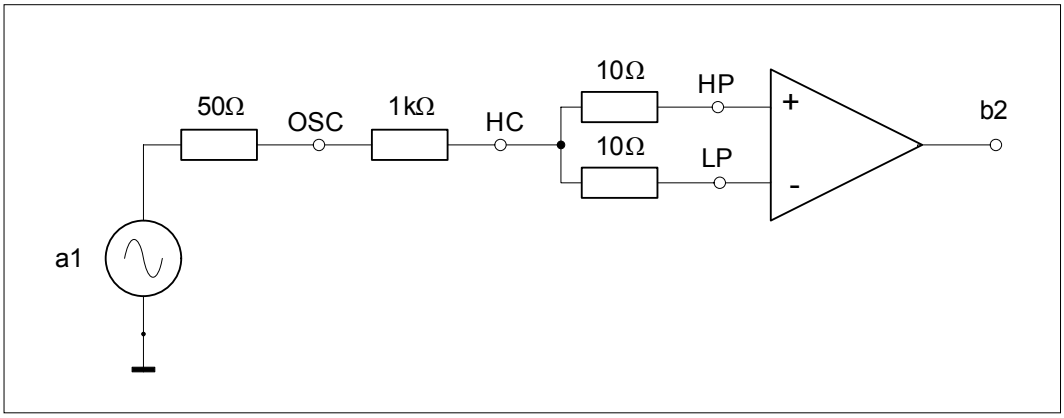


Figura 63. *Circuito de medida del amplificador diferencial en modo común*

En la figura 64 se muestra la respuesta frecuencial. El CMRR > 60 dB hasta una frecuencia de 1 MHz y el CMRR = 57 dB a una frecuencia de 10 MHz.

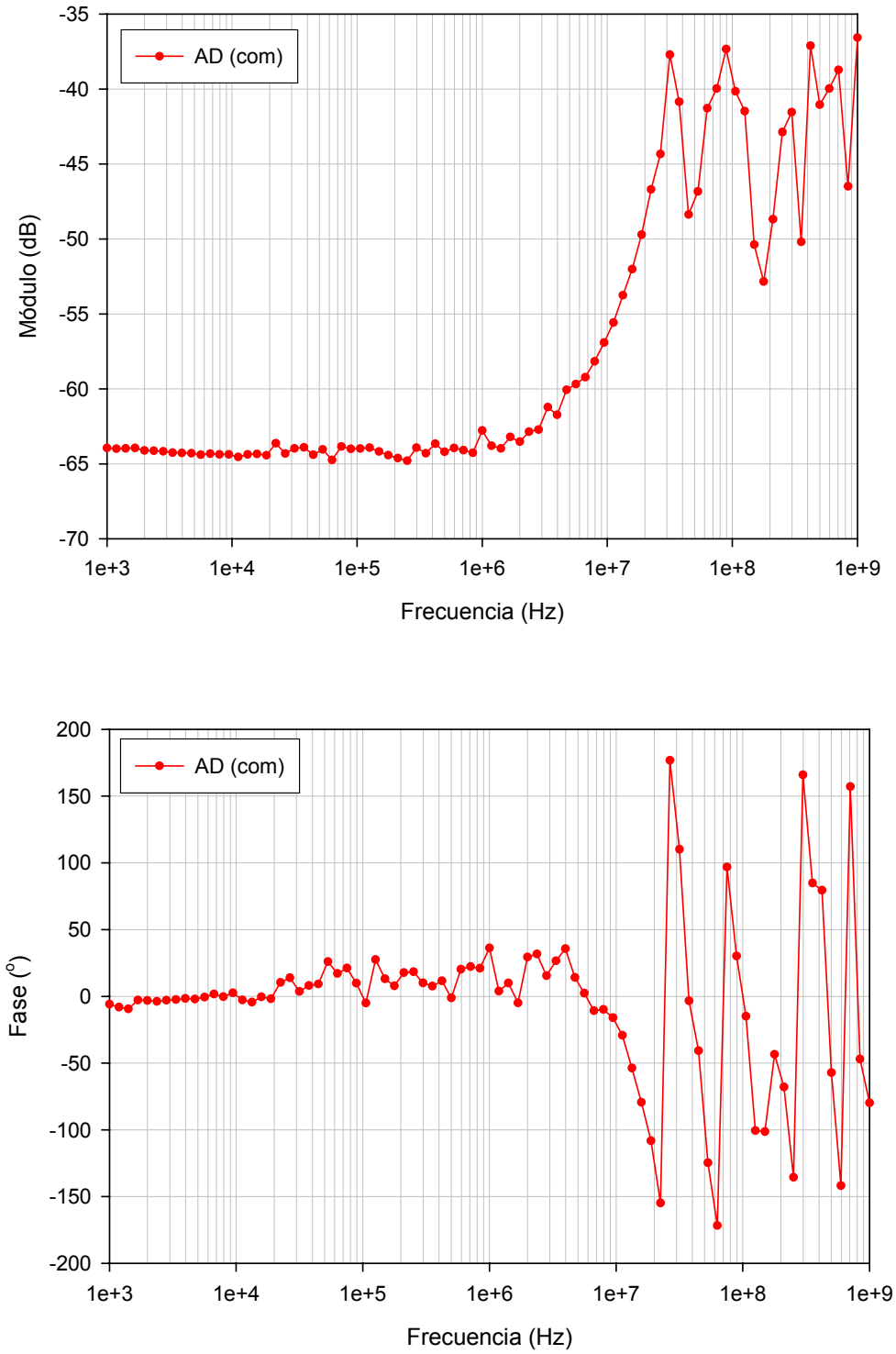


Figura 64. *Respuesta frecuencial del amplificador diferencial en modo común*

5.2.2.2 Modo diferencial

Para obtener esta respuesta se ha conectado el puerto de salida a1 del analizador a la entra OSC del Front-end. Se ha conectado una resistencia de 10Ω entre el terminal HC y HP y otra del mismo valor entre los terminales LP y LC. La salida I del Front-end se ha conectado al puerto de entrada b2 del analizador (figura 65).

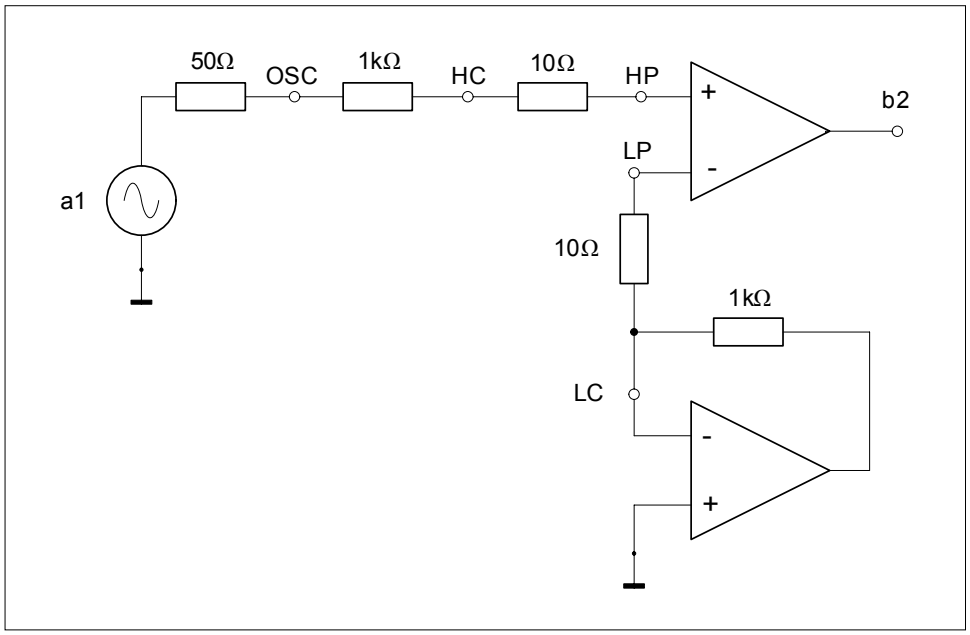


Figura 65. *Circuito de medida del amplificador diferencial en modo diferencial*

En la figura 66 se muestra la respuesta frecuencial obtenida. El salto que se produce en la fase a 20 kHz se debe a la conmutación del acoplador externo del Analizador de Redes.

De los gráficos anteriores se obtienen las siguientes conclusiones:

1. La respuesta en módulo del amplificador de transimpedancia y del amplificador diferencial en modo diferencial es prácticamente plana situada a 0 dB hasta los 20 MHz. El ancho de banda, por tanto, es el adecuado para el sistema.

2. El rechazo del amplificador diferencial en modo común (CMRR) en la banda de interés es como mínimo de 65 dB a 100 kHz y de 50 dB a 20 MHz

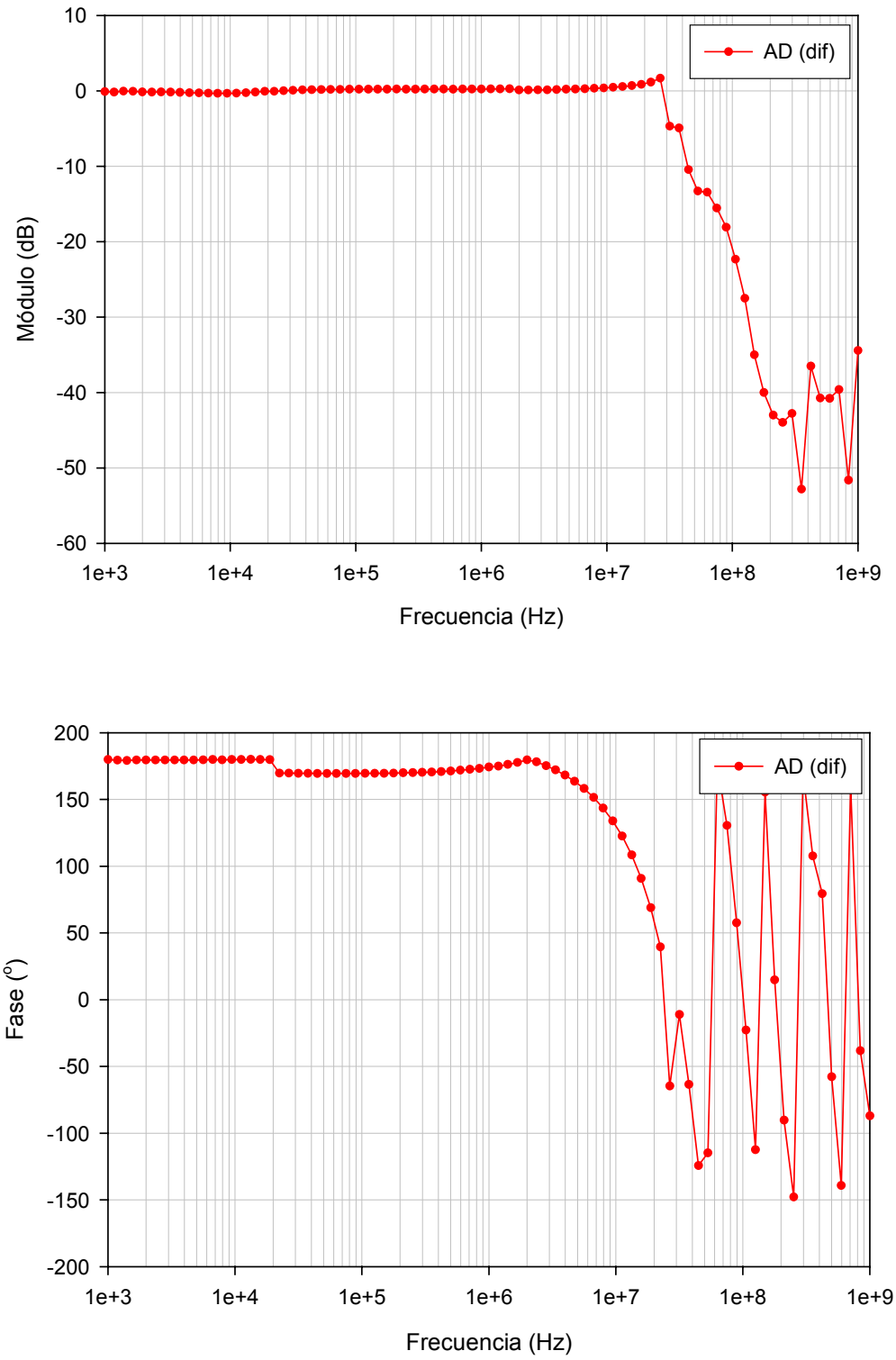


Figura 66. *Respuesta frecuencial del amplificador diferencial en modo diferencial*

5.2.3 Respuesta frecuencial de la relación V(V)/V(I)

Para la medida de resistencias se ha conectado el puerto de salida a1 del analizador de redes a la entrada OSC del Front-end, la salida V del Front-end al puerto de entrada b2 y la salida I del Front-end al puerto de entrada b1 (figura 67).

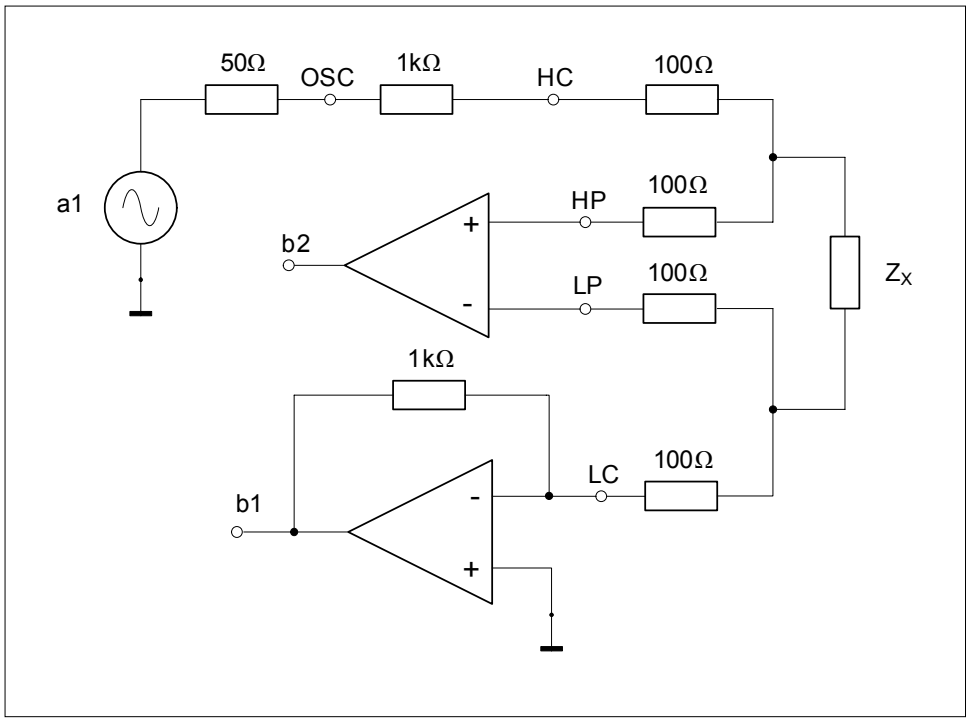


Figura 67. *Circuito de medida de la relación V(V)/V(I)*

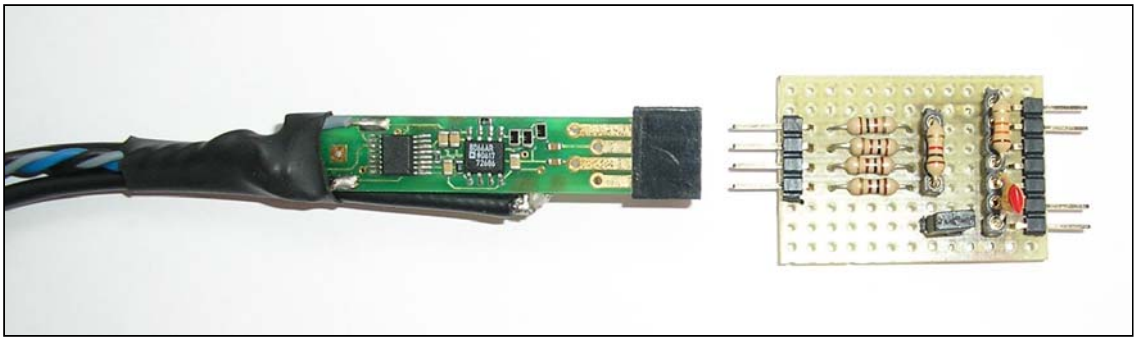


Figura 68. *Adaptación para la medida de resistencias y redes*

Se ha montado una adaptación con 4 resistencias de 100Ω que modelan los electrodos de medida y un conector para las resistencias/redes a medir (véase figura 68). El adaptador dispone también de un jumper que facilita la medida de variaciones de impedancia a realizar posteriormente.

Si el jumper no está colocado (véase esquema en la figura 69) la red a medir está formada por la resistencia R2 (más próxima a las resistencias de electrodo). Y si está colocado, se le conecta en paralelo la serie formada por R1 y C (modelo circuital de la suspensión celular).

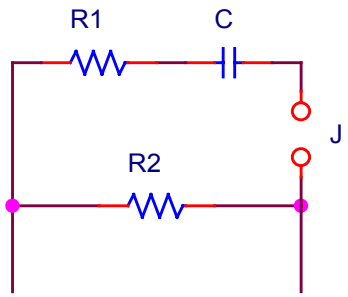


Figura 69. *Esquema de la red a medir*

5.2.3.1. Medida de resistencias

La respuesta frecuencial obtenida se muestra en la figura 70. El salto observado a 20 kHz en la fase es propio del Analizador de Redes cuando trabaja en modo externo (ampliación del BW a BF). Hasta una frecuencia de 3 MHz no haría falta una calibración dependiente del valor de impedancia. A una frecuencia de 10 MHz el error en módulo y en fase es diferente para cada valor de resistencia. La calibración se realizará posteriormente con el sistema de medida de impedancias formado por la placa Z-SPECT y el Front-end.

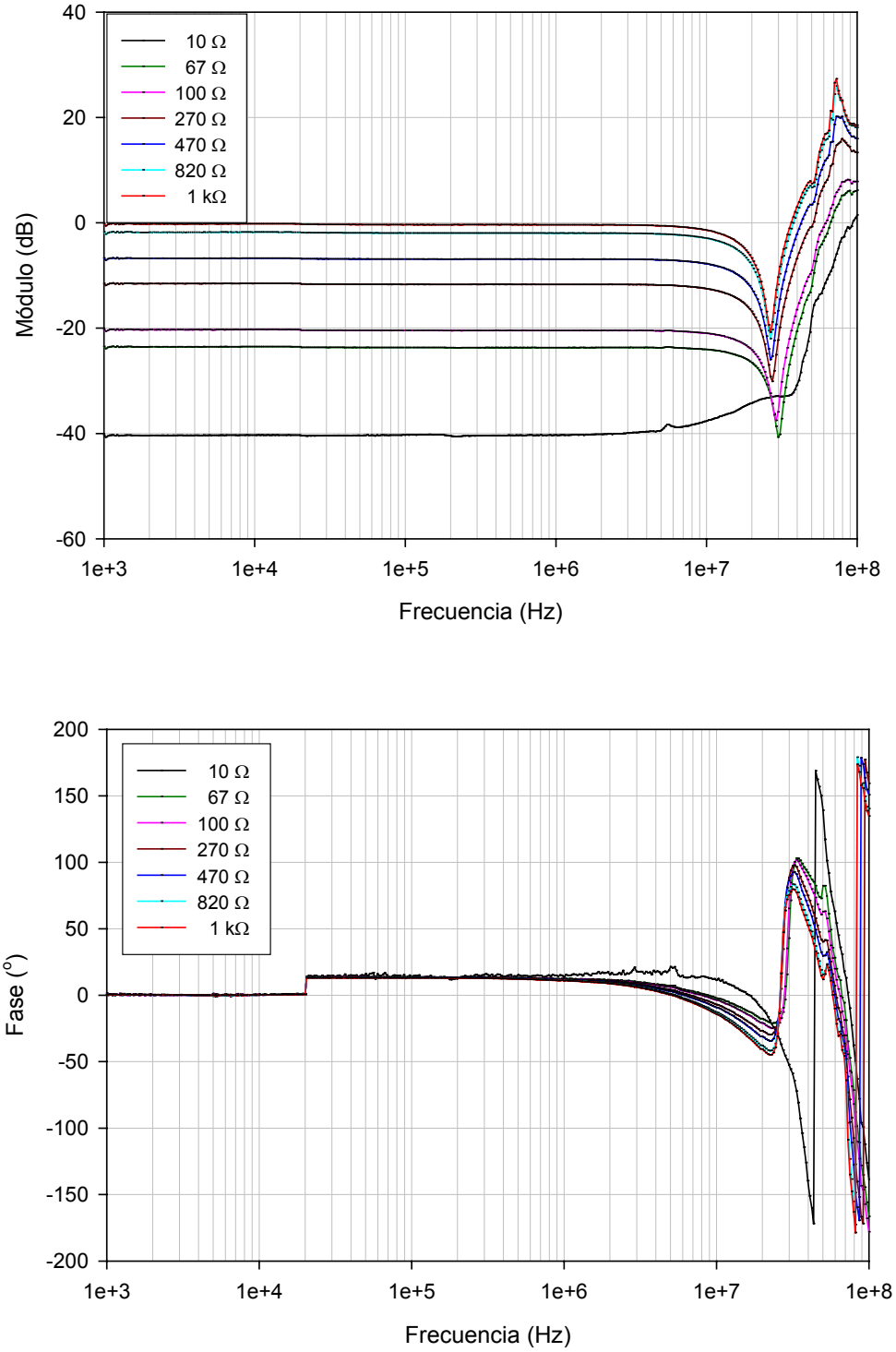


Figura 70. *Respuesta frecuencial de la relación V(V)/V(I) para diferentes resistencias*

5.2.3.2 Medida de redes

La red medida se muestra en la figura 71. Se ha calculado para que produzca una variación de módulo del 20% a una frecuencia f_o = 1 MHz.

$$|Z(j0)| = R2 = 120\Omega$$

$$|Z(j\infty)| = R2 // R1 \cong 100\Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi 10^6 \cdot 620} \cong 270\,pF$$

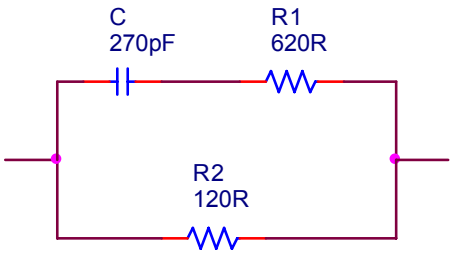


Figura 71. *Red con relajación del 20% y f_o=1 MHz*

Los resultados obtenidos se muestran en la figura 72. Se puede comprobar que el módulo disminuye aproximadamente 2 dB en dos décadas (-18,7 dB a -20,8 db) tomando como frecuencia central f_o=1MHz, lo cual corresponde a una variación lineal de 0,8. En cuanto a la fase, se produce una variación de –18º. La calibración se realizará posteriormente con el sistema de medida de impedancias completo.

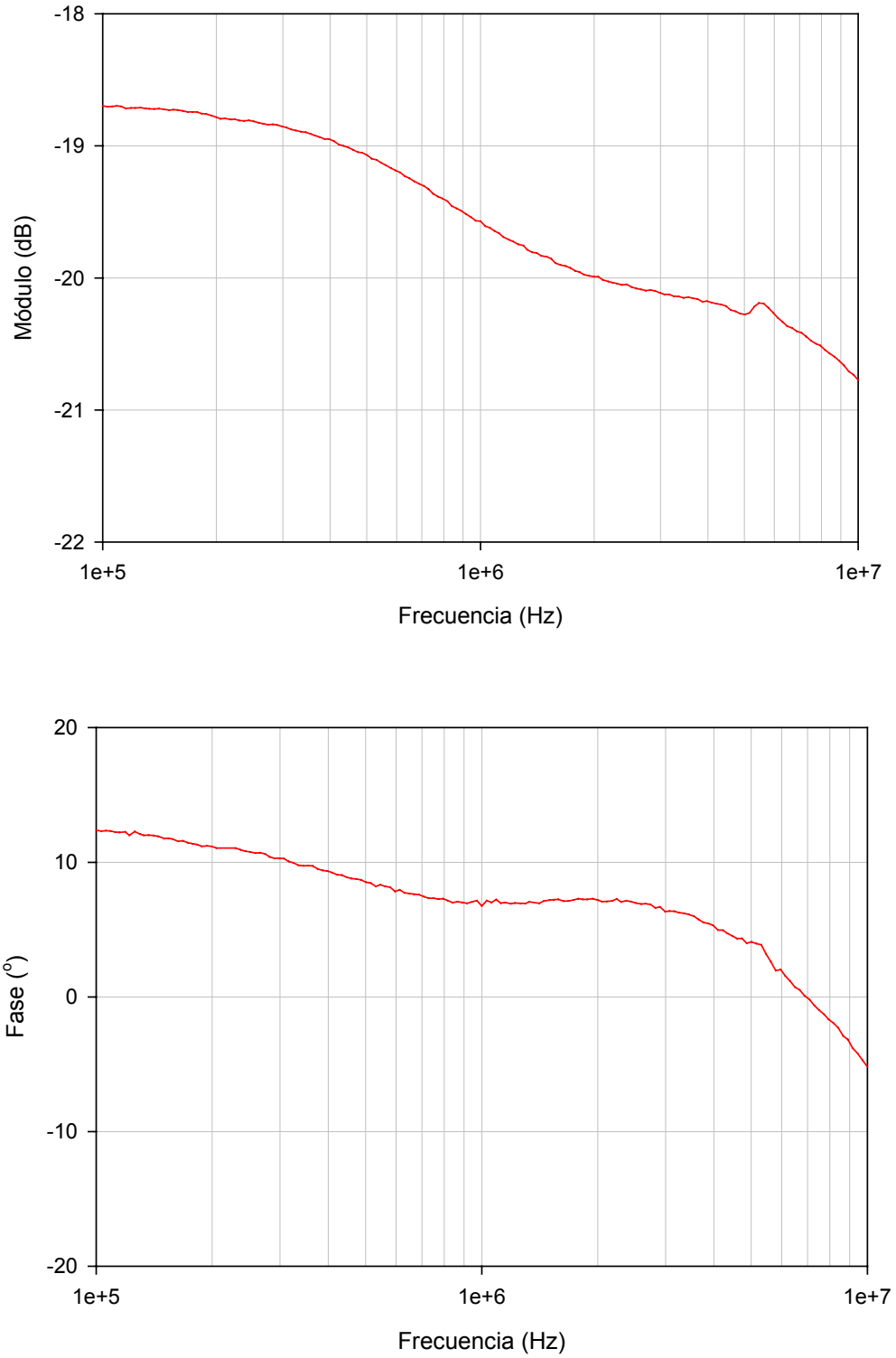


Figura 72. *Respuesta frecuencial de la relación V(V)/V(I) para la red RC en la zona de interés*

5.3 Caracterización del sistema de medida de impedancias

Una vez caracterizada la placa Z-SPECT y el Front-end por separado, se pasa a caracterizar el conjunto (véase conexionado en la figura 73). Se utiliza la placa de evaluación del DDS para extraer las señales de configuración del DDS.

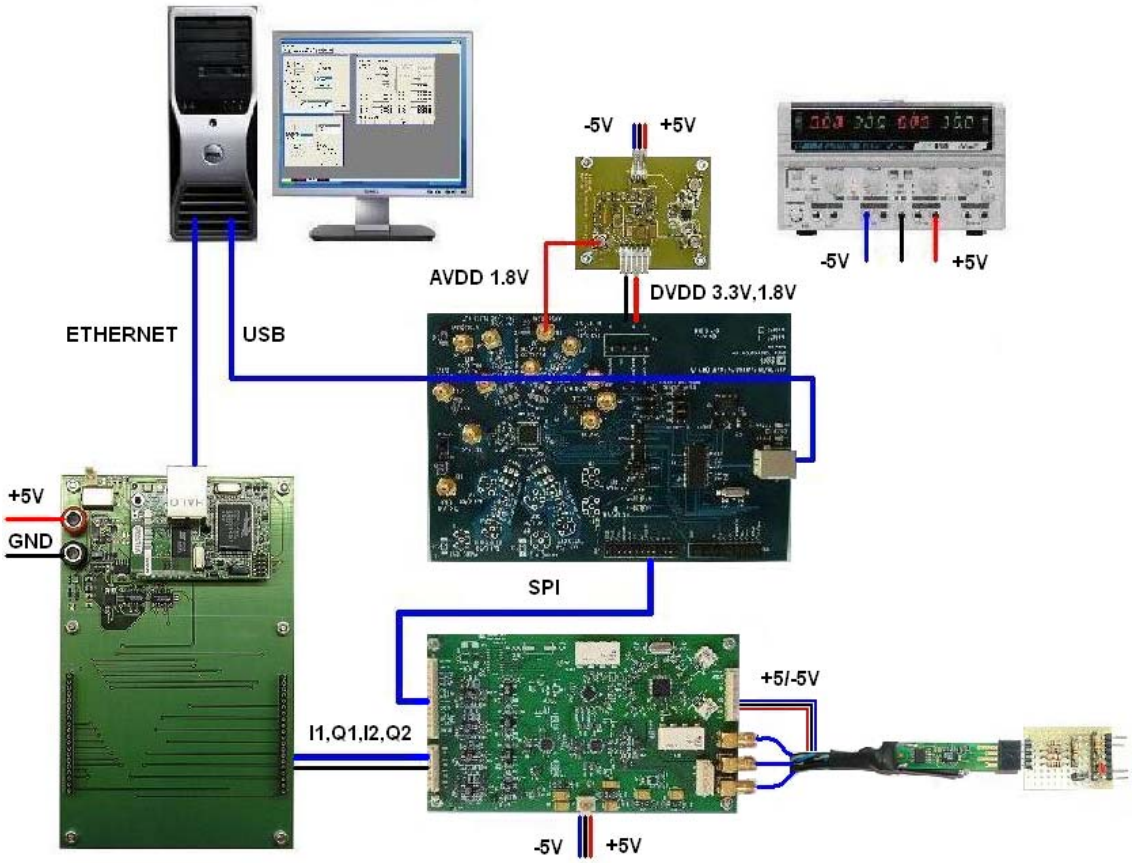


Figura 73. *Conexionado para la caracterización del sistema de medida*

5.3.1 Medida de resistencias

Se han realizado medidas de resistencia en el margen frecuencial de interés. De las medidas se observa que con una sola característica el error es excesivo por lo que se definen dos rectas de calibración en los márgenes 10Ω – 180Ω y 270Ω – 1 kΩ. Una misma aplicación difícilmente necesitará los dos márgenes.

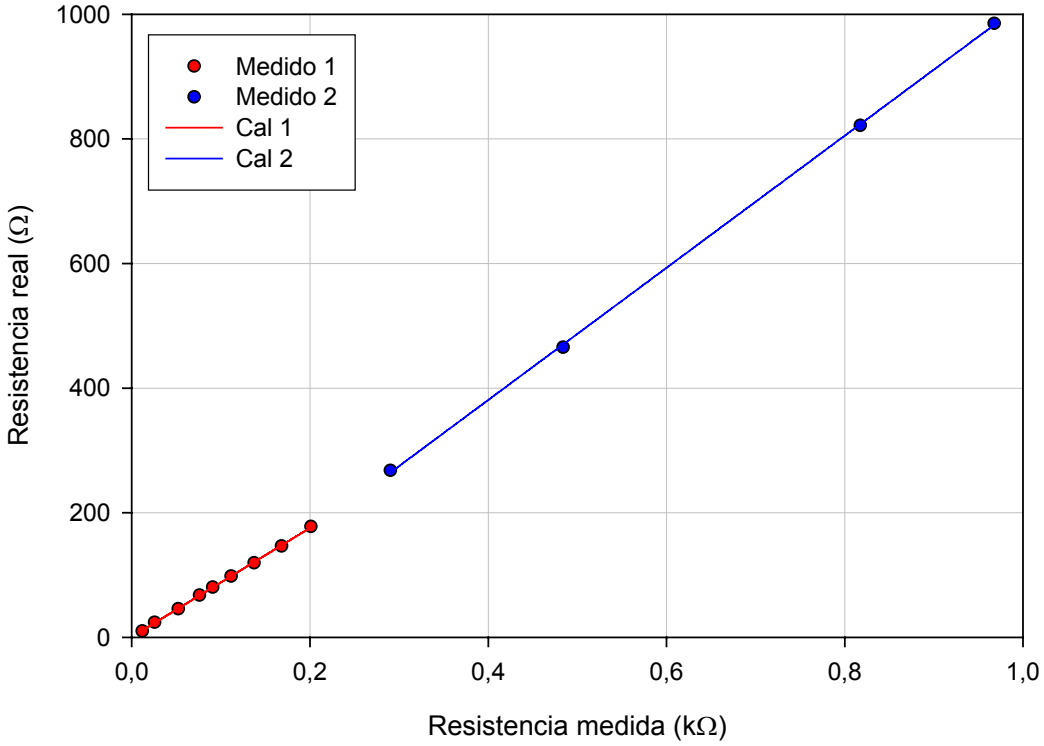


Figura 74. *Resistencia medida y regresión lineal de cada intervalo a 1 MHz*

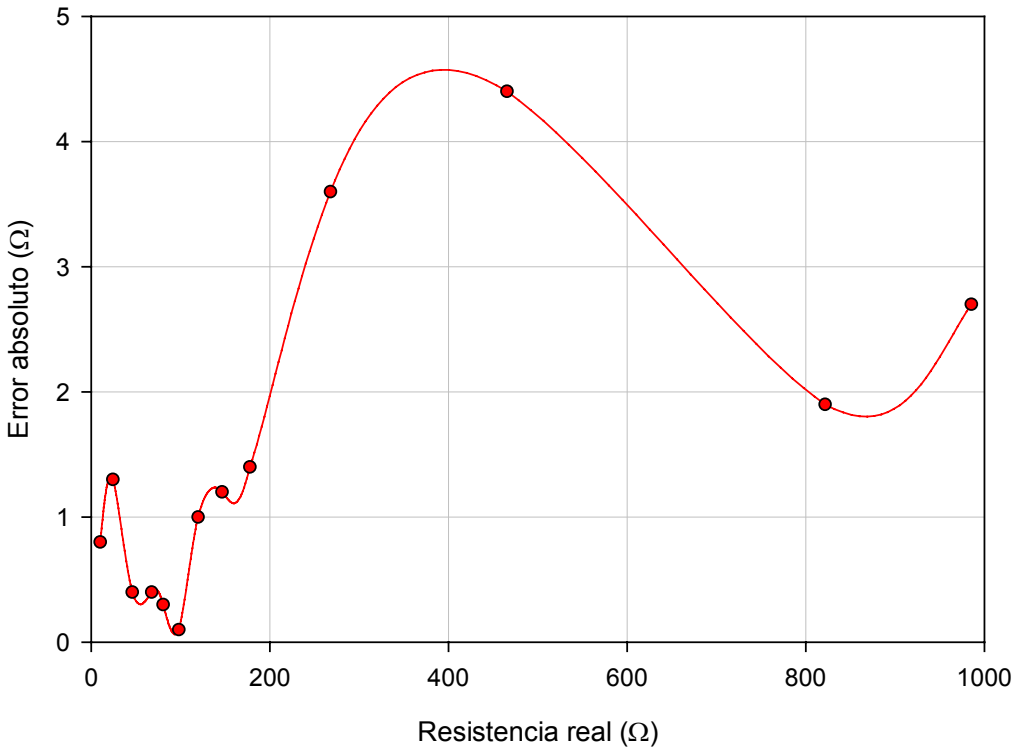


Figura 75. *Error absoluto en la medida de resistencias*

Las figuras 74 y 75 muestran los resultados obtenidos a 1 MHz (las medidas a 100 kHz, 10 MHz y 20 MHz se encuentran en el Anexo A). Puede observarse que el error relativo se mantendrá por debajo del 1% exceptuando el extremo inferior del margen de medida ($R \leq 24\Omega$).

5.3.2. Medida de redes

Para la medida de redes en el margen frecuencial de interés se ha colocado el jumper en el circuito de adaptación (circuito mostrado en la figura 69) y se ha realizado la medida en 3 puntos: 100 kHz, 1MHz y 10 MHz. Los resultados para la red con una relajación del 20% y f_o = 1 MHz se muestran en la figura 76.

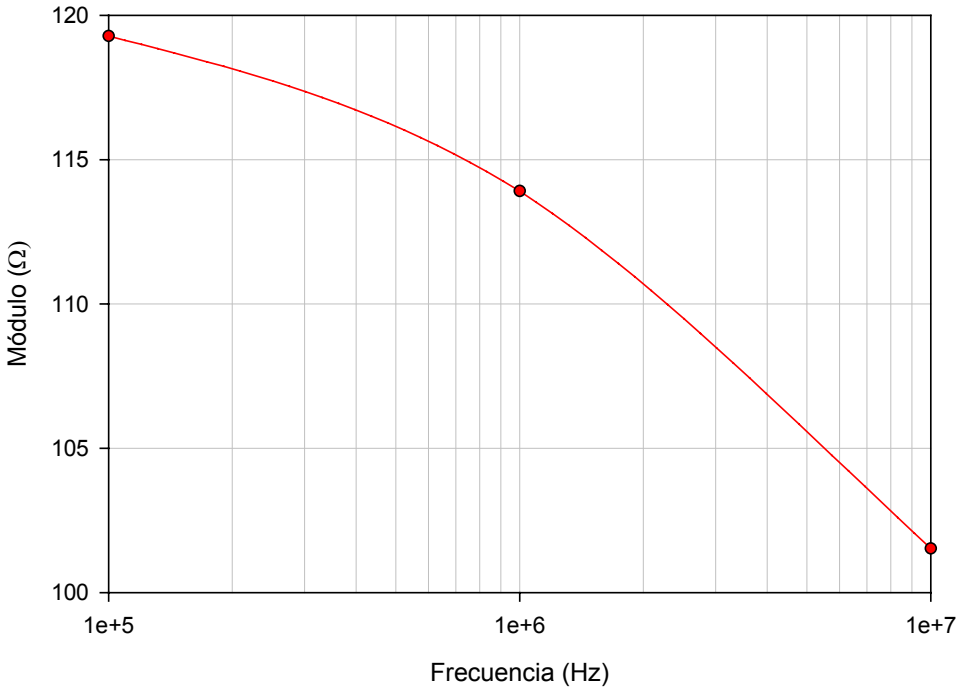
Para esta red con una relajación del 20% y frecuencia f_o = 1 MHz los resultados obtenidos mediante el analizador de redes y la placa Z-SPECT son los siguientes:

Módulo y fase

Analizador de redes 100 kHz – 1 MHz caída en módulo 10% y fase –5,7º
Z-SPECT 100 kHz – 1 MHz caída 4,5% y fase –7,04º

Analizador redes 100 kHz – 10 MHz caída módulo 20% y fase –17,6º
Z-SPECT 100 kHz – 10 MHz caída módulo 14,9% y fase –17,6º

Dada la dificultad de realizar un barrido de muchos puntos, se han obtenido muestras del espectro de impedancia.



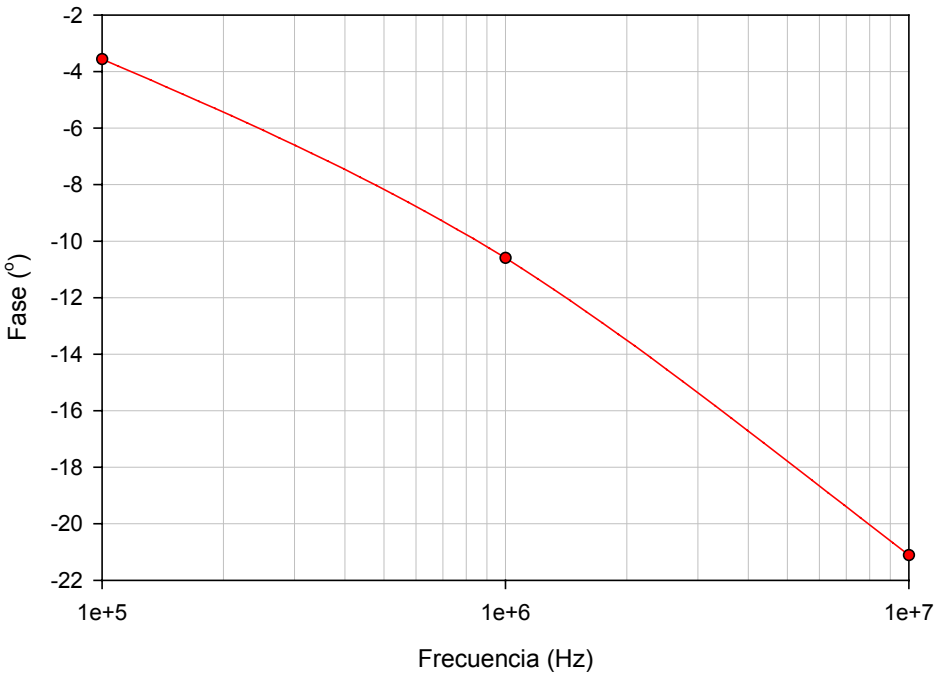


Figura 76. *Módulo y fase de la red en tres puntos frecuenciales*

6. EJEMPLOS DE APLICACIÓN

6.1 Medida de redes RC

Como se comentó en la introducción, el modelo circuital de la suspensión celular se puede representar como una red RC (figura 77) formada por el fluido extracelular (R2), la membrana citoplasmática (C) y el líquido intracelular (R1).

Parte de la verificación del sistema de medida se ha realizado midiendo diferentes redes con variaciones de impedancia (modulo y fase) diferentes. En aplicaciones de biomasa las relajaciones que se pueden producir en algunos casos son del orden del 1% en el módulo a frecuencias de 1 MHz y en el transcurso de varios días. Medidas de suspensiones concentradas pueden dar relajaciones del orden del 10%.

La metodología empleada para realizar estas medidas ha sido calcular el valor teórico de los componentes de la red RC a partir de la expresión de la función de transferencia, verificar con Spice la respuesta frecuencial, realizar la medida con el analizador de impedancias HP4192A y, finalmente, comparar los resultados con los obtenidos mediante la placa Z-SPECT.

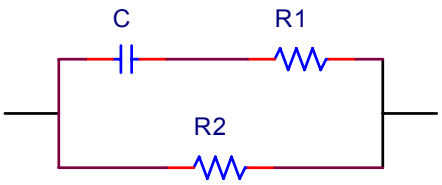


Figura 77. *Modelo circuital de la suspensión celular*

La función de transferencia de la red RC presenta un polo y un cero de primer orden

$$Z(s) = \frac{\left(\frac{1}{Cs} + R1\right)R2}{\frac{1}{Cs} + R1 + R2} = R2\frac{R1Cs + 1}{(R1 + R2)Cs + 1} = \frac{R1R2}{R1 + R2}\frac{s + \frac{1}{R1C}}{s + \frac{1}{(R1 + R2)C}}$$

$$w_P = \frac{1}{(R1+R2)C}$$

$$w_Z = \frac{1}{R1C} \qquad (1)$$

La expresión del módulo y la fase es, (s=jw)

$$|Z(jw)| = R2\frac{\sqrt{(R1Cw)^2+1}}{\sqrt{((R1+R2)Cw)^2+1}}$$

$$\varphi[Z(jw)] = \arctan(R1Cw) - \arctan[(R1+R2)Cw]$$

Y la aproximación de baja y alta frecuencia es

$$|Z(j0)| = R2$$

$$\varphi[j0] = 0$$

$$|Z(j\infty)| = \frac{R1R2}{R1+R2} \qquad (2)$$

$$\varphi[j\infty] = 0$$

RED 1: Relajación del 7,5% a 1 MHz

Para que el módulo de la impedancia de la red tenga una variación del 7,5% respecto su valor a baja frecuencia (R2), se considera que la variación total de alta a baja frecuencia es del 15% y que la mitad de la variación se produce a la frecuencia de interés. Si además se considera que la frecuencia de relajación viene determinada por el cero de la función de transferencia se deben cumplir el par de ecuaciones

$$(2) \qquad \frac{R1R2}{R1+R2} = 0{,}85R2 \rightarrow R1 = 1{,}6k\Omega$$

$$(1) \qquad C = \frac{1}{2\pi 10^6 R1} = \frac{1}{2\pi 10^6 1{,}6\cdot 10^3} = 99{,}5pF \rightarrow 100pF$$

Para la red RC, se ha adoptado un valor de resistencia a baja frecuencia R2 = 270Ω para todos los casos.

RED 2: Relajación del 5% a 1MHz

Se considera un 10% de variación de baja a alta frecuencia

$$(2) \qquad \frac{R1R2}{R1+R2} = 0{,}9R2 \rightarrow R1 = 2{,}4k\Omega$$

$$(1) \qquad C = \frac{1}{2\pi 10^6 R1} = \frac{1}{2\pi 10^6 2{,}4 \cdot 10^3} = 66{,}31pF \rightarrow 68pF$$

RED 3: Relajación del 1% a 1 MHz

Se considera un 2% de variación de baja a alta frecuencia

$$(2) \qquad \frac{R1R2}{R1+R2} = 0{,}98R2 \rightarrow R1 = 13{,}0k\Omega$$

$$(1) \qquad C = \frac{1}{2\pi 10^6 R1} = \frac{1}{2\pi 10^6 13 \cdot 10^3} = 12{,}24pF \rightarrow 12pF$$

En la figura 78 se muestra el módulo y la fase de las tres redes obtenidos mediante simulación. Se confirman que los valores de los componentes seleccionados para cada red dan como resultado las relajaciones del 7,5%, 5% y 1% a la frecuencia de interés f_o = 1 MHz. Estos resultados se compararán posteriormente con los obtenidos de forma experimental utilizando el analizador de impedancias HP4192A y la placa Z-SPECT.

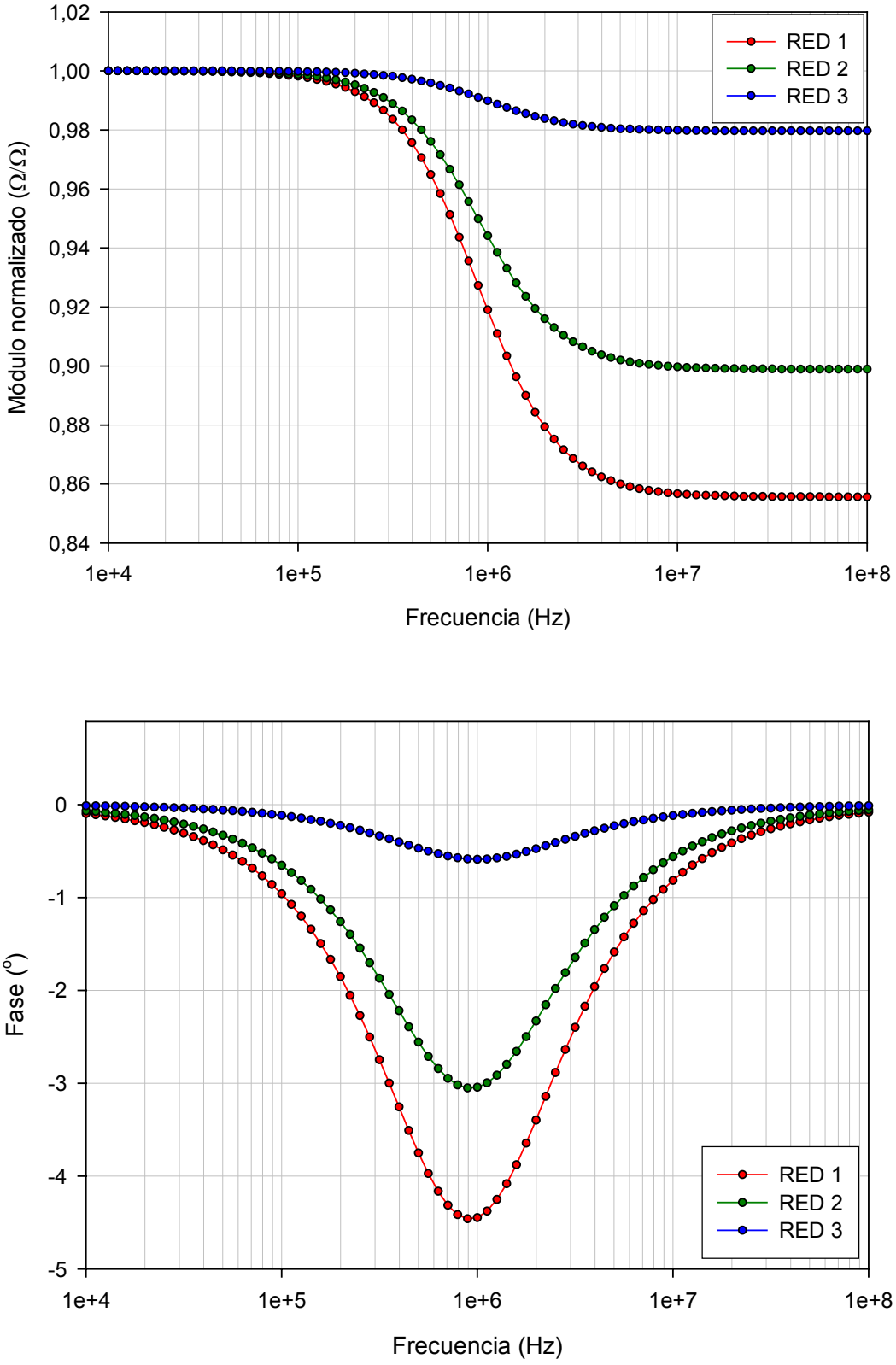


Figura 78. *Respuesta frecuencial de las diferentes redes obtenida mediante Spice a 1 MHz*

Se ha realizado una calibración punto a punto de las medidas obtenidas con el HP4192A a partir de una resistencia de valor conocido (R2 = 267,8Ω). La calibración en módulo ha consistido en multiplicar el valor medido por el factor de corrección a esa frecuencia. Para la fase simplemente se ha sumado el valor necesario para que la fase sea 0º. En la figura 79 se muestran los resultados obtenidos de módulo y fase en el margen frecuencial de interés. Se observa que la diferencia entre el valor teórico y el medido aumenta con la frecuencia.

A modo de ejemplo, comentar que a 4 MHz el módulo medido para R2 es 268,7Ω y la fase de -1,06º. Por tanto, cuando se realicen medidas de la red RC a esta frecuencia, el módulo se debe multiplicar por un coeficiente de 0,9967 y a la fase medida se le deben restar 1,06º.

Como procedimiento, para la medida de redes con el analizador de impedancias se han obtenido primero los coeficientes del módulo y la fase para diferentes frecuencias y se han aplicado a los valores medidos de forma directa. Los valores obtenidos para el módulo se han normalizado al valor de baja frecuencia para facilitar la lectura de resultados. Los valores de fase son los obtenidos directamente después de la aplicación del coeficiente correspondiente.

Para la medida de redes con la placa Z-SPECT se han utilizado las rectas de regresión obtenidas en el apartado de caracterización. De esta forma los resultados que se muestran son ya corregidos teniendo en cuenta las desviaciones causadas por la placa Z-SPECT. Se ha realizado una sola medida (módulo y fase) a la frecuencia de interés de 1 MHz.

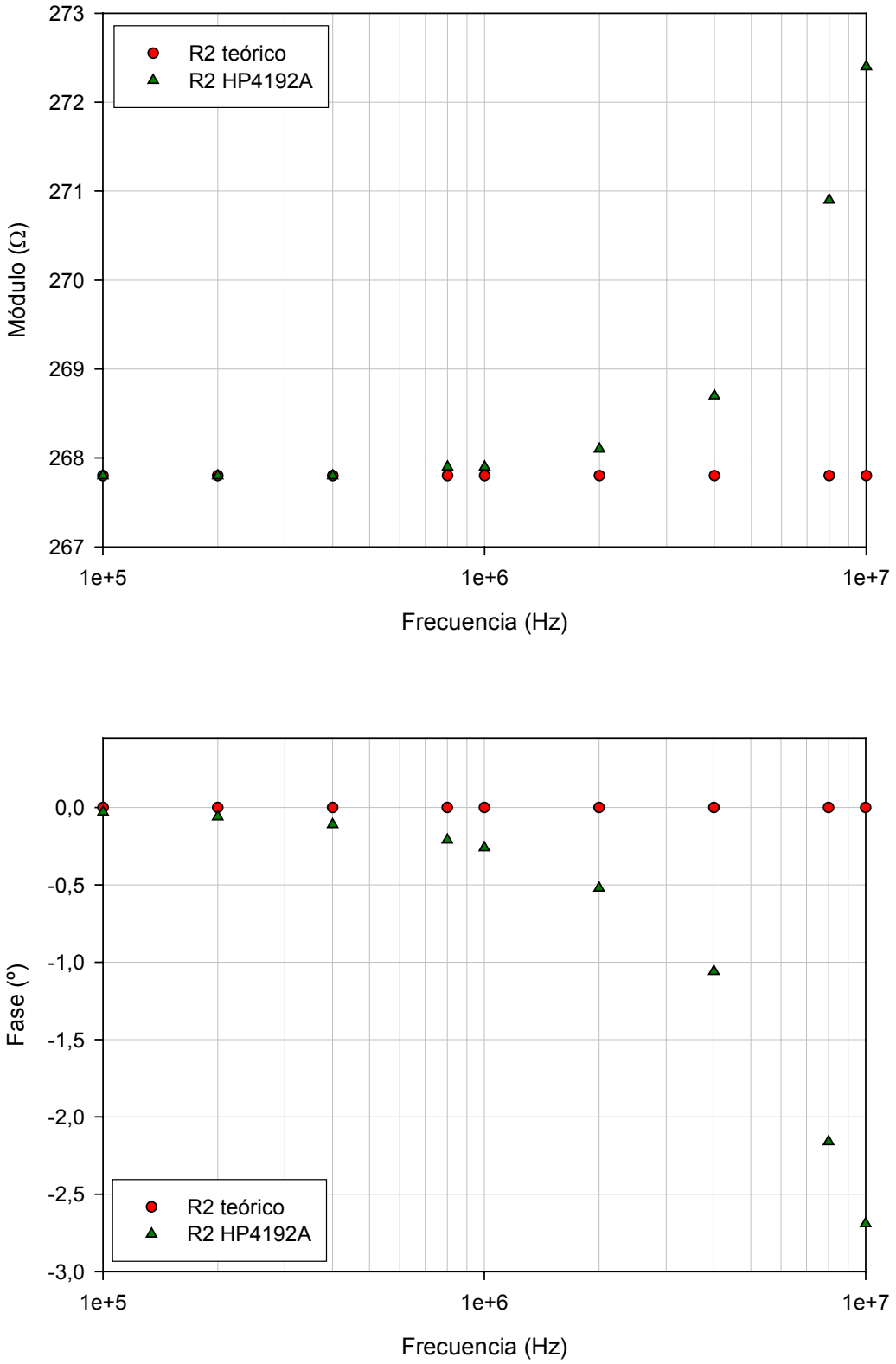


Figura 79. *Módulo y fase de R2 teórica y medida con el HP4192A*

A modo de ejemplo, se explicará la medida obtenida para la RED 1 con una relajación del 7,5% a frecuencia de 1 MHz (figura 80). La traza roja muestra el resultado obtenido por medio de simulación. A esta frecuencia, el módulo normalizado al valor de baja frecuencia es 0,919 Ω/Ω, es decir una disminución del 8% aproximadamente en el módulo respecto el valor de baja frecuencia.

Con el Analizador de impedancias (traza verde) se obtiene un valor normalizado corregido a 1 MHz de 0,921 Ω/Ω. Este valor se obtiene de multiplicar el valor medido de forma directa por el coeficiente a esta frecuencia y normalizado al valor de baja frecuencia. Para la fase, el valor se obtiene de corregir la lectura directa con el coeficiente obtenido de la medida de fase de R2 a esta frecuencia.

La medida obtenida con la placa Z-SPECT es 0,930 Ω/Ω (punto de color azul). Este valor se obtiene de trasladar el valor medido de forma directa sobre la recta de regresión correspondiente a esta frecuencia y normalizado al valor obtenido a esta frecuencia pero sólo de la medida de R2 (circuito figura 69 sin jumper). Para la fase, la lectura es directa.

En las figuras 81 y 82 se muestran los resultados obtenidos para las redes RED 2 y RED 3 que producen unas relajaciones del 5% y 1% respectivamente a una frecuencia de 1 MHz. En la tabla siguiente se muestra un resumen de resultados

Relajaciones a 1 MHz			Variaciones de fase a 1 MHz		
Spice	HP4192A	Z-SPECT	Spice	HP4192A	Z-SPECT
7,5%	7,9%	7,0%	-4,4º	-4,4º	-4,2º
5,0%	5,4%	4,8%	-3,0º	-3,0º	-2,7º
1,0%	1,0%	1,6%	-0,6º	-0,5º	-0,5º

Se observa que, con las limitaciones propias de la poca capacidad de configuración del equipo Z-SPECT, las desviaciones entre este y el modelo son similares a las que existen entre el modelo y el equipo de referencia.

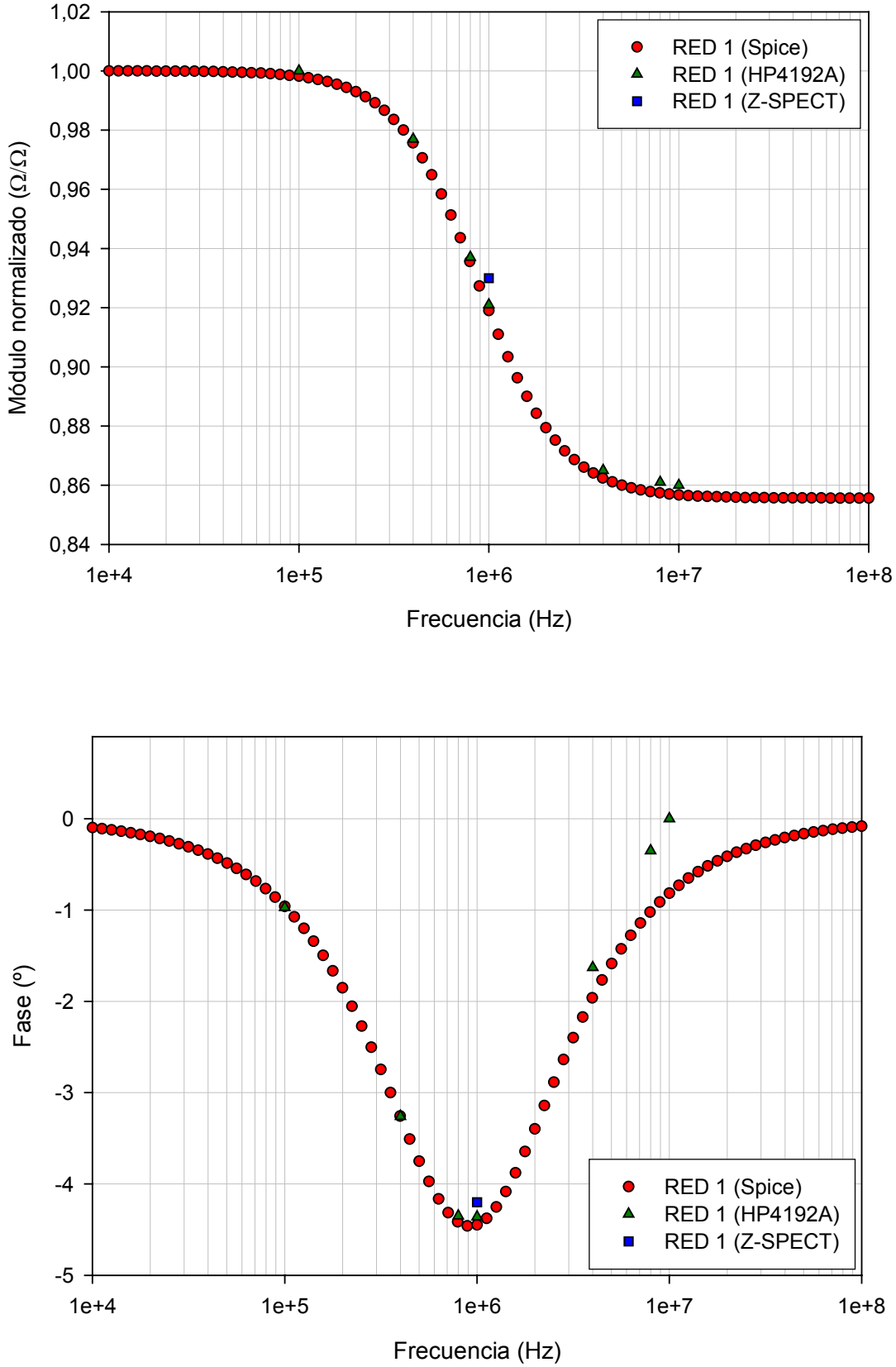
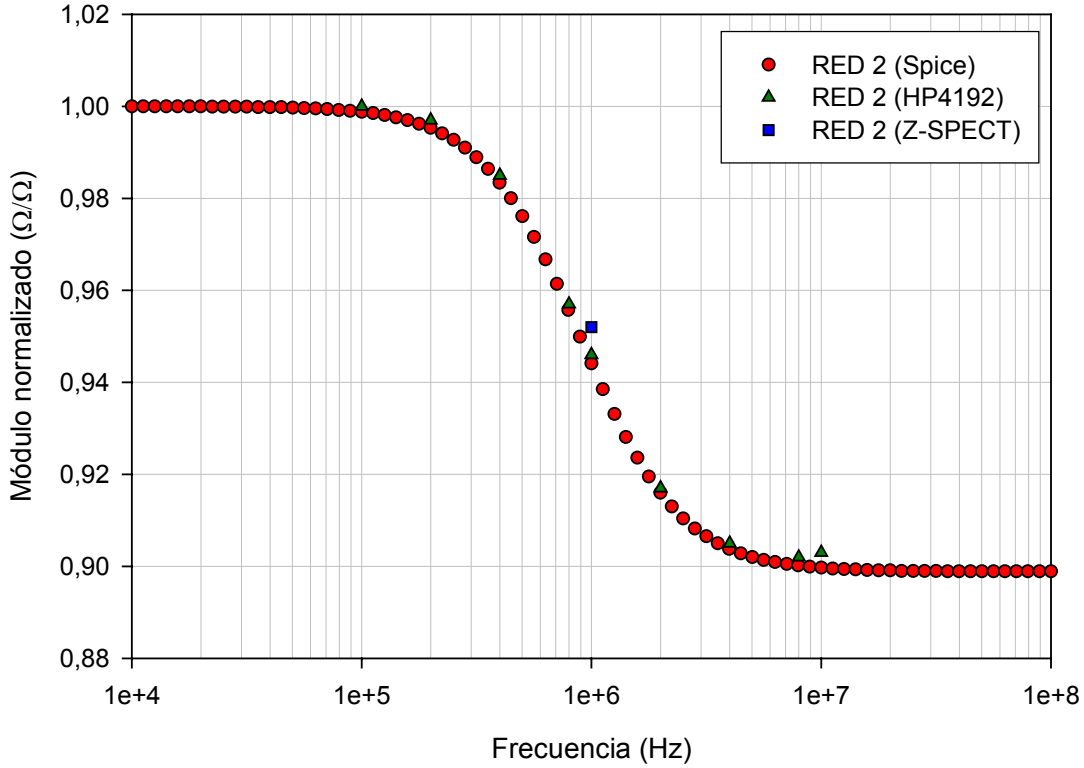


Figura 80. *Módulo y fase para la RED 1 obtenido mediante los diferentes métodos*



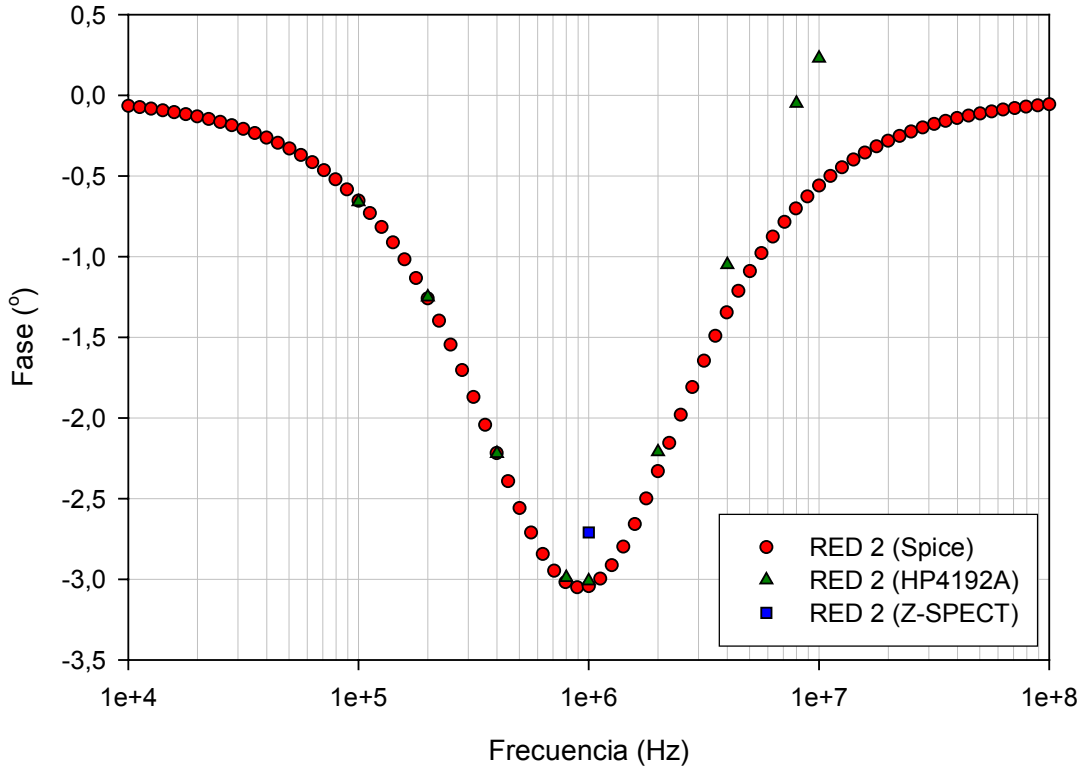


Figura 81. *Módulo y fase para la RED 2 obtenido mediante los diferentes métodos*

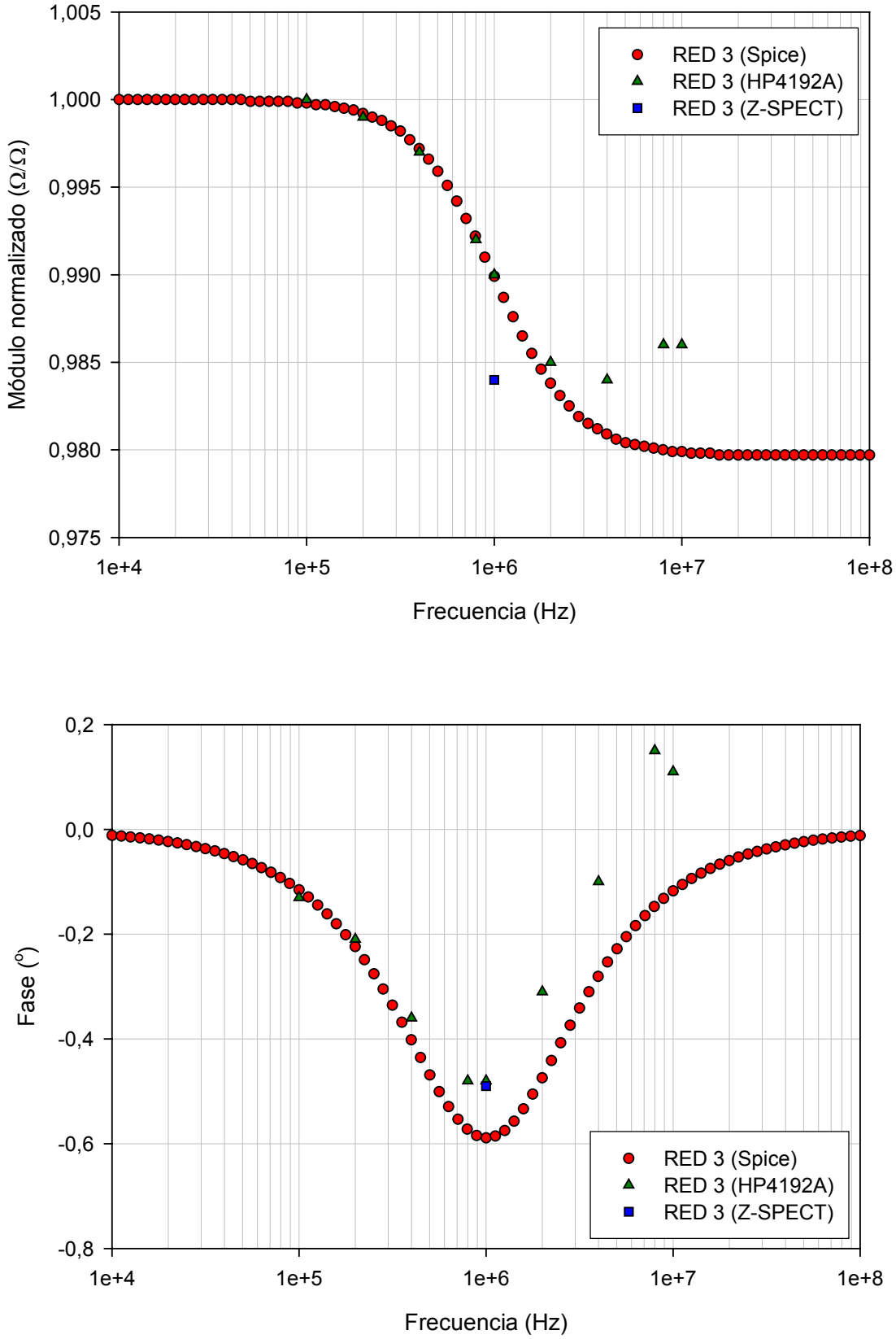


Figura 82. *Módulo y fase para la RED 3 obtenido mediante los diferentes métodos*

6.2 Medidas de impedancias dinámicas

6.2.1 Monitorización de la respiración

Uno de los experimentos realizados ha sido medir la evolución temporal de la medida de impedancia de la respiración de una persona. En el setup de medida se encuentra la placa Z-SPECT, un Front-end que trabaja a corriente constante [Andreu, 2008] y cuatro electrodos conectados a la persona de interés.

La evolución que muestra la figura 83 corresponde a la impedancia obtenida de forma indirecta a partir de la medida de las componentes en fase y cuadratura correspondientes a la tensión demodulada y del valor de la corriente constante inyectada. La medida se ha realizado a una frecuencia de señal de inyección de 100 kHz y un periodo de adquisición Ts = 10 ms

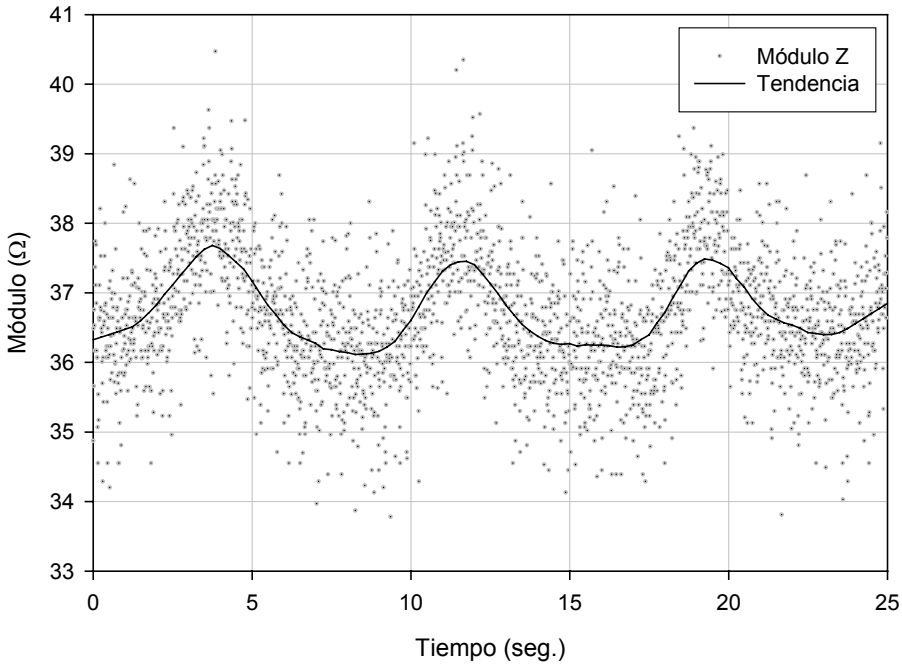


Figura 83. *Evolución de la medida de impedancia de la respiración*

El ruido que se observa en la medida corresponde a una oscilación de A.F. en el Front-end producida por la guarda activa de los cables coaxiales hacia los electrodos. Se observa una variación del 5% en el módulo de la impedancia de la respiración.

6.2.2 Medida de sedimentación de biomasa

Se ha medido la evolución del proceso de sedimentación de una levadura durante un tiempo suficientemente largo. Antes se ha realizado una medida espectral de la solución de agua con sal y de la misma solución con la levadura disuelta de forma homogénea con el objeto de conocer la respuesta del sistema.

En la figura 84 se muestra el setup de medida y en la figura 85 la evolución temporal obtenida. La medida se ha realizado en las mismas condiciones que la medida anterior con una frecuencia de inyección de 2 MHz.

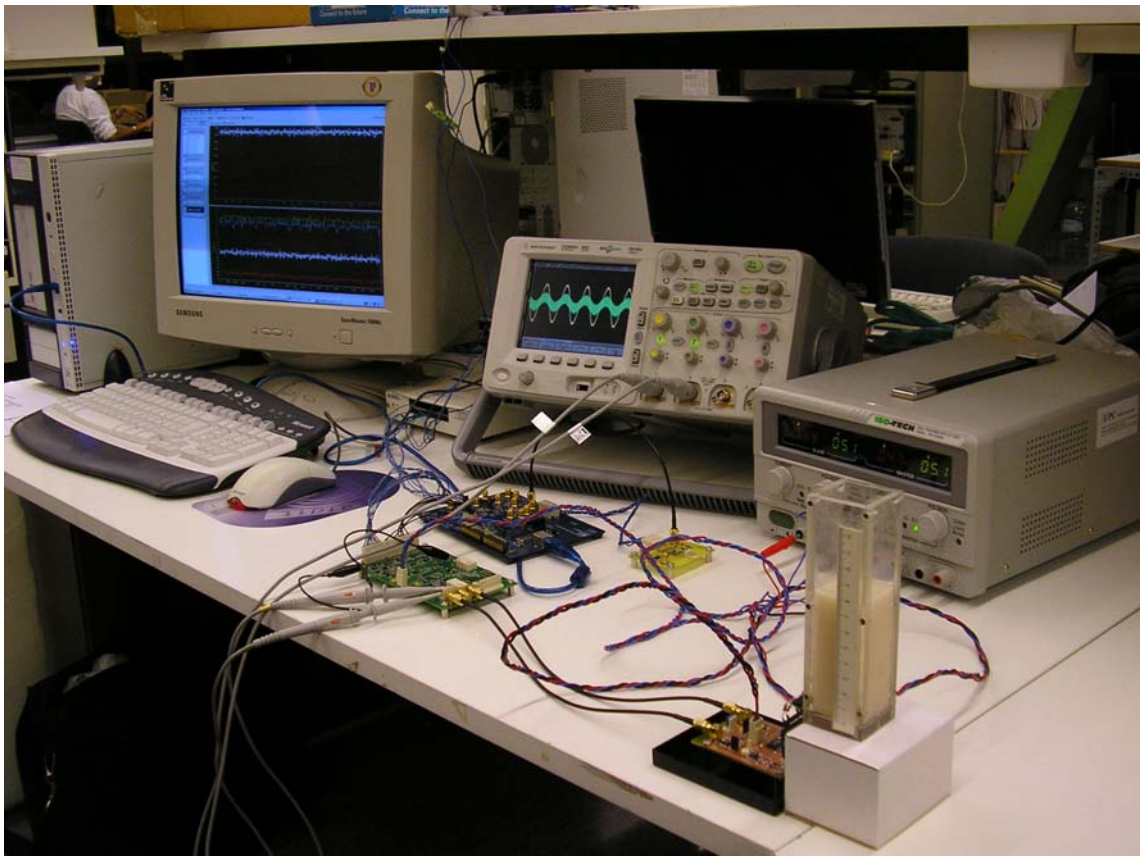


Figura 84. *Conexionado para la medida de la sedimentación de biomasa*

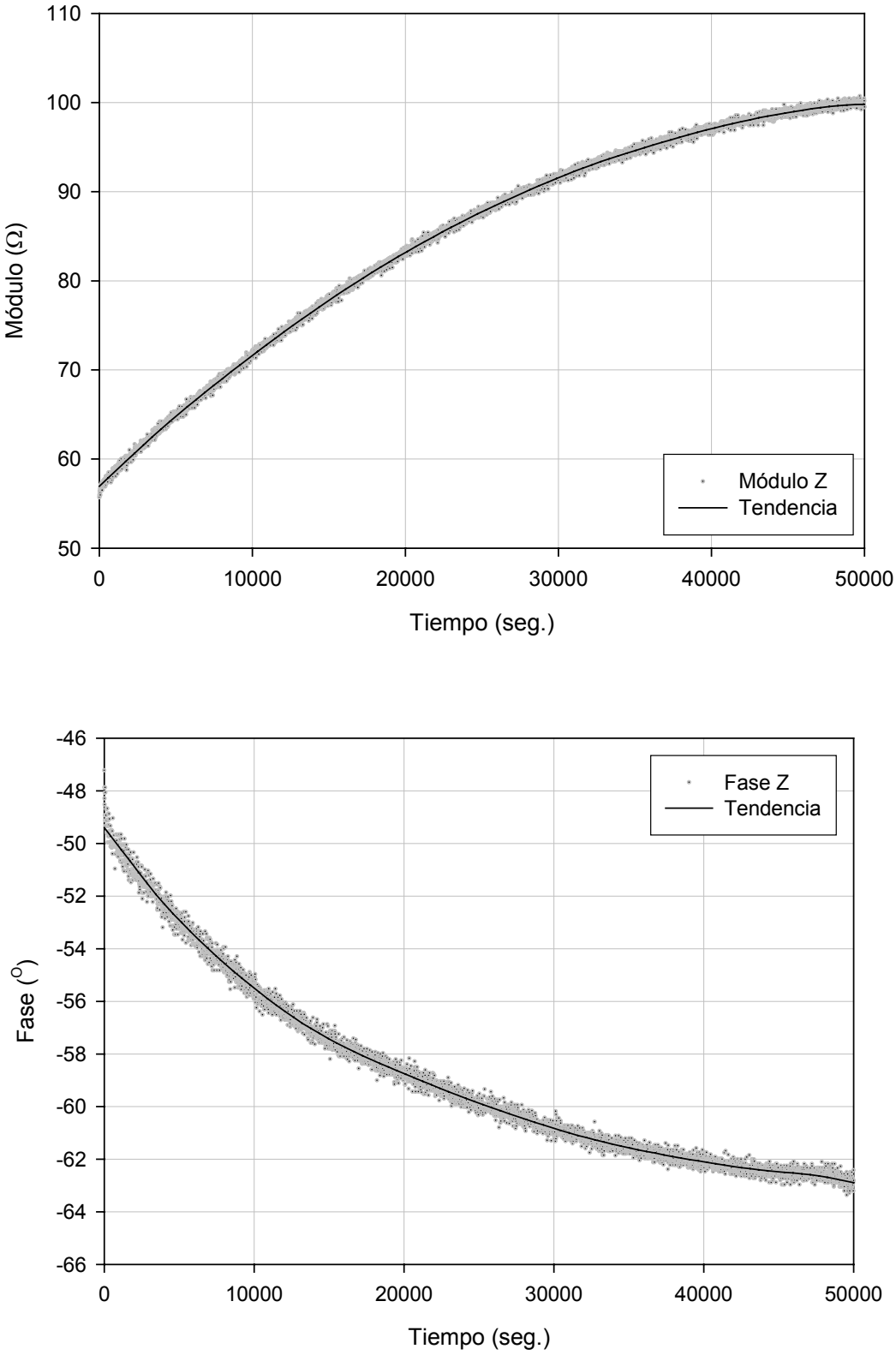


Figura 85. *Evolución temporal del módulo y la fase de la medida de biomasa*

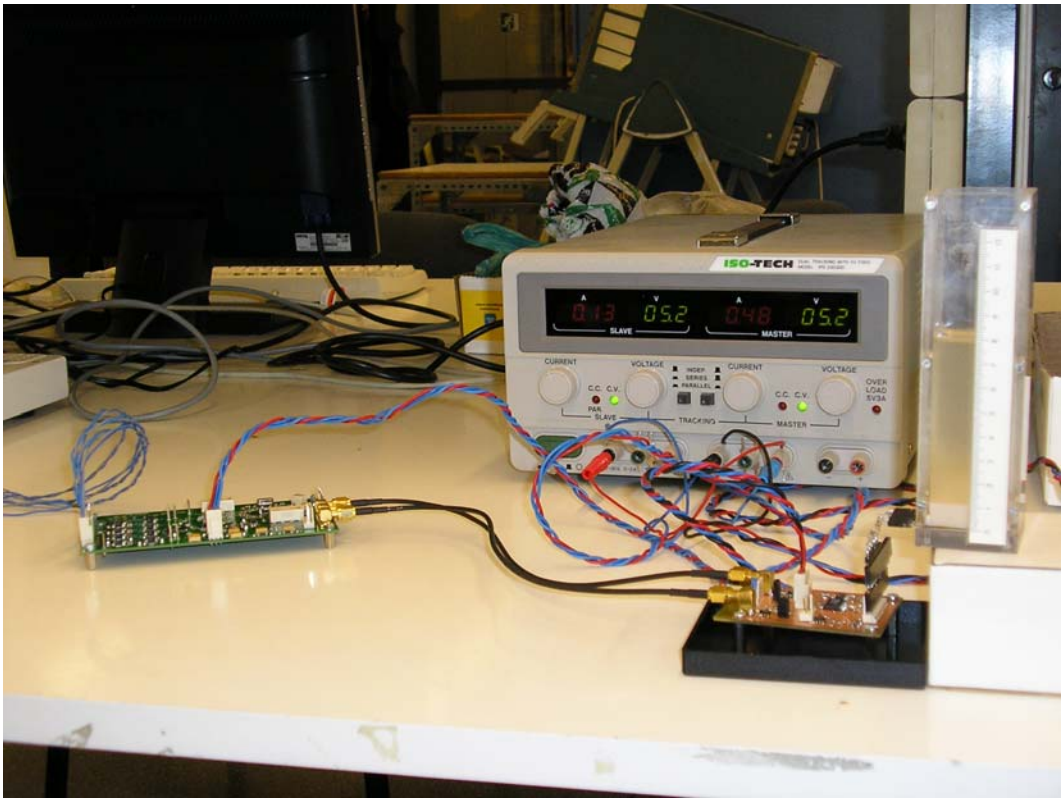


Figura 86. *Detalle de la sedimentación al final de la medida*

Se observa que el módulo de la impedancia aumenta de forma exponencial con el tiempo y la fase decrece de la misma forma tal como corresponde a un fenómeno de sedimentación. La temperatura ambiente ha disminuido 2 ºC por lo que se le podría atribuir un cambio máximo del +4%. Se puede observar una variación aproximada en el módulo del +75% debido a que la concentración inicial de la biomasa era elevada (40 g/l). En la figura 86 se puede observar la sedimentación de biomasa al final de la medida.

7. CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS DE FUTURO

En el presente proyecto se ha desarrollado la placa Z-SPECT que se puede integrar como "core" dentro de un sistema modular de medida de espectroscopia de impedancia electrica en donde se requiera un margen frecuencial suficientemente amplio, desde 100 kHz hasta los 20 MHz, en experimentos en donde se produzcan relajaciones de hasta el 1% en el margen de medida de10Ω a 1 kΩ.

El sistema de medida implementado en la placa Z-SPECT está basado en el demodulador AD8333 de Analog Devices que incluye los dos canales de demodulación en fase y cuadratura y el circuito de generación de las señales de referencia a partir de una única señal de reloj de frecuencia cuádruple sincronizada con la señal de inyección de forma inherente debido a que ambas proceden de un sintetizador digital directo de señal, más concretamente del AD9958 de Analog Devices.

Los resultados que se van a exponer en este apartado proporcionan al futuro usuario de la placa Z-SPECT conocimiento sobre las limitaciones del sistema y la contibrución al error que se cometerá en las medidas realizadas en un ensayo real.

A continuación se pasa a resumir los resultados obtenidos en la caracterización del sistema y en los ejemplos de aplicación:

<u>Placa Z-SPECT</u>

1) El error de linealidad de la salida obtenido a partir de la variación de la señal de entrada de 1/8, 1/4, 1/2 y 1 del valor fondo de escala (FE) es como máximo del 3%FE y se obtiene a 100 kHz. Este error afecta de la misma forma a tensión y a corriente por lo tanto se cancelará en la determinación de Z

2) El error absoluto máximo de la salida obtenido por medio de la variación de la fase de la señal de entrada respecto una regresion senoidal es del 2,2%FE y se obtiene a 20 MHz. A frecuencias inferiores este error disminuye al 1%FE

3) Tomando un intervalo de confianza de 3σ, el ruido de la tension de salida es como máximo de 0,0025Ω sobre un valor próximo a 1, es decir, un 0,25% , y como máximo de 0,14º en la fase

4) La pureza espectral del generador de señal de entrada es de 59,73 dB a fo = 1 MHz (relación señal a primer armónico) y de 60,76 dB a fo = 10 MHz

Front-end

1) La respuesta de amplificador de transimpedancia y del amplificador diferencial en modo diferencial es prácticamente plana situada a 0 dB hasta los 20 MHz

2) El rechazo del amplificador diferencial en modo común (CMRR) en la banda de interés es como mínimo de 65 dB a 100 kHz y de 50 dB a 20 MHz

Sistema de medida de espectroscopia de impedancia eléctrica

Se han realizado medidas de redes RC con relajaciones del 7,5%, 5% y el 1% a una frecuencia de interés de 1 MHz. con unos resultados del 7,0%, 4,8% y 1,6% respectivamente.

Finalmente se han realizado medidas de impedancias dinámicas como la monitorización de la respiración con una variación del 5% en el módulo de la impedancia y medidas de sedimentación de biomasa con una variación en el módulo del 75% para una muestra de concentración elevada (40 g/l).

A modo de conclusión comentar que el sistema presentado permite realizar medidas de caracterización de biomasa y de tejidos por medio de la medida a frecuencias discretas y supone una actualización de los sistemas de medida de impedancia eléctrica de los cuales hasta ahora se disponía.

Se ha podido comprobar que la placa Z-SPECT cumple el funcionamiento básico para el cual ha sido diseñada. Se han realizado medidas de impedancia eléctrica tanto de redes RC como en aplicaciones para la monitorización de la respiración y medidas de sedimentación de biomasa.

Durante las medidas de caracterización se han evidenciado las limitaciones del sistema a baja frecuencia. La aparición de glitches en el circuito de acondicionamiento de la señal de referencia hacia el demodulador provocaba inestabilidad en las salidas del demodulador. Se ha mejorado esta parte del diseño con la sustitución del comparador rápido TLV3501 por el distribuidor de señal de reloj AD9515 en la etapa de acondicionamiento logrando situar el limite inferior de funcionamiento del sistema en 100 kHz.

Tambien se ha comprobado la limitación que supone no disponer de barrido frecuencial en el sistema. El sistema presentado realiza medidas a frecuencias discretas utilizando la interficie de usuario de Analog Devices y la placa AD9958-EVAL para acceder al bus serie síncrono de la placa Z-SPECT.

De cara al futuro, resulta lógico pensar en la posibilidad de desarrollar un sistema de control para la placa Z-SPECT que permitiera realizar barrido frecuencial. Tambien se podría implementar una interfície de usuario LabView para realizar las medidas de espectroscopia de impedancia eléctrica de una forma versátil. De esta forma se podria realizar una caracterización con calibración que presente de forma automática los resultados del ensayo.

Actualmente se está trabajando en la parte de control para realizar barrido frecuencial y en una versión del sistema de medida de espectroscopia de impedancia eléctrica diferencial-diferencial con el objetivo de minimizar los errores en modo común.

8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Bonet, 2002] Gerard Bonet Sanfeliu
"Disseny i Realització d´un Generador de senyal sintetitzat (1 kHz – 10 MHz) per a un sistema d´espectròscopia d´impedància"

[Sánchez, 2006] Benjamín Sánchez Terrones
"Sistema modular per la realització de pràctiques presencials i remotes en entorns d´instrumentació"

[Gámez, 1997] X. Gámez
"Desenvolupament d´un sistema de monitorització en línia de la concentració cel.lular mitjançant mesures d´espectroscòpia d´impedància", Tesi de Màster. Dep. Eng. Química. UAB. Barcelona 1997

[Drago, 1984] G.P. Drago, M. Marchesi, S. Ridella
"The frequency dependence of an analytical model of an electrically stimulated biological structures". Bioelectromagnetics. Vol. 5, pp. 47-62, 1984

[Bragós, 1997] Ramon Bragós Bardia
"Caracterització de teixits i sistemes biològics mitjançant l´espectroscòpia d´impedància elèctrica"

[Bragós, 1999] R. BRAGOS, X. GÁMEZ, J. CAIRÓ, P. J. RIU, F. GÒDIA
Biomass Monitoring Using Impedance Spectroscopy
Annals of the New York Academy of Sciences. Volume 873, ELECTRICAL BIOIMPEDANCE METHODS: APPLICATIONS TO MEDICINE AND BIOTECHNOLOGY pages 299–305, April 1999

[E. Gersing, 1991] Gersing E
"Measuring electrical impedance of organs--instrumental equipment for research and clinical use". Biomedizinische Technik, 1991, vol. 36, no 1-2, pp. 6-11

[Rigaud, 1995] B. Rigaud, L. Hamzaoui, M.R. Frikha, N. Cauveau, J.P. Morucci
"In vitro tissue characterization and modeling using electrical impedance measurements in the 100 Hz – 10 MHz Frequency range". Physiol. Meas. Vol. 16pp. A15-A28, 1995

[Andreu, 2008] David Andreu Caballero
"Diseño y realización de una etapa frontal para EIE con CMFB". PFC, ETSETB 2008

"Spice for Circuits and Electronics Using Pspice", Muhammad H. Rashid, Prentice-Hall International, Inc

Application Note AN-823 Analog Devices
Direct Digital Synthesizers in Clocking Applications
Time Jitter in Direct Digital Synthesizer-Based Clocking Systems by David Brandon

Application Note AN-837 Analog Devices
DDS-Based Clock Jitter Performance vs. DAC Reconstruction Filter Performance by David Brandon and Ken Gentile

Application Note AN-586 Analog Devices
LVDS Data Outputs for High-Speed Analog-to-Digital Converters by Cindy Bloomingdale and Gary Hendrickson

Seminario de ARROW IBERICA – ANALOG DEVICES, 20 Febrero 2007
High Speed System Applications, Analog Devices impartido por James M. Bryant and Andrew Erskine

"A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis", Analog Devices, 1999

"Analysis and Application of Analog Electronic Circuits to Biomedical Instrumentation", Robert B. Northrop, CRC Press

ANEXO A. MEDIDAS DE CARACTERIZACIÓN

A-1 Caracterización de la placa Z-SPECT

1. Medida 1. Tensión de salida en función de la amplitud de entrada a 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz y 20 MHz en el intervalo 0-90º en pasos de 22,5º

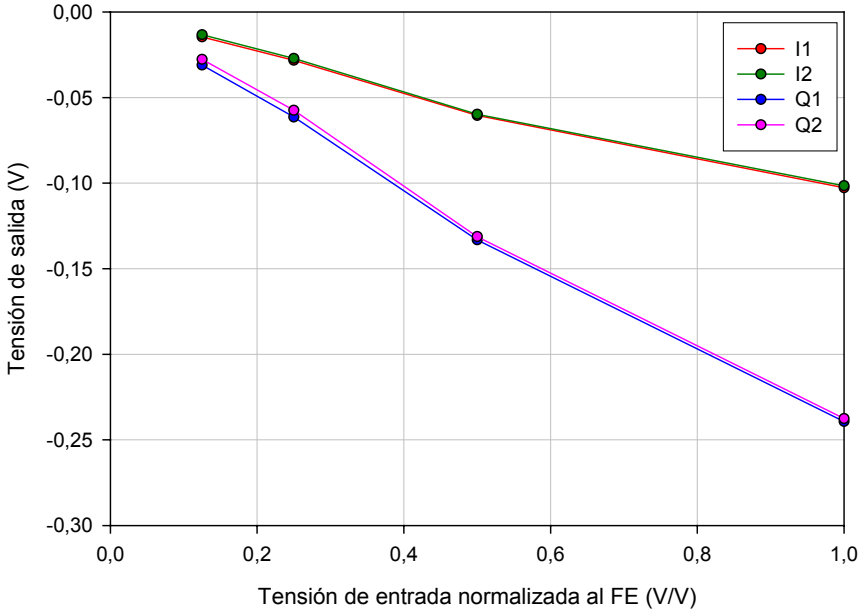
2. Medida 2. Tensión de salida en función de la fase de la señal de entrada a 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz y 20 MHz en el intervalo 0-180º en pasos de 15º

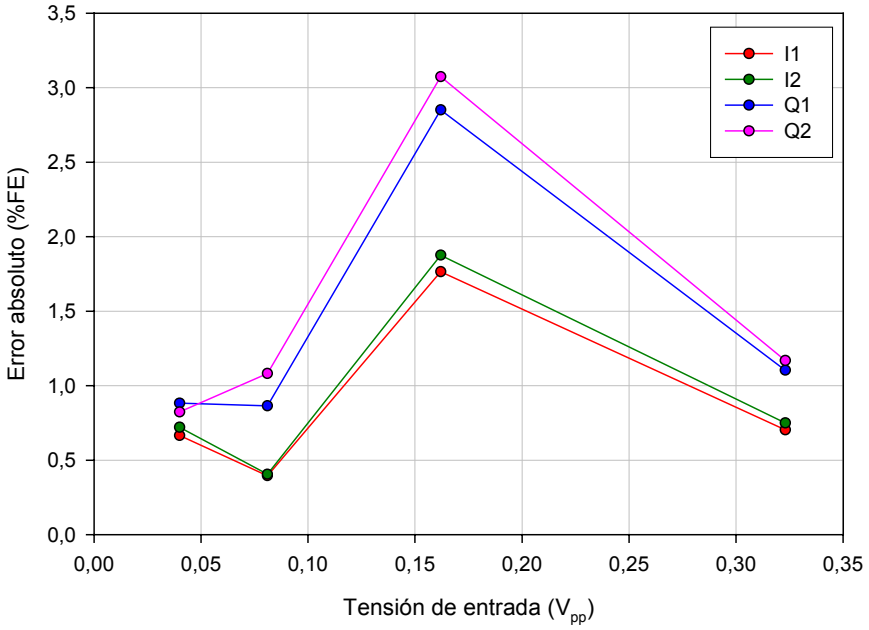
3. Respuesta frecuencial Filtro activo paso bajo mediante el analizador redes ROHDE&SCHWARZ

A-2 Caracterización del sistema de medida de impedancias

Medida de resistencias de 10, 24, 47, 68, 82, 100, 120, 150, 180, 270, 470, 820 y 1000Ω a 100 kHz, 1MHz, 10 MHz y 20 MHz

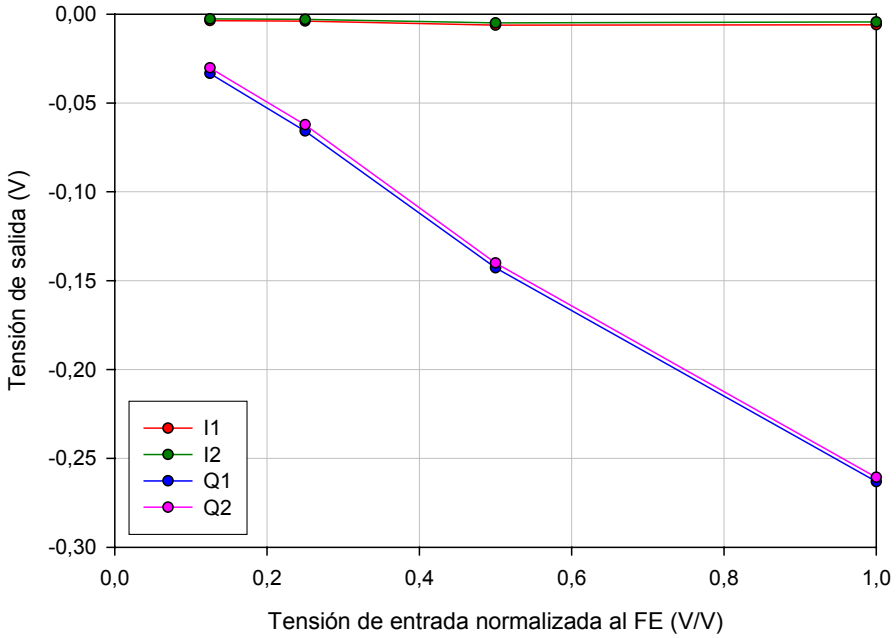
Medida 1, 100 kHz, 0º

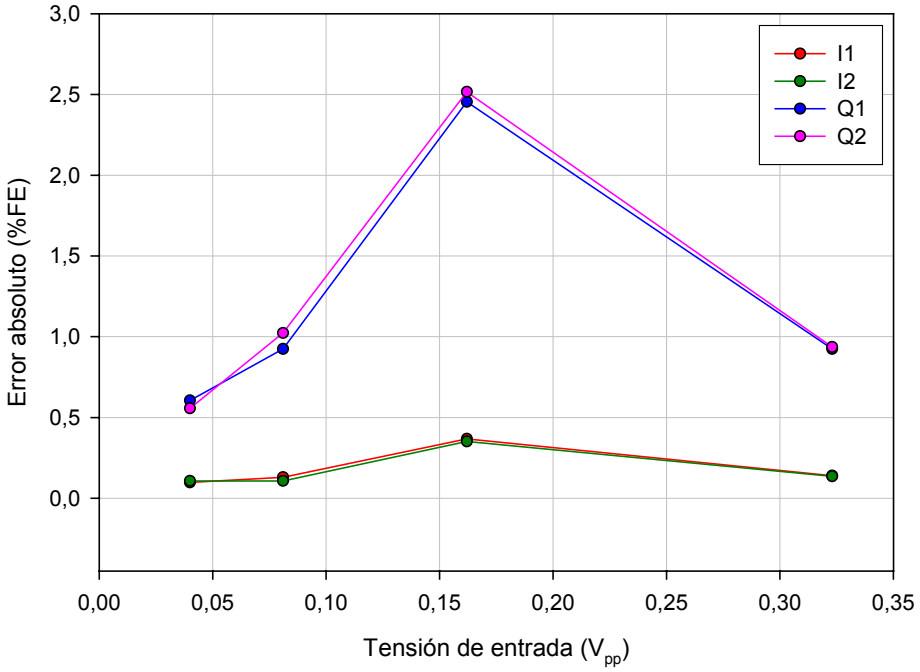




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-4,269e-3	-3,118e-1	1,76
I2	-3,169e-3	-3,120e-1	1,88
Q1	-4,352e-3	-7,384e-1	2,85
Q2	-5,886e-4	-7,453e-1	3,07

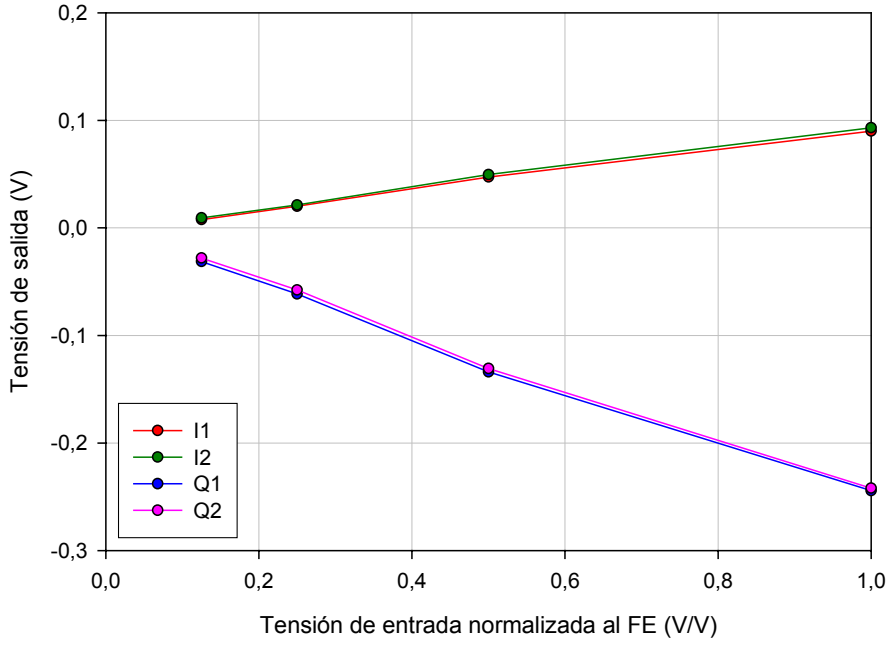
Medida 1, 100 kHz, 22,5º

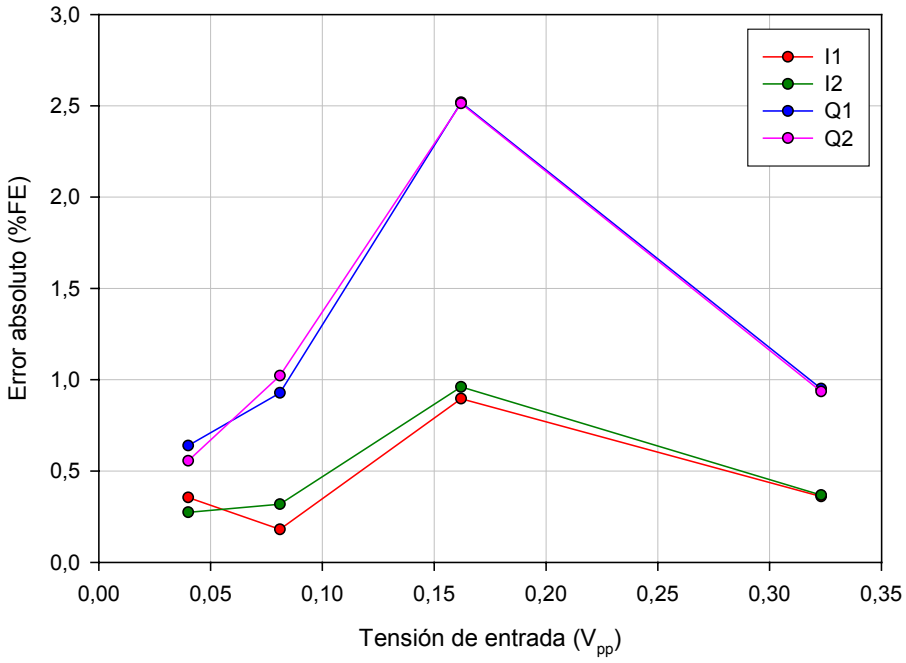




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-3,650e-3	-8,568e-3	0,37
I2	-2,763e-3	-6,361e-3	0,35
Q1	-2,716e-3	-8,153e-1	2,45
Q2	7,207e-4	-8,187e-1	2,52

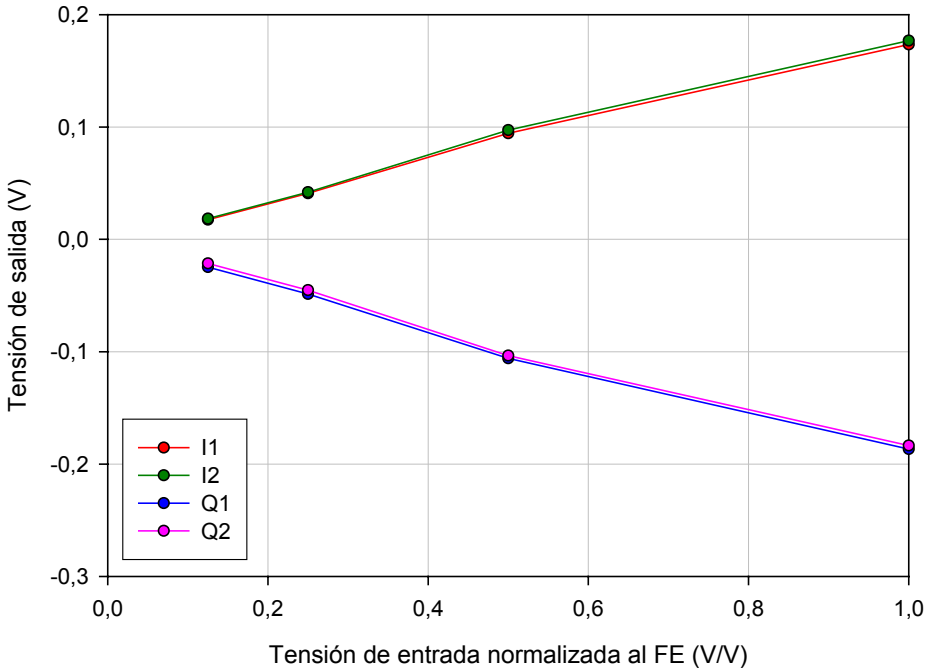
Medida 1, 100 kHz, 45º

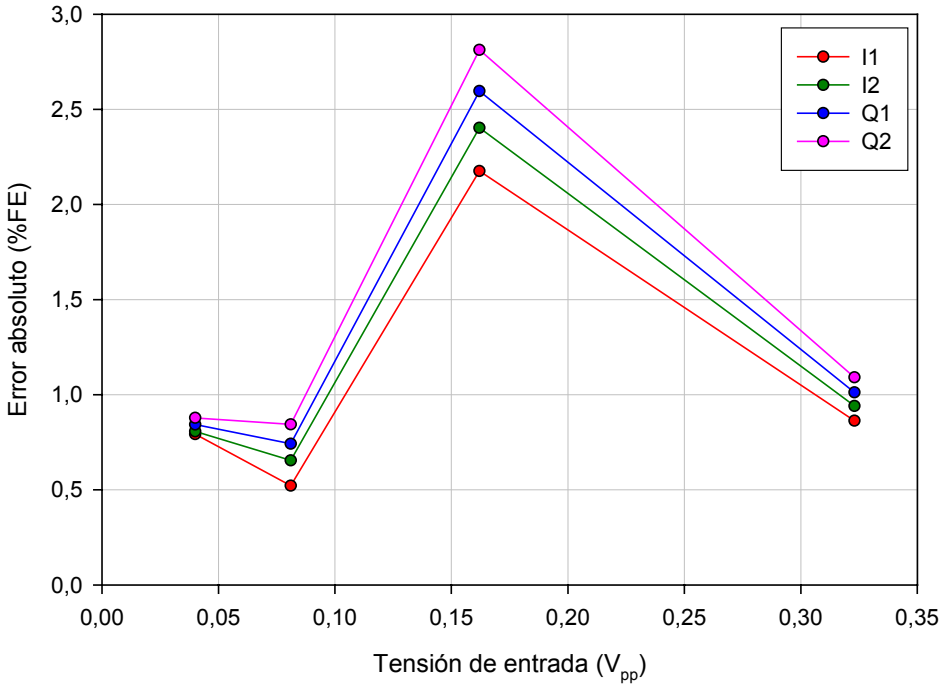




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,713e-3	2,911e-1	0,90
I2	-1,707e-3	2,975e-1	0,96
Q1	-3,080e-3	-7,563e-1	2,52
Q2	7,189e-4	-7,606e-1	2,51

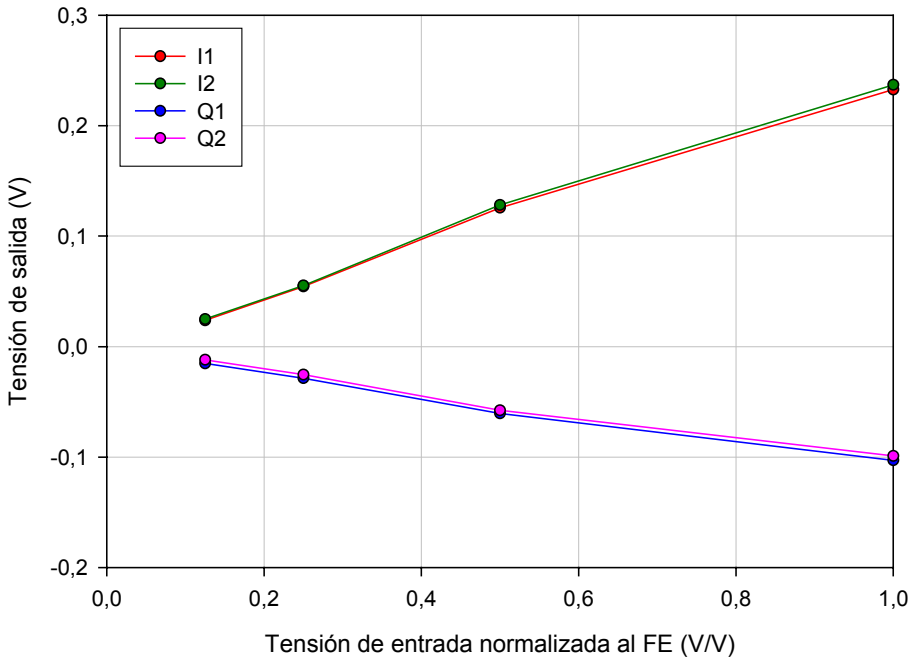
Medida 1, 100 kHz, 67,5º

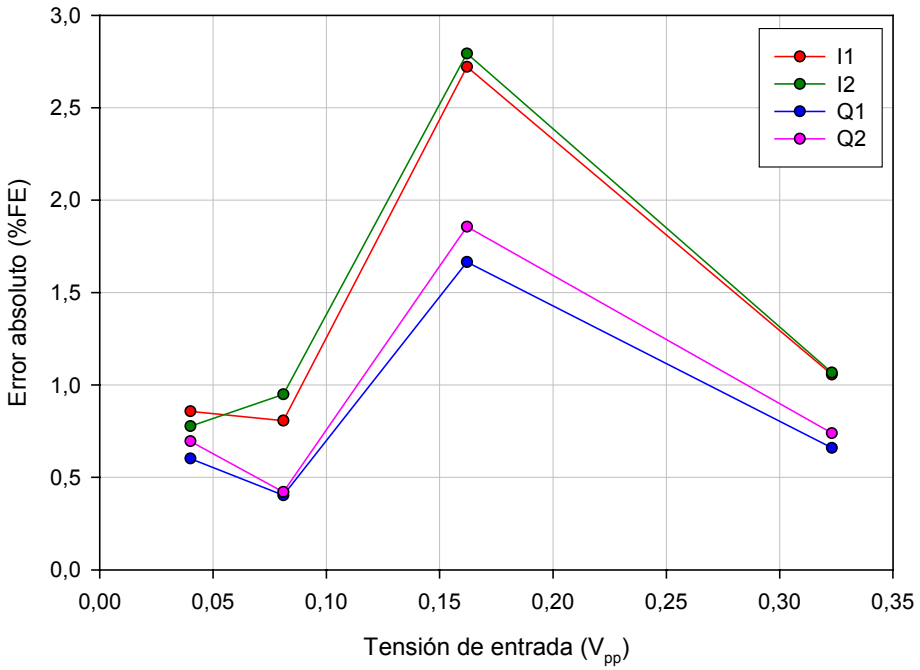




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,027e-3	5,514e-1	2,18
I2	-1,483e-3	5,615e-1	2,40
Q1	-4,629e-3	-5,737e-1	2,60
Q2	-1,385e-3	-5,746e-1	2,81

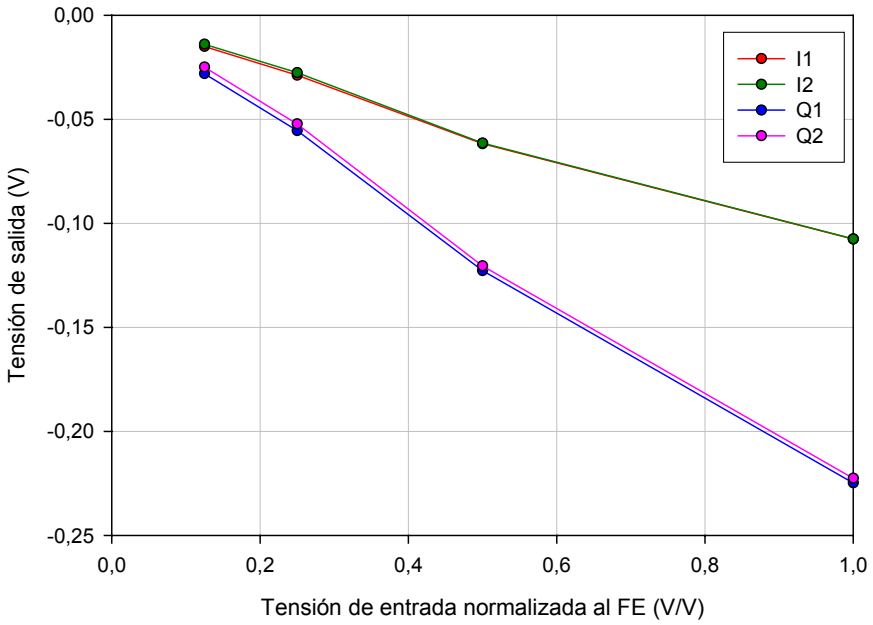
Medida 1, 100 kHz, 90º

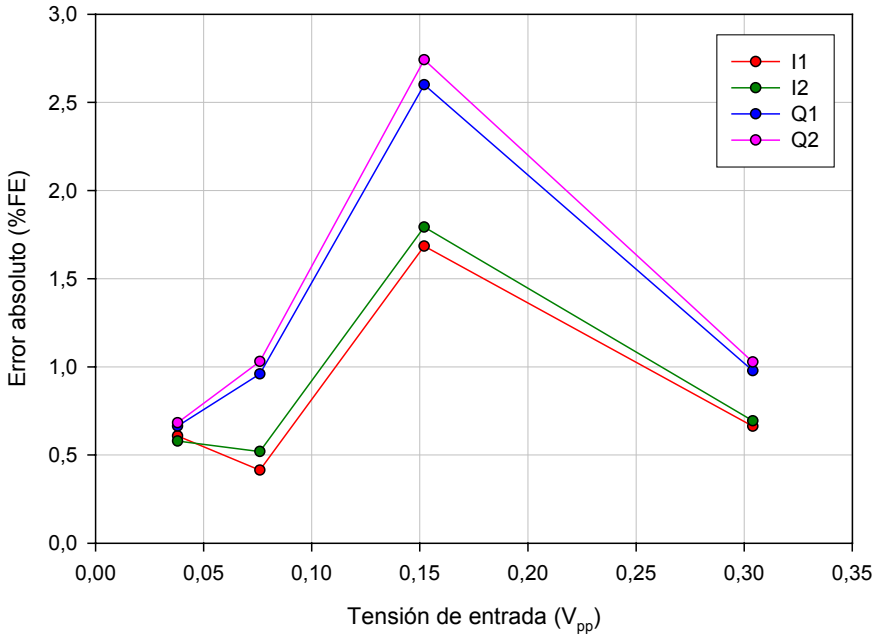




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-3,024e-3	7,400e-1	2,72
I2	-2,712e-3	7,527e-1	2,79
Q1	-4,732e-3	-3,107e-1	1,67
Q2	-1,838e-3	-3,078e-1	1,86

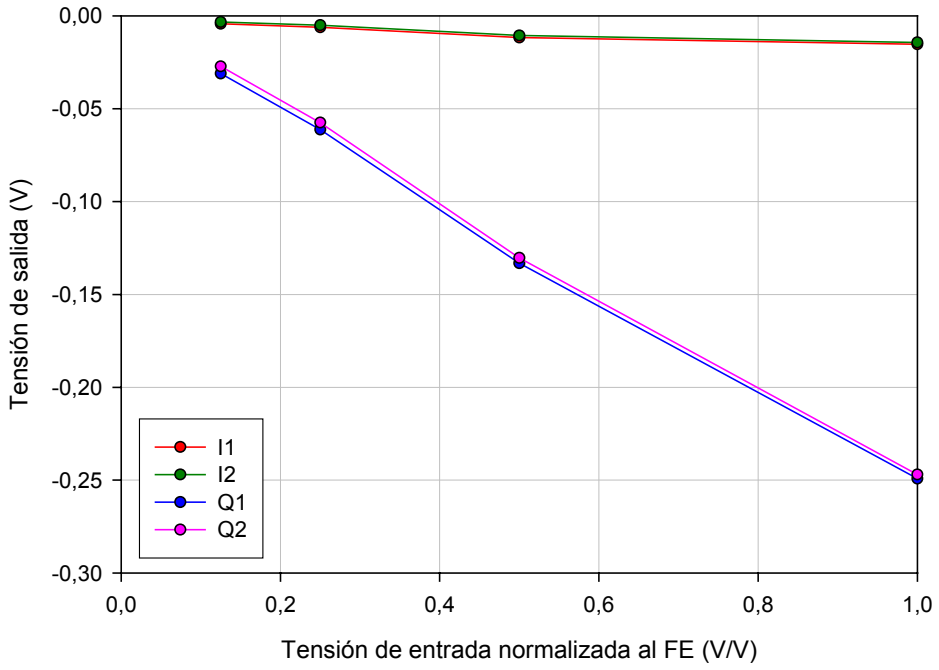
Medida 1, 1 MHz, 0º

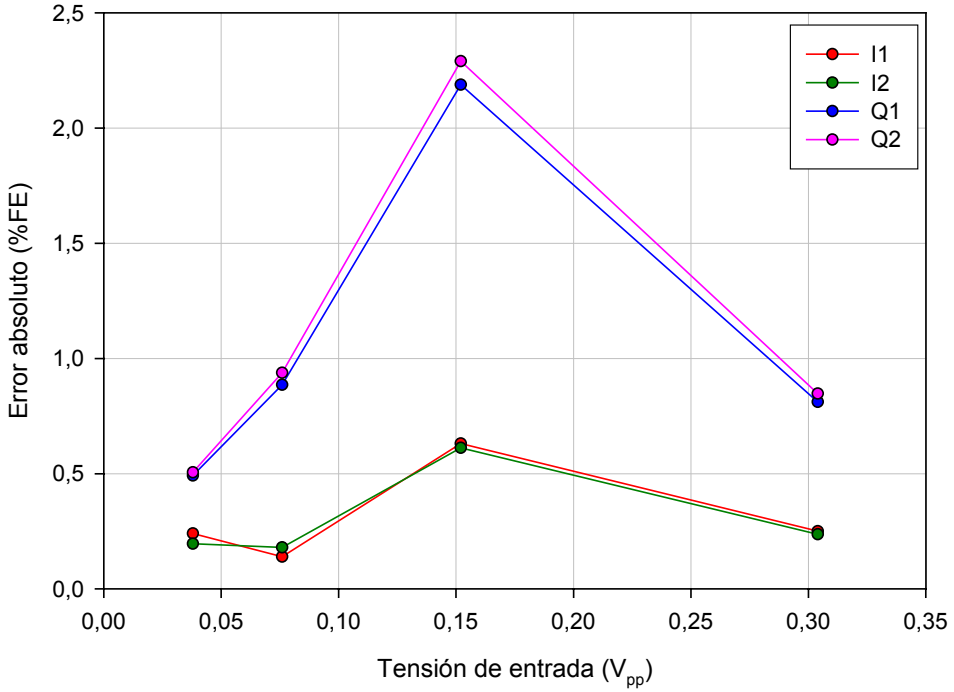




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-3,596e-3	-3,487e-1	1,68
I2	-2,339e-3	-3,530e-1	1,79
Q1	-1,927e-3	-7,428e-1	2,60
Q2	1,330e-3	-7,466e-1	2,74

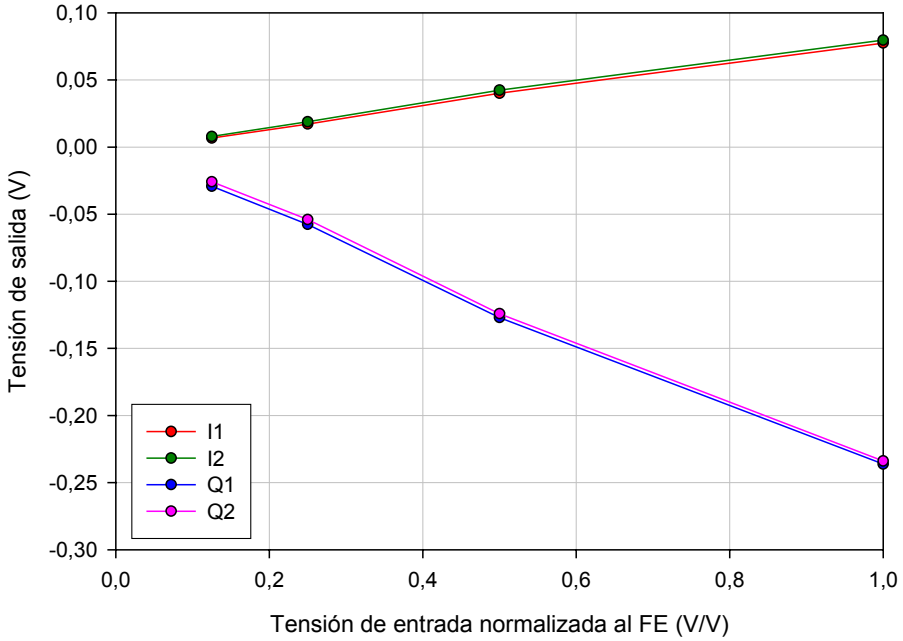
Medida 1, 1 MHz, 22,5º

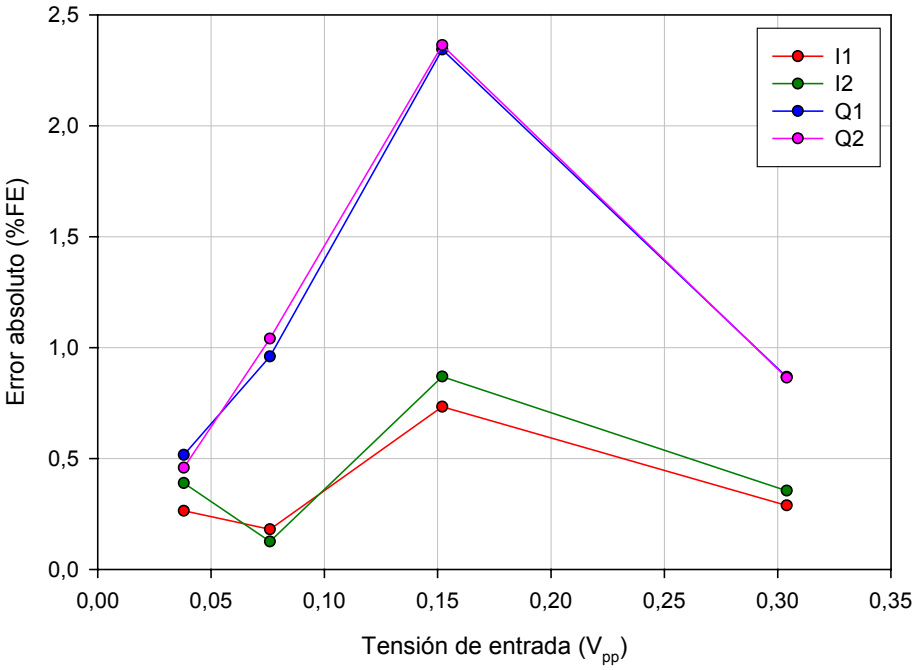




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-3,420e-3	-4,170e-2	0,63
I2	-2,323e-3	-4,206e-2	0,61
Q1	-1,290e-3	-8,237e-1	2,19
Q2	2,782e-3	-8,300e-1	2,29

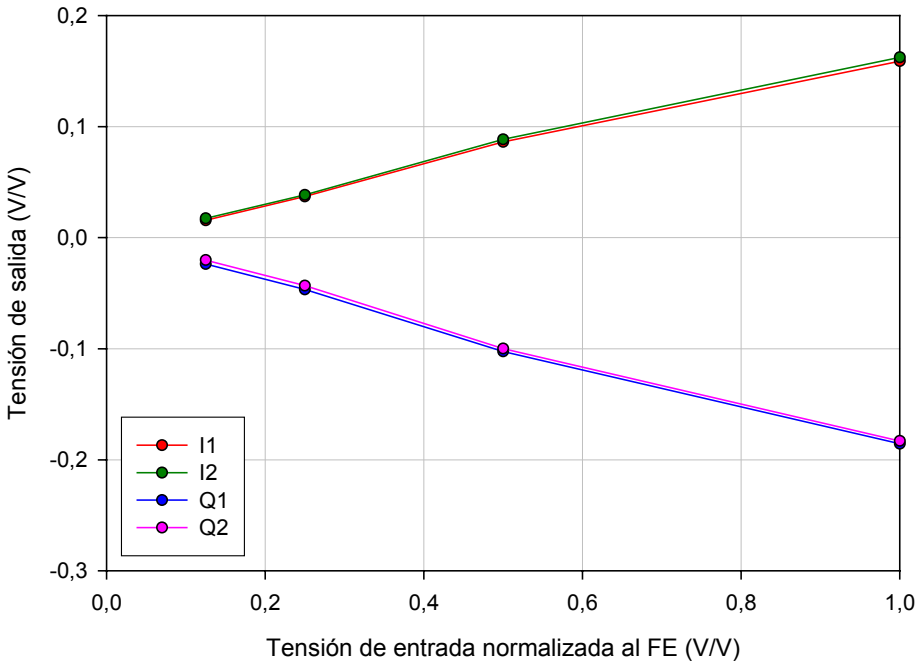
Medida 1, 1 MHz, 45º

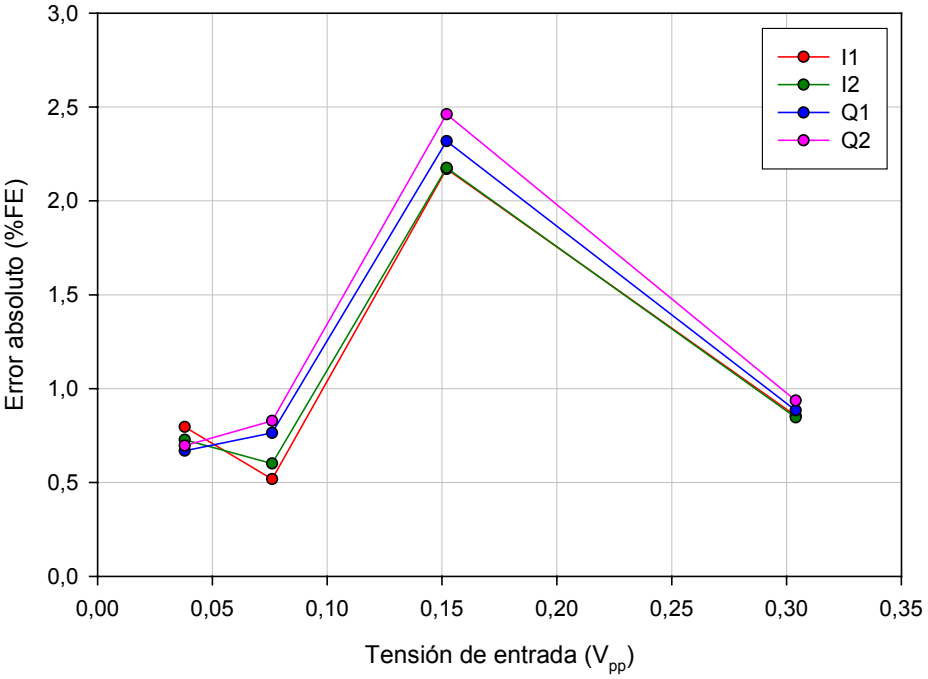




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,637e-3	2,664e-1	0,73
I2	-1,280e-3	2,696e-1	0,87
Q1	-1,090e-3	-7,820e-1	2,34
Q2	2,635e-3	-7,866e-1	2,36

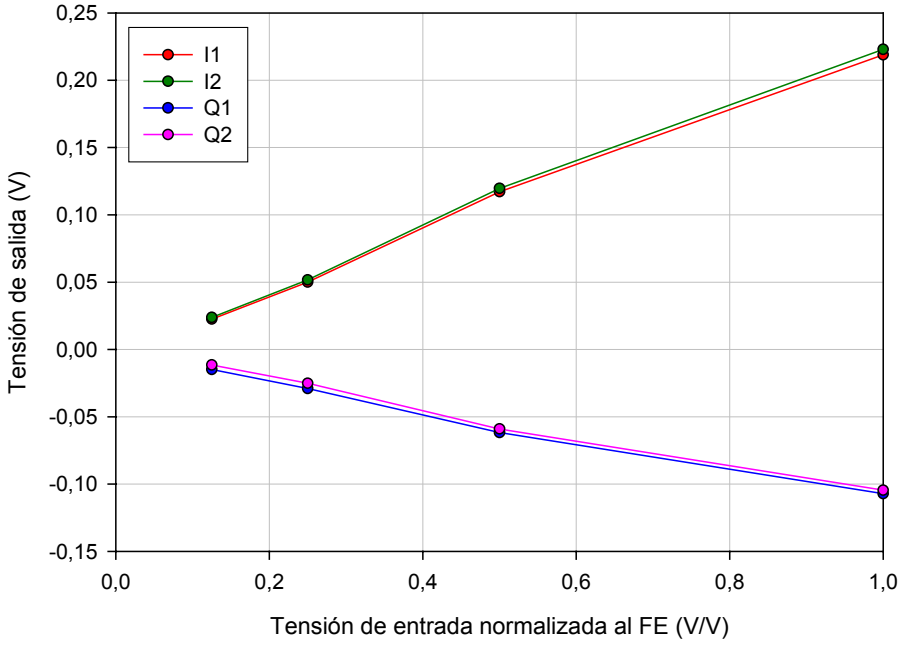
Medida 1, 1 MHz, 67,5º

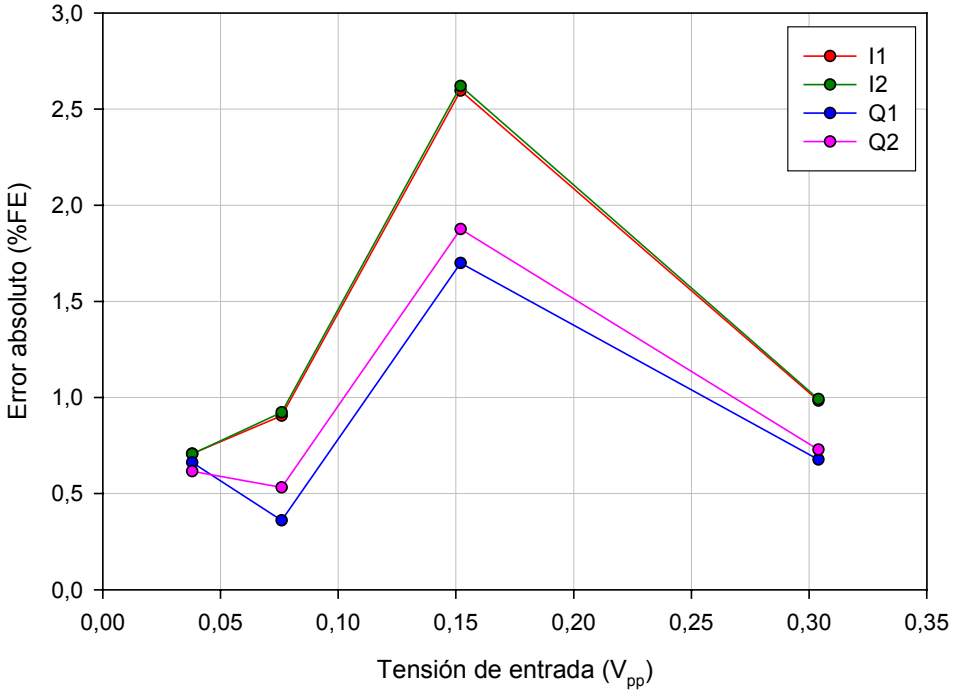




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,429e-3	5,396e-1	2,17
I2	-1,279e-3	5,468e-1	2,18
Q1	-2,615e-3	-6,107e-1	2,32
Q2	1,075e-3	-6,153e-1	2,46

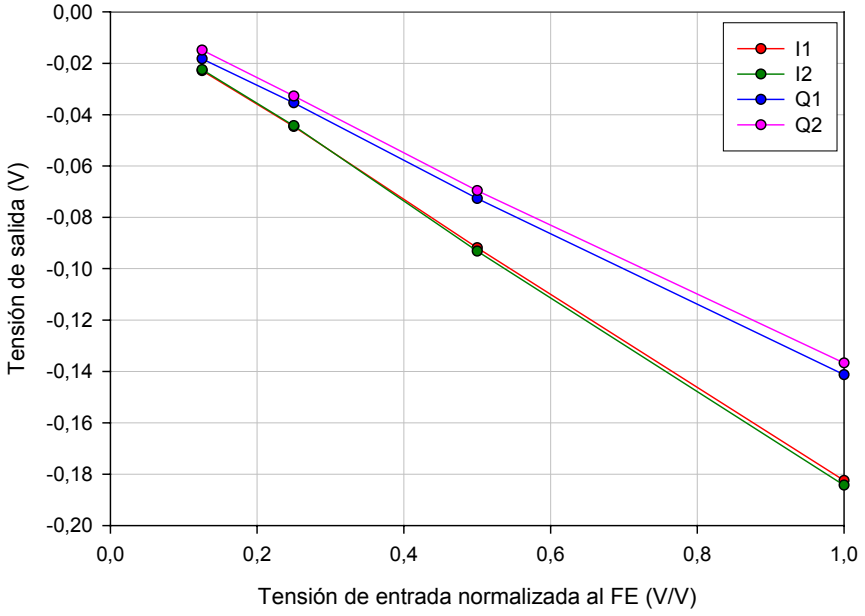
Medida 1, 1 MHz, 90º

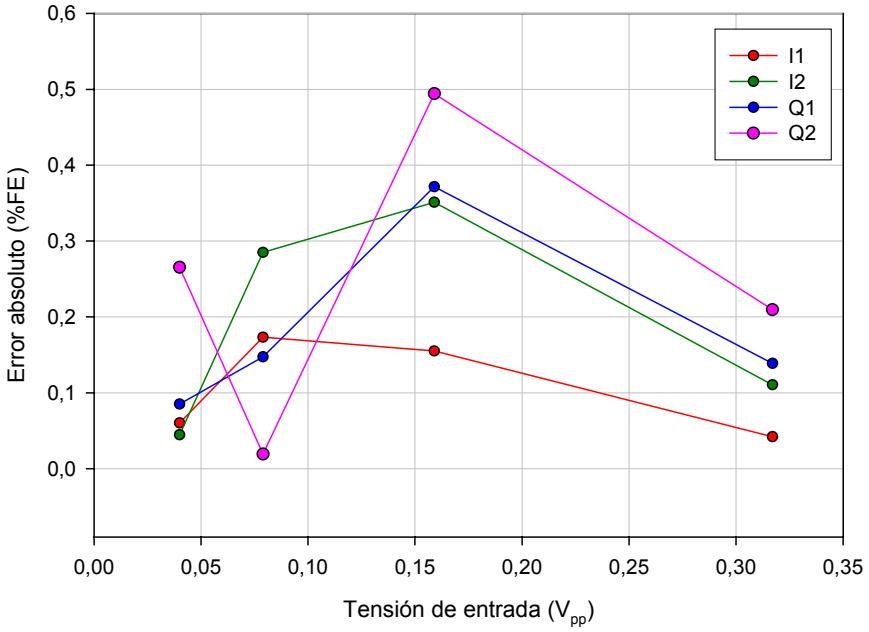




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-3,483e-3	7,414e-1	2,60
I2	-2,677e-3	7,522e-1	2,62
Q1	-3,709e-3	-3,473e-1	1,70
Q2	-2,404e-5	-3,510e-1	1,88

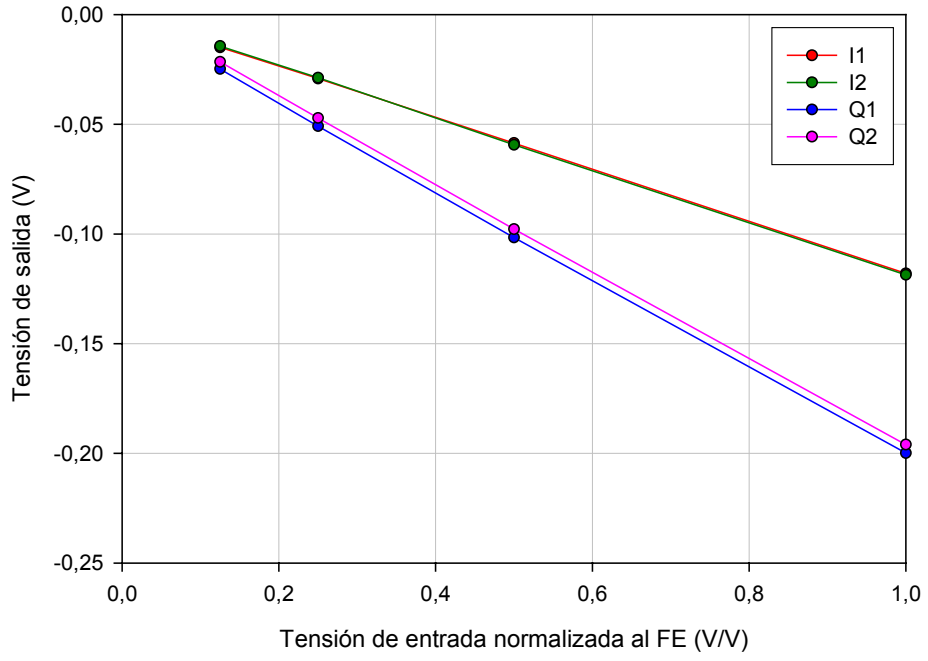
Medida 1, 10 MHz, 0º

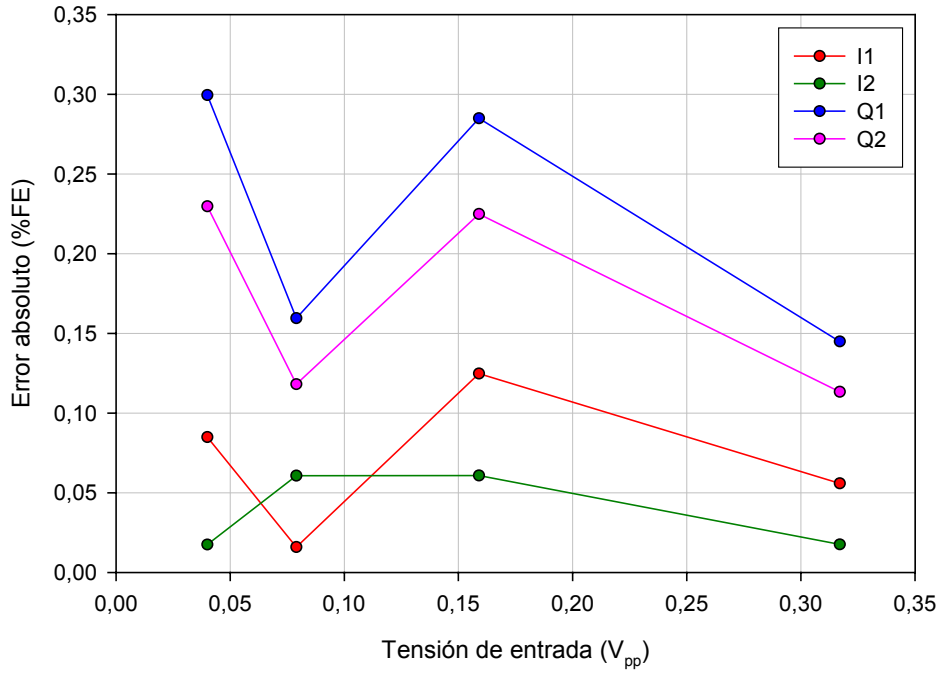




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	4,115e-4	-5,773e-1	0,17
I2	1,086e-3	-5,859e-1	0,35
Q1	-7,267e-4	-4,448e-1	0,37
Q2	1,871e-3	-4,393e-1	0,49

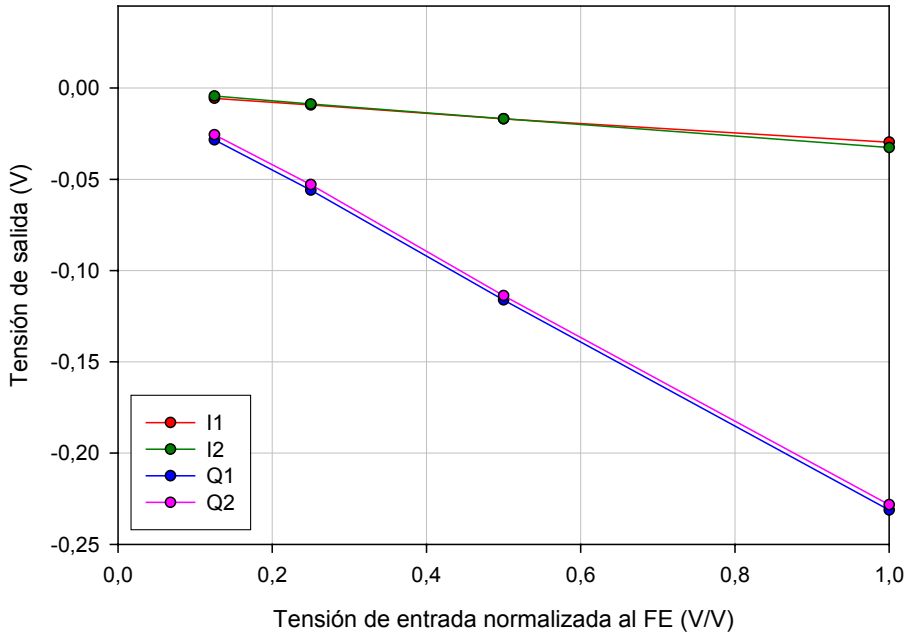
Medida 1, 10 MHz, 22,5º

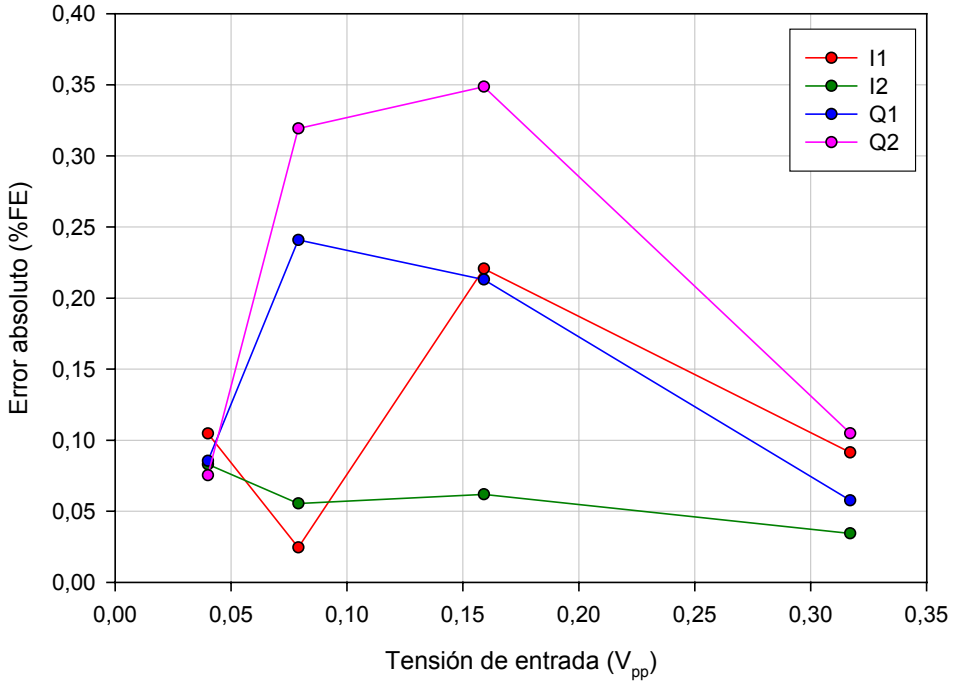




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	2,274e-4	-3,724e-1	0,12
I2	7,559e-4	-3,769e-1	0,06
Q1	-5,840e-4	-6,302e-1	0,30
Q2	2,795e-3	-6,283e-1	0,23

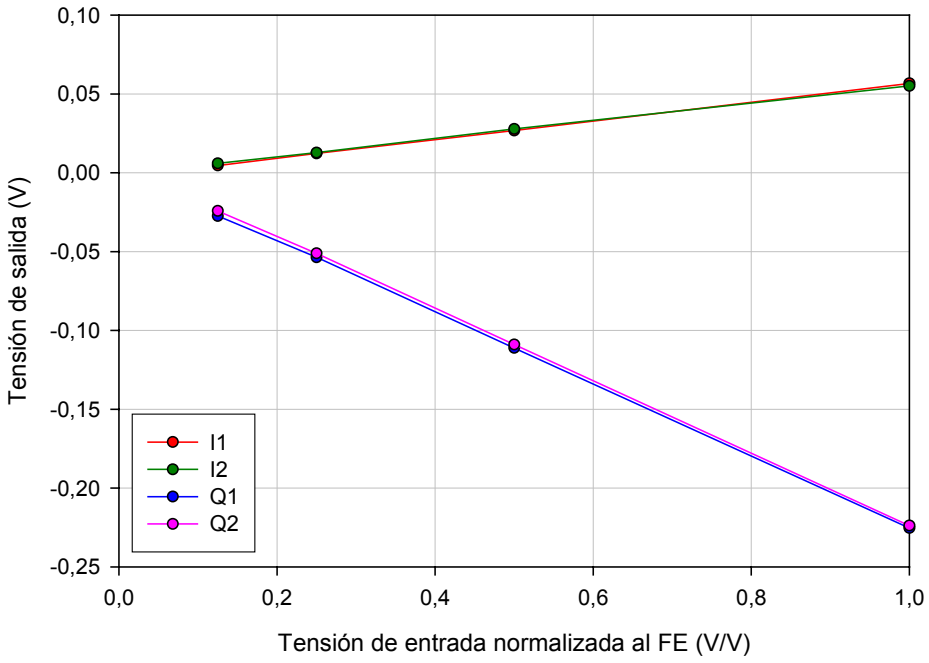
Medida 1, 10 MHz, 45º

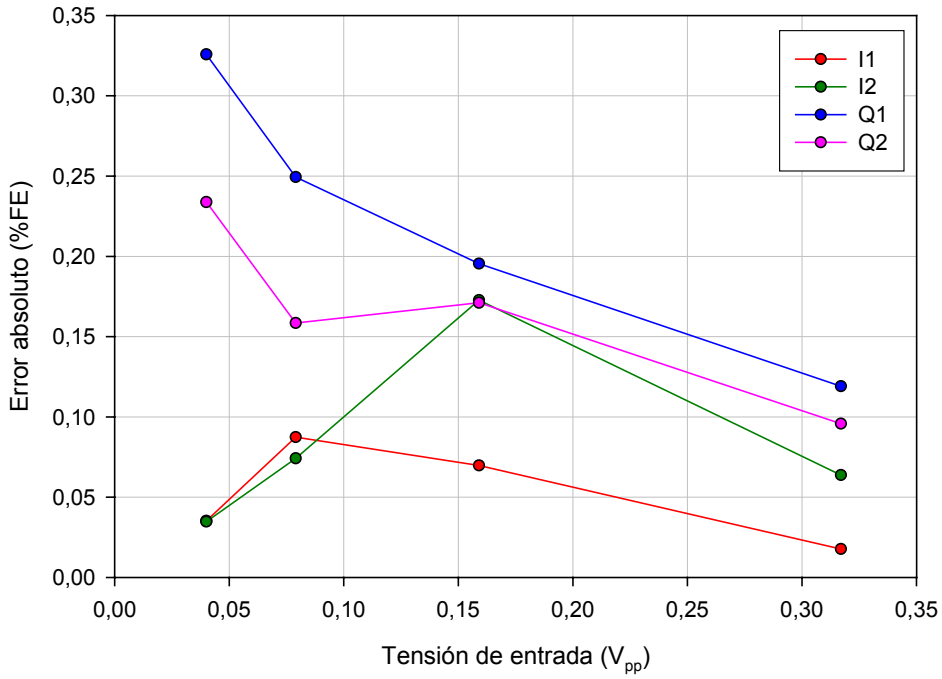




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,468e-3	-8,661e-2	0,22
I2	-5,408e-4	-1,014e-1	0,08
Q1	1,260e-3	-7,339e-1	0,24
Q2	4,040e-3	-7,340e-1	0,35

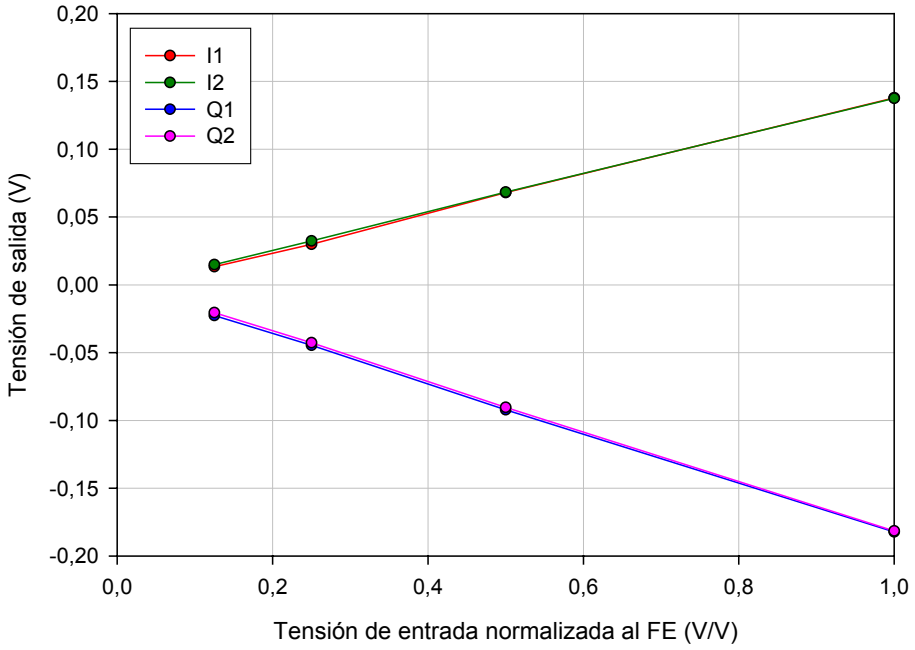
Medida 1, 10 MHz, 67,5º

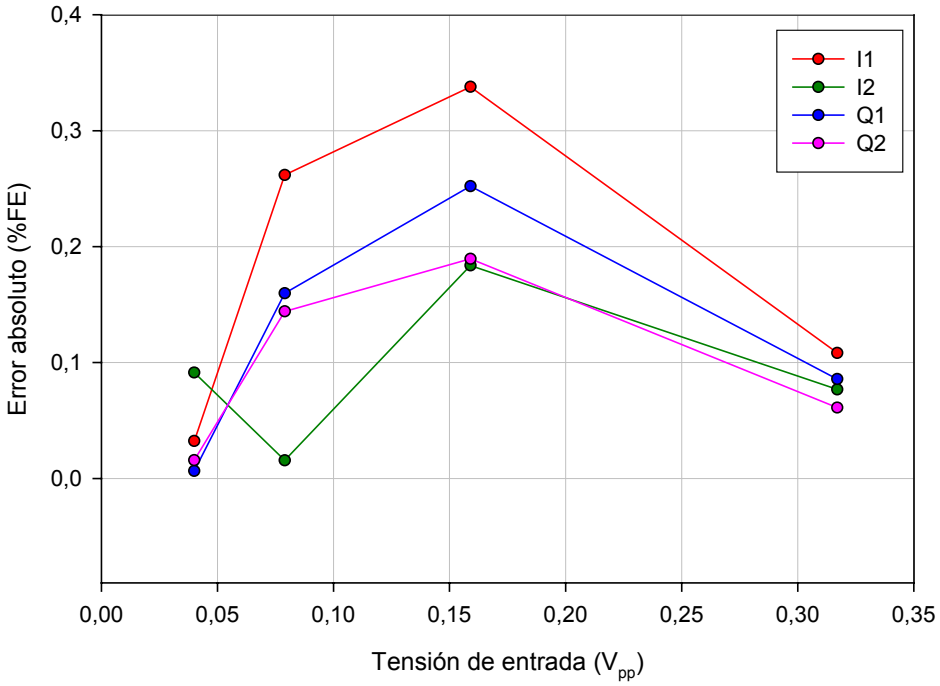




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,892e-3	1,876e-1	0,09
I2	-1,032e-3	1,777e-1	0,17
Q1	2,198e-3	-7,166e-1	0,33
Q2	5,361e-3	-7,221e-1	0,23

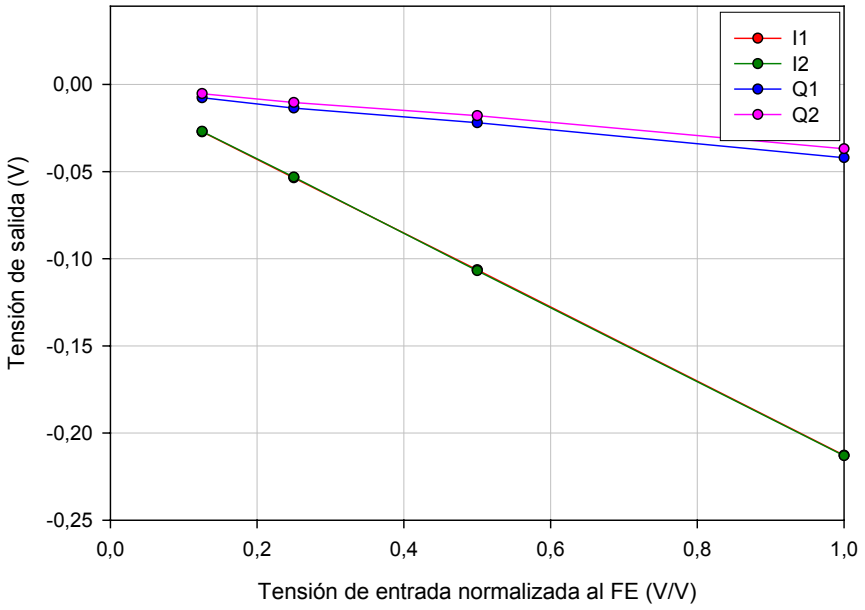
Medida 1, 10 MHz, 90º

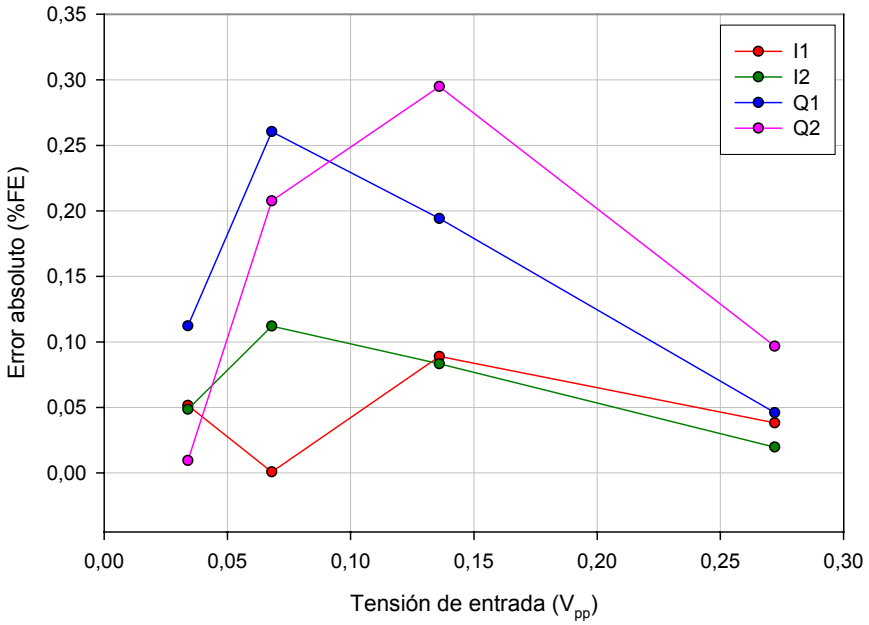




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-4,905e-3	4,516e-1	0,34
I2	-2,553e-3	4,426e-1	0,18
Q1	4,329e-4	-5,771e-1	0,25
Q2	2,863e-3	-5,823e-1	0,19

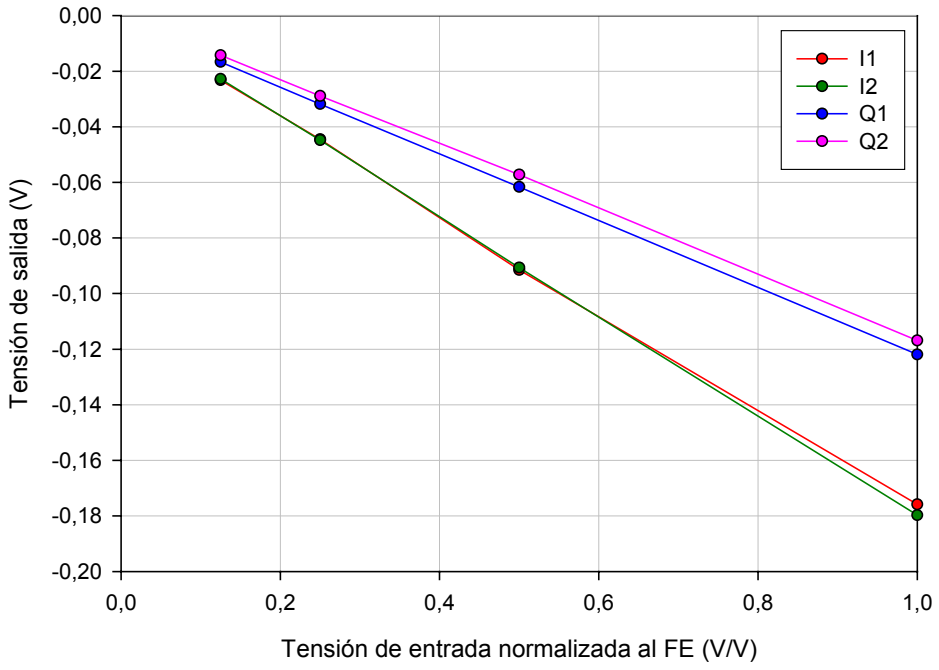
Medida 1, 20 MHz, 0º

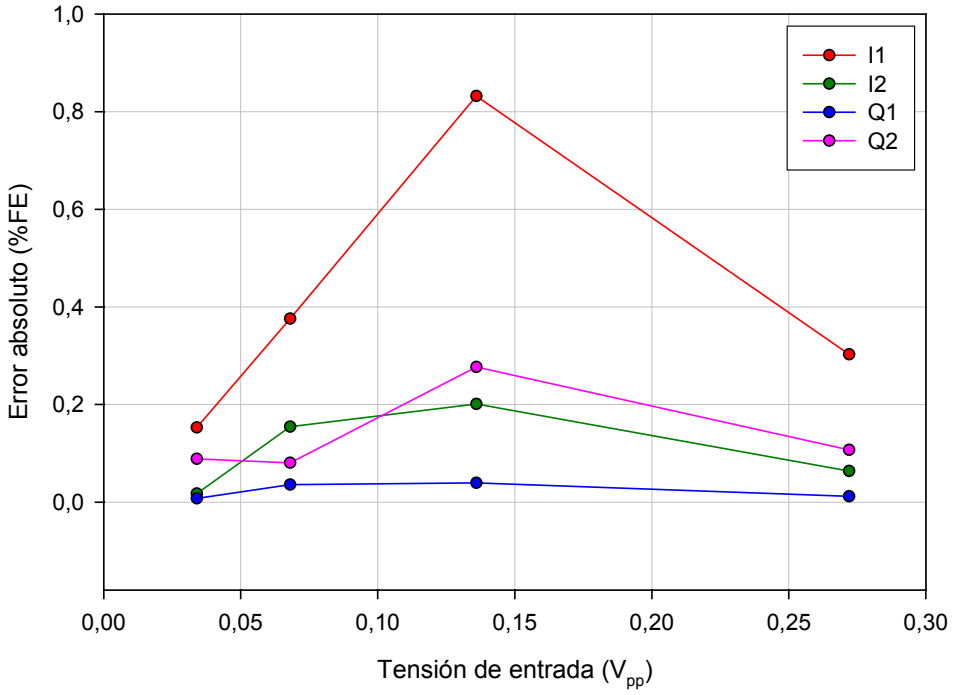




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-4,956e-4	-7,802e-1	0,09
I2	-2,257e-4	-7,825e-1	0,11
Q1	-3,105e-3	-1,425e-1	0,26
Q2	-8,453e-4	-1,316e-1	0,29

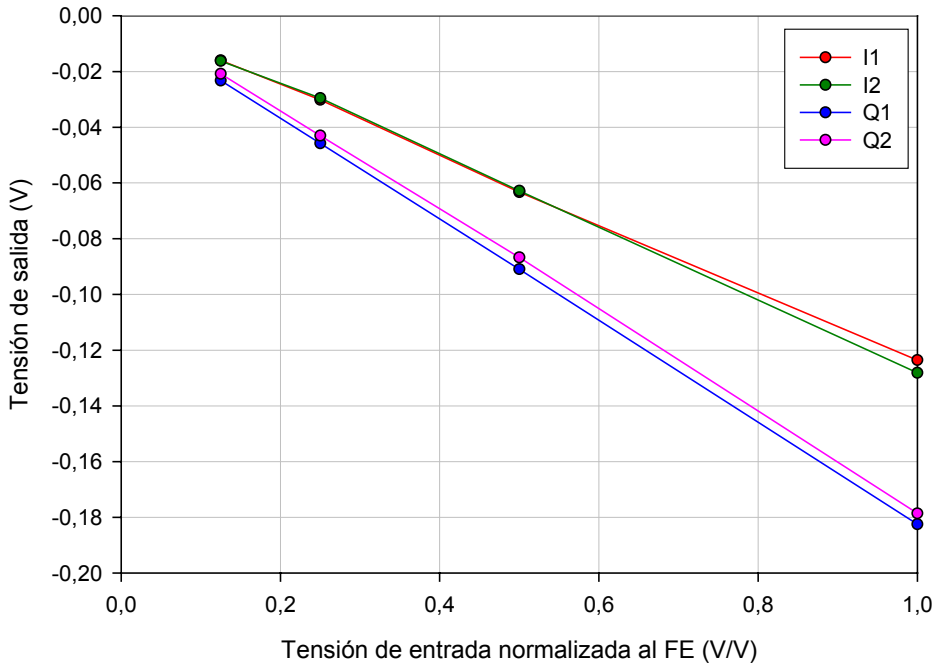
Medida 1, 20 MHz, 22,5º

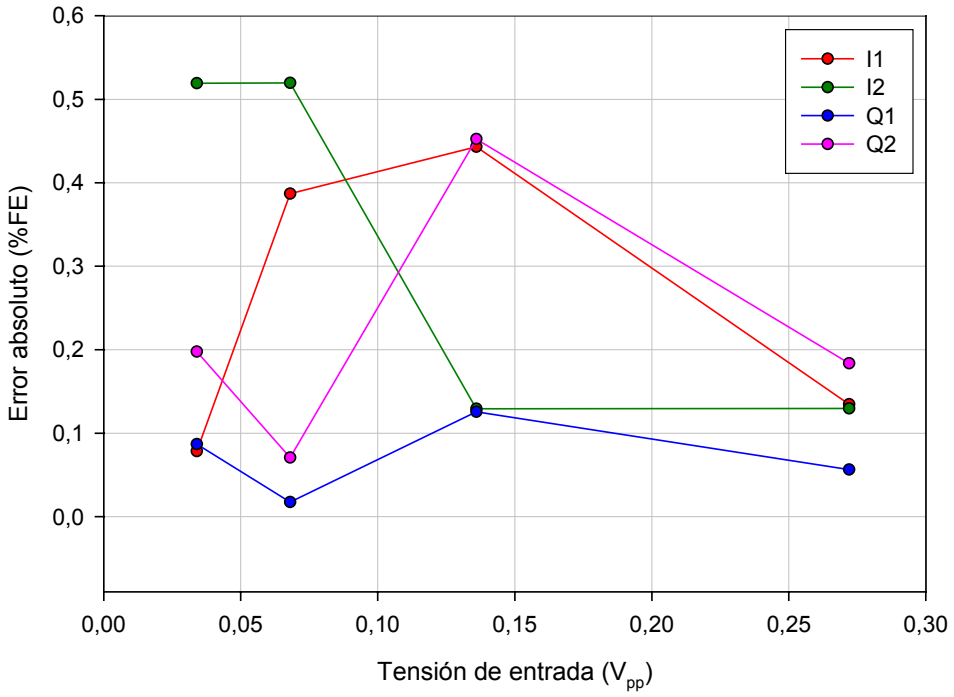




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-1,792e-3	-6,430e-1	0,83
I2	-2,594e-4	-6,605e-1	0,20
Q1	-1,621e-3	-4,422e-1	0,04
Q2	6,443e-4	-4,310e-1	0,28

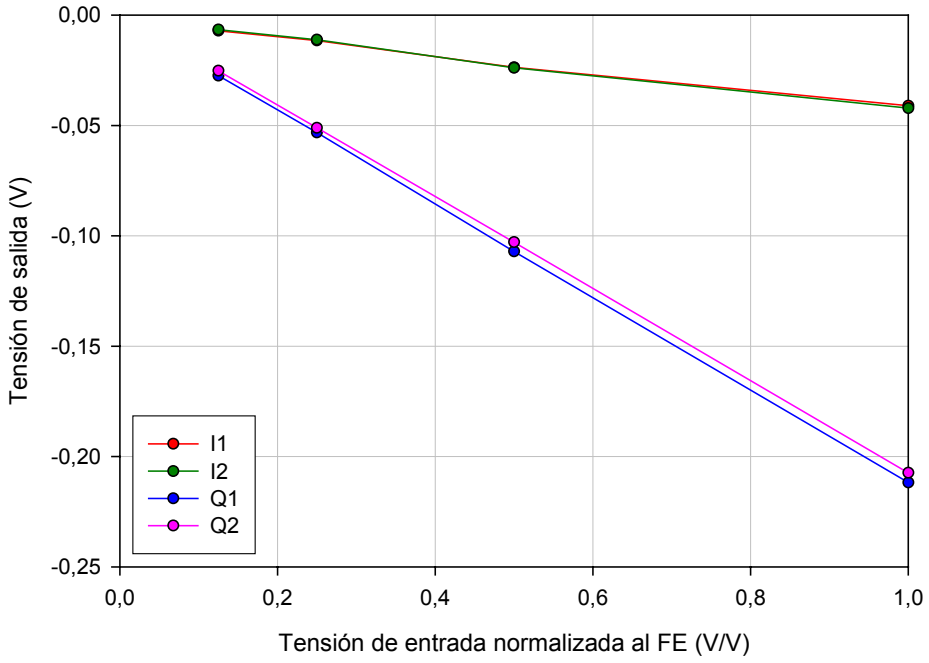
Medida 1, 20 MHz, 45º

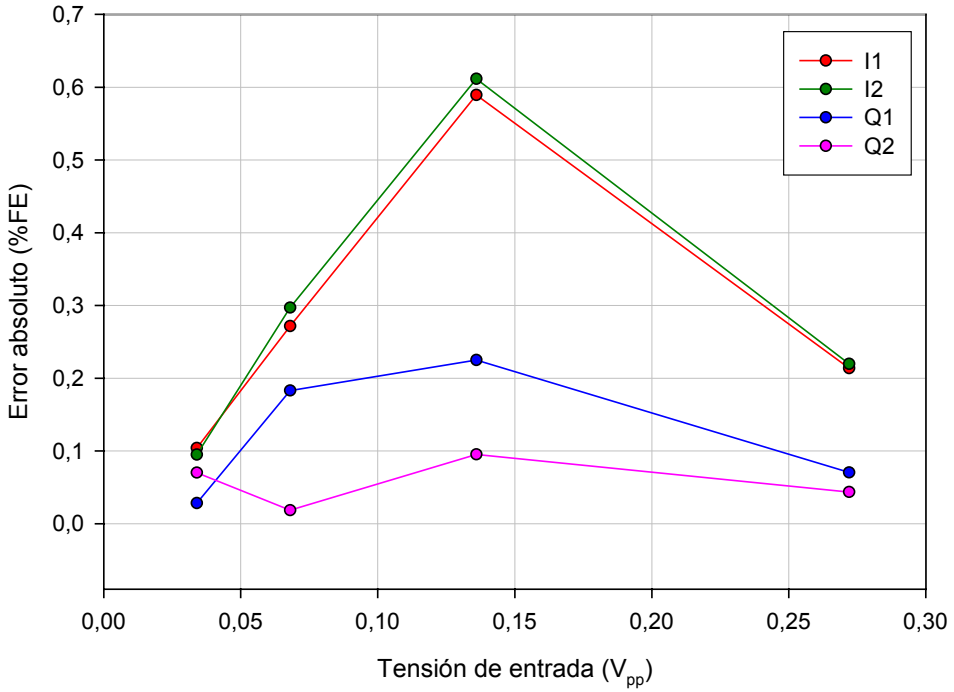




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,750e-4	-4,546e-1	0,44
I2	1,385e-3	-4,749e-1	0,52
Q1	-2,418e-4	-6,694e-1	0,13
Q2	2,272e-3	-6,632e-1	0,45

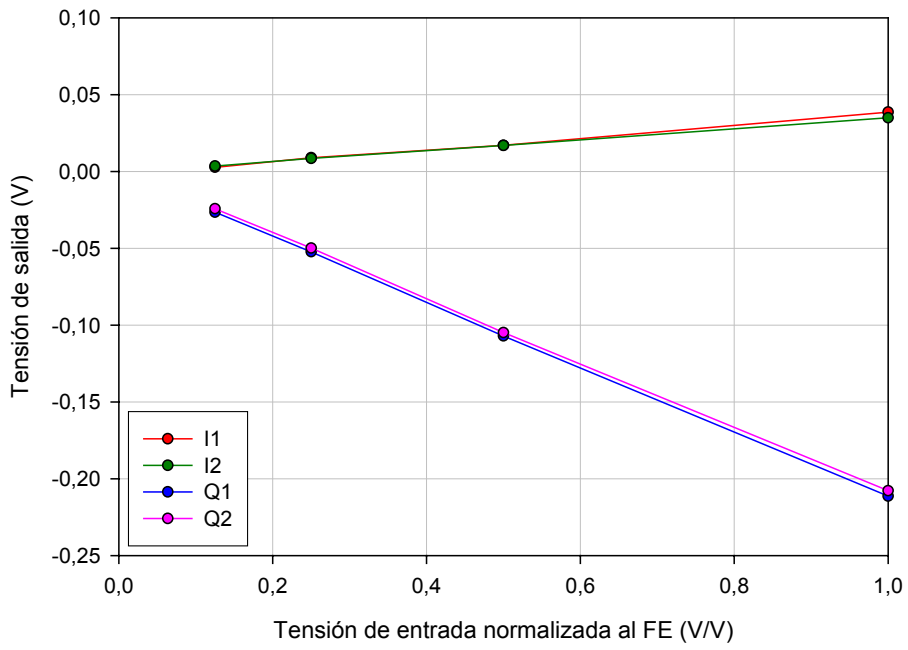
Medida 1, 20 MHz, 67,5º

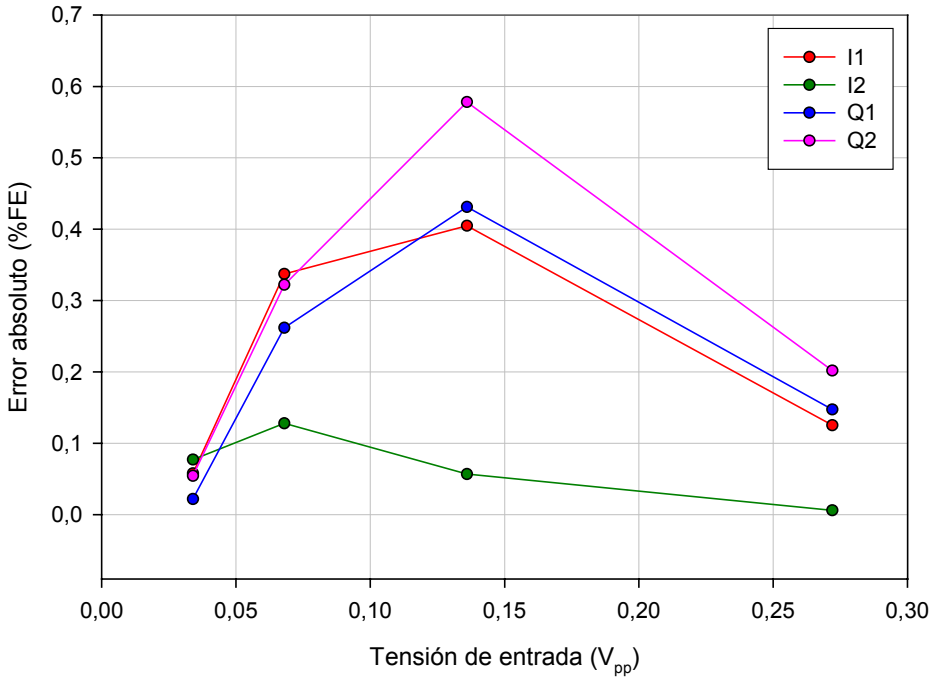




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,514e-3	-1,440e-1	0,59
I2	-1,737e-3	-1,508e-1	0,61
Q1	-1,012e-3	-7,754e-1	0,22
Q2	9,363e-4	-7,656e-1	0,10

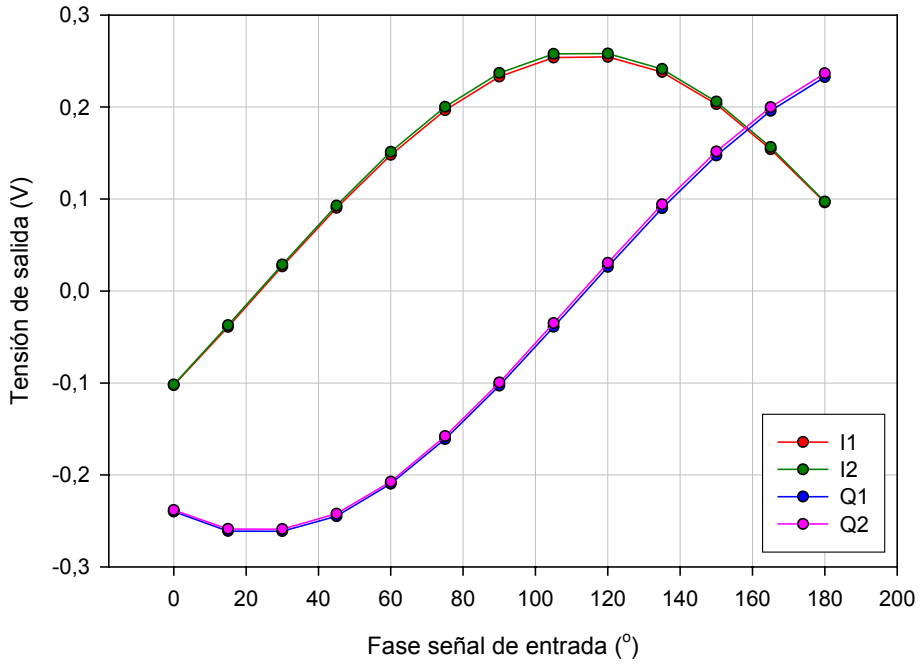
Medida 1, 20 MHz, 90º

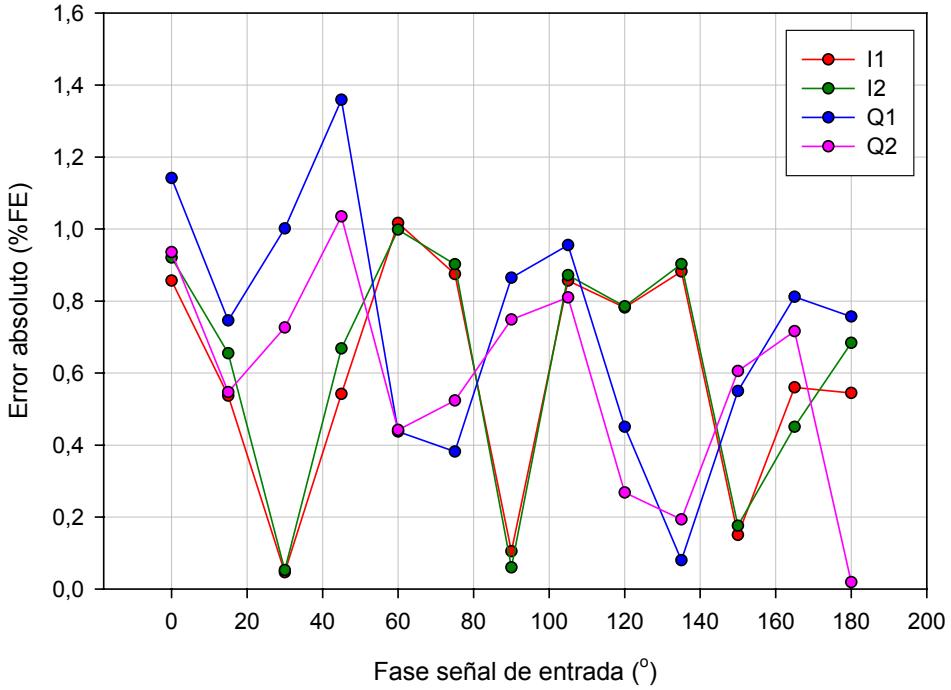




Salida	Regresión lineal (y=yo+ax)		Error máx. (%FE)
	yo	a	
I1	-2,127e-3	1,488e-1	0,40
I2	-7,277e-4	1,313e-1	0,13
Q1	-7,839e-5	-7,777e-1	0,43
Q2	1,848e-3	-7,727e-1	0,58

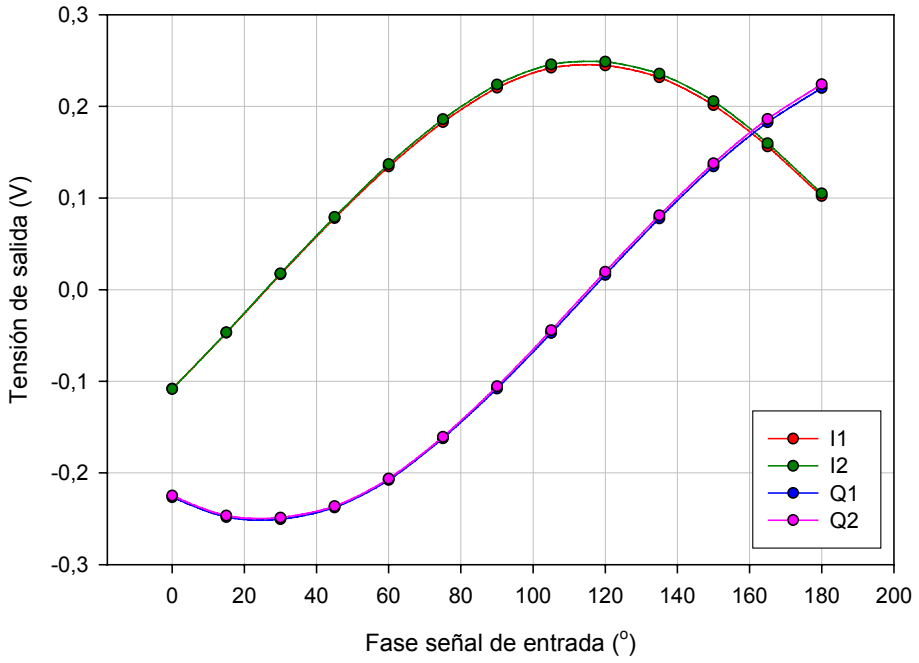
Medida 2, 100 kHz

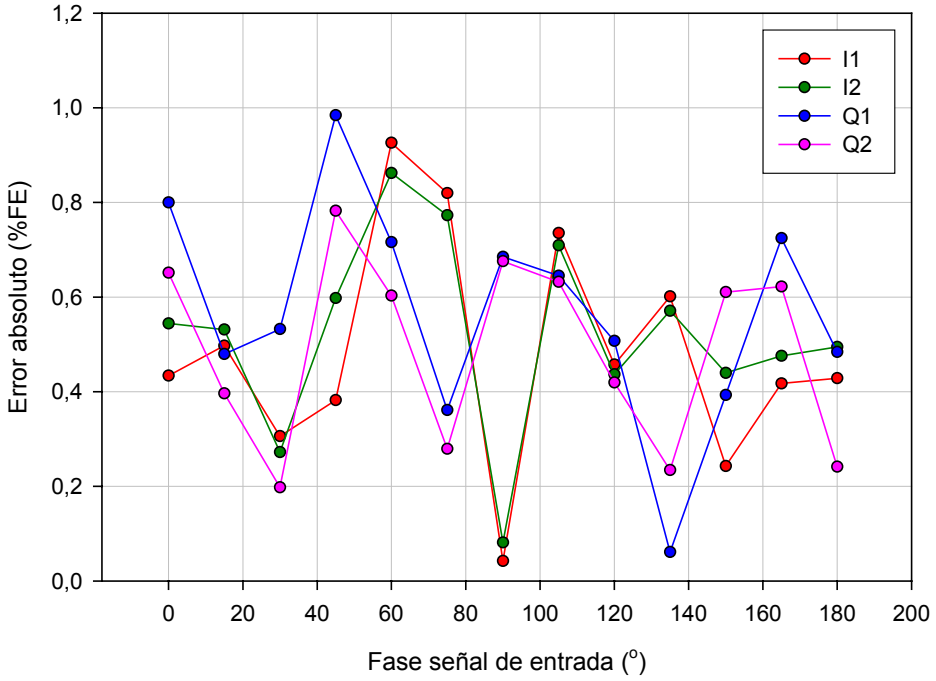




Salida	Regresión senoidal y=a·sin[(2πx/b)+c]			Error máx. (%FE)
	a	b	c	
I1	2,542e-1	3,565e+2	5,859e+0	1,02
I2	2,580e-1	3,575e+2	5,868e+0	1,00
Q1	2,610e-1	3,694e+2	4,338e+0	1,36
Q2	2,594e-1	3,646e+2	4,330e+0	1,03

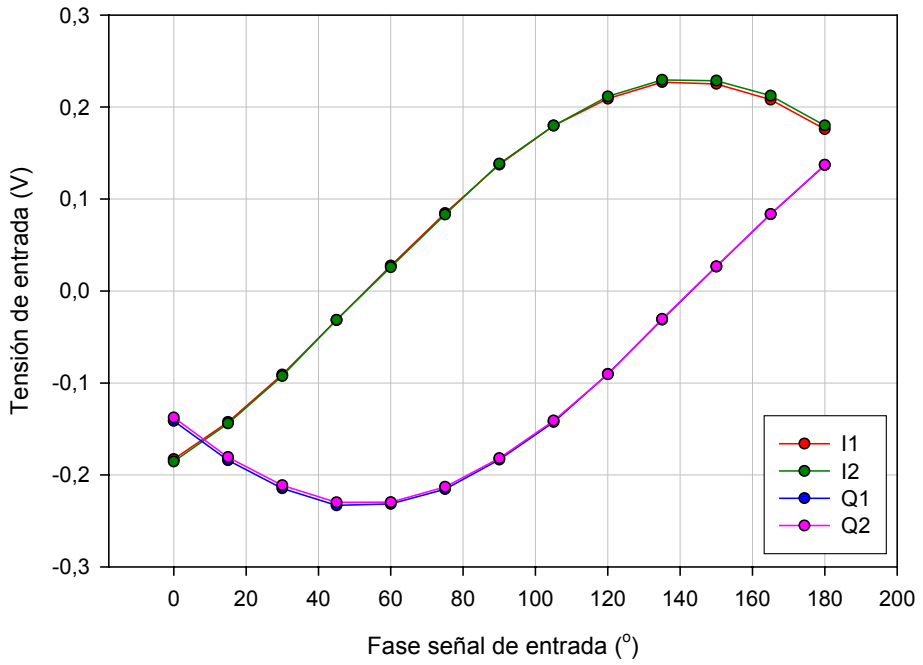
Medida 2, 1 MHz

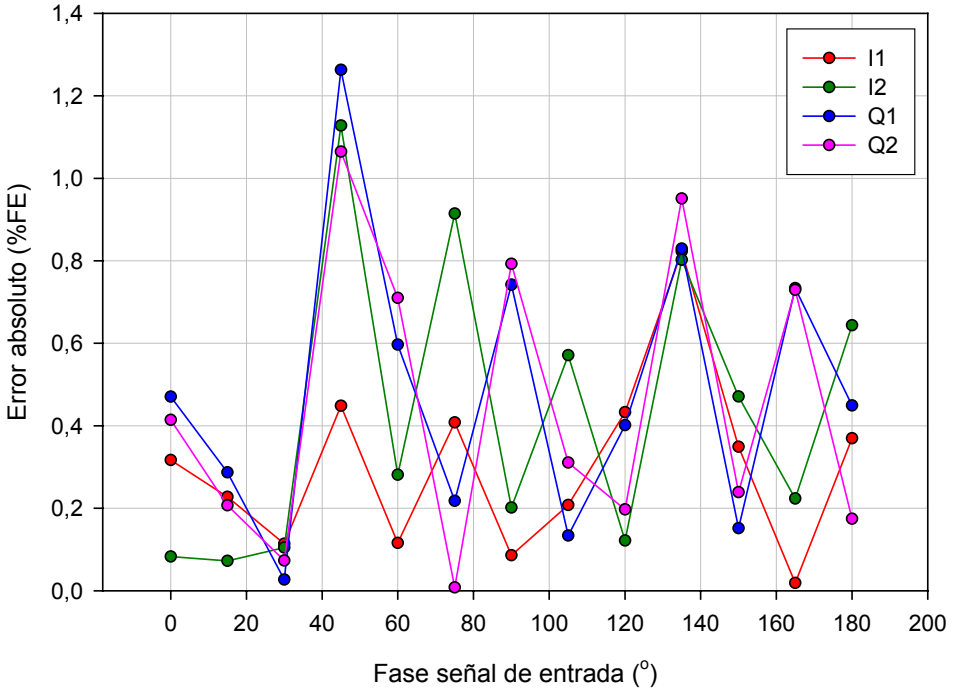




Salida	Regresión senoidal y=a·sin[(2πx/b)+c]			Error máx. (%FE)
	a	b	c	
I1	2,444e-1	3,568e+2	5,820e+0	0,93
I2	2,483e-1	3,581e+2	5,825e+0	0,86
Q1	2,503e-1	3,677e+2	4,292e+0	0,98
Q2	2,493e-1	3,632e+2	4,281e+0	0,78

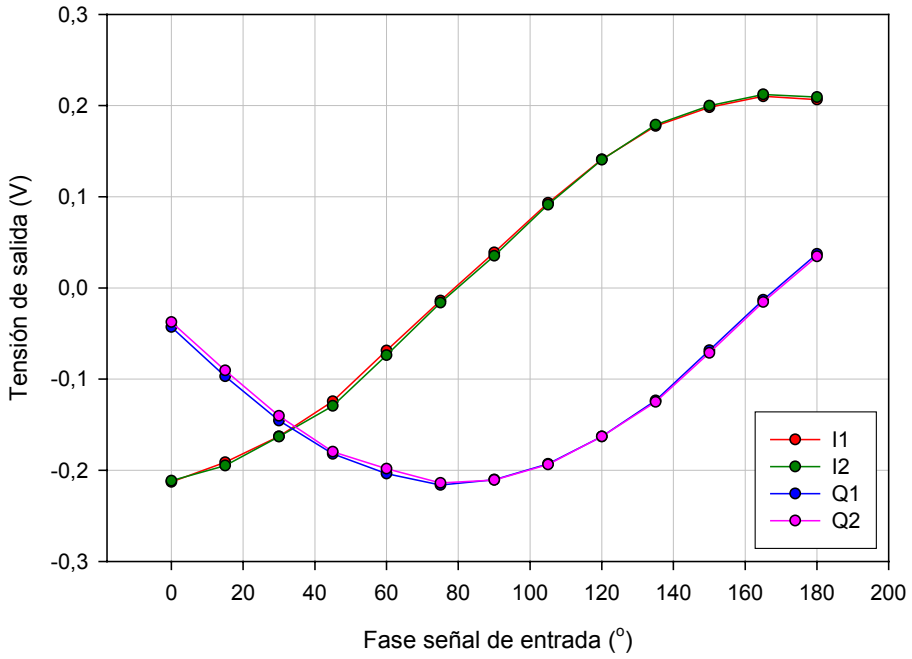
Medida 2, 10 MHz

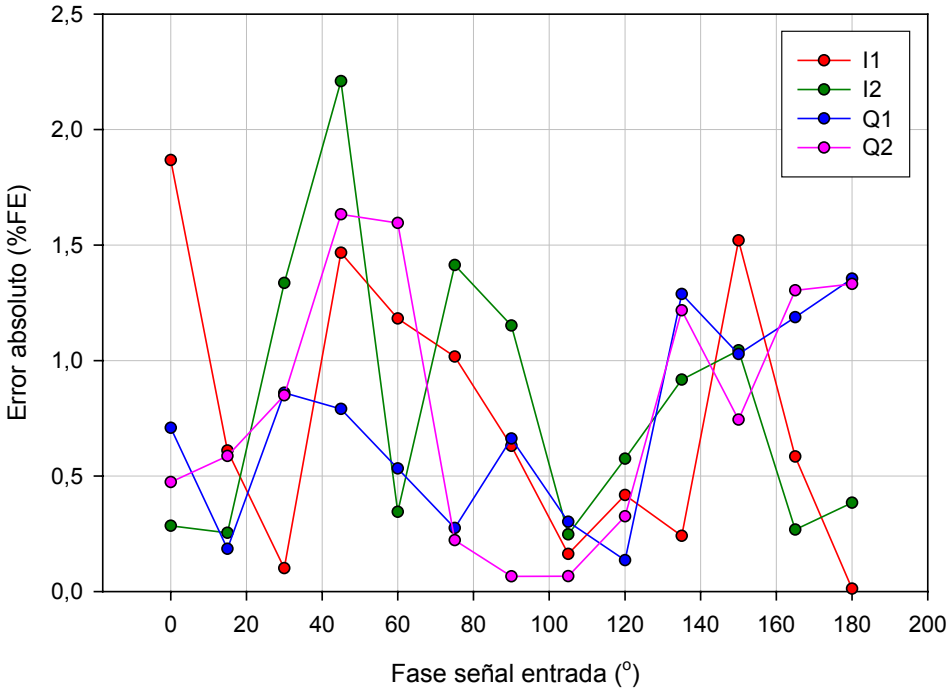




Salida	Regresión senoidal y=a·sin[(2πx/b)+c]			Error máx. (%FE)
	a	b	c	
I1	2,268e-1	3,545e+2	5,340e+0	0,82
I2	2,296e-1	3,565e+2	5,341e+0	1,13
Q1	2,321e-1	3,629e+2	3,802e+0	1,26
Q2	2,297e-1	3,606e+2	3,789e+0	1,06

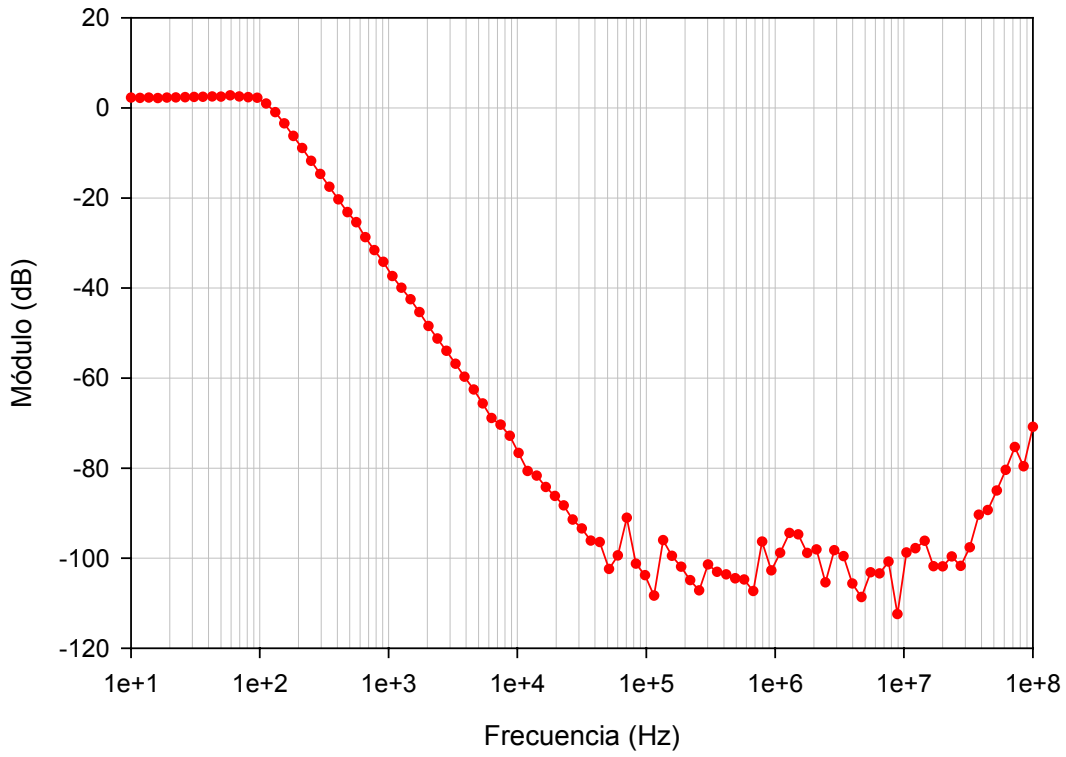
Medida 2, 20 MHz

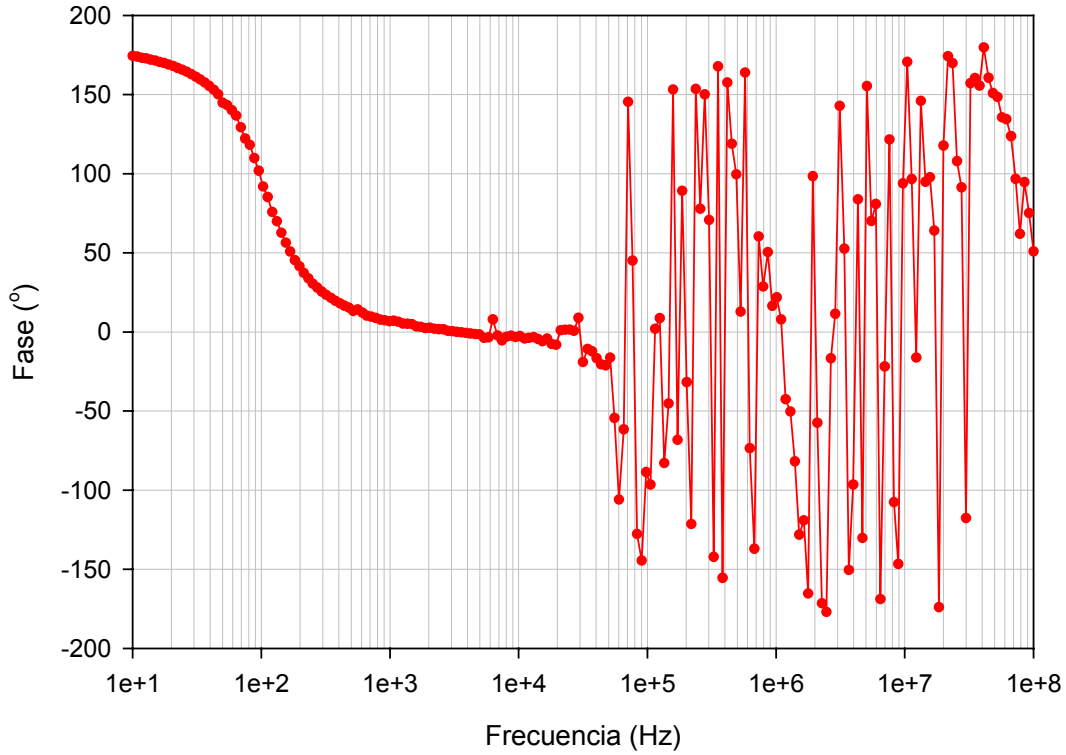




Salida	Regresión senoidal y=a·sin[(2πx/b)+c]			Error máx. (%FE)
	a	b	C	
I1	2,115e-1	3,531e+2	4,873e+0	1,87
I2	2,131e-1	3,524e+2	4,856e+0	2,21
Q1	2,159e-1	3,623e+2	3,349e+0	1,35
Q2	2,142e-1	3,606e+2	3,322e+0	1,63

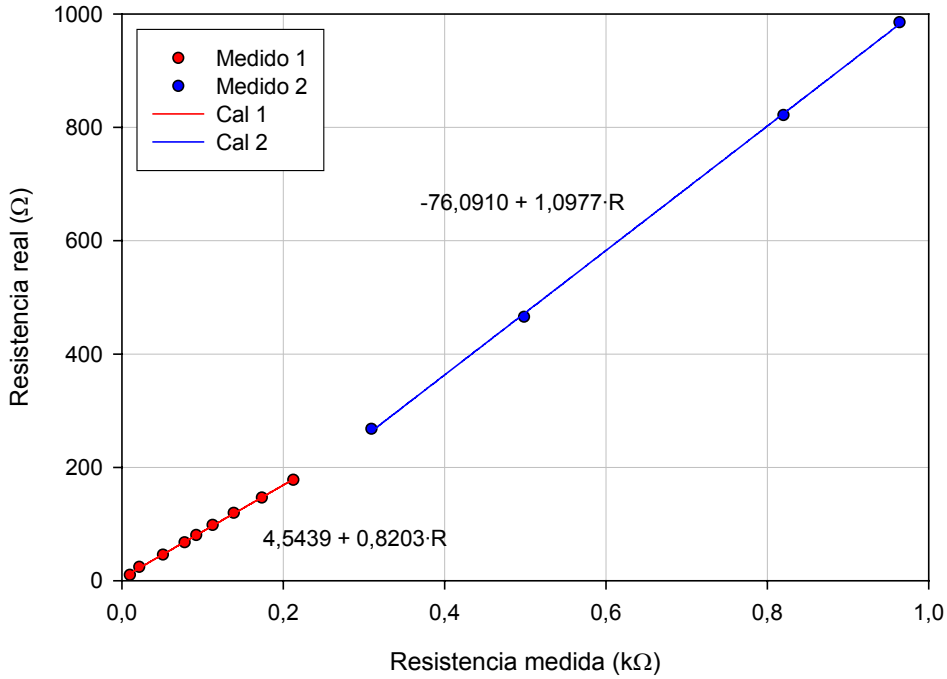
3. Respuesta frecuencial Filtro activo paso bajo mediante el analizador redes ROHDE&SCHWARZ



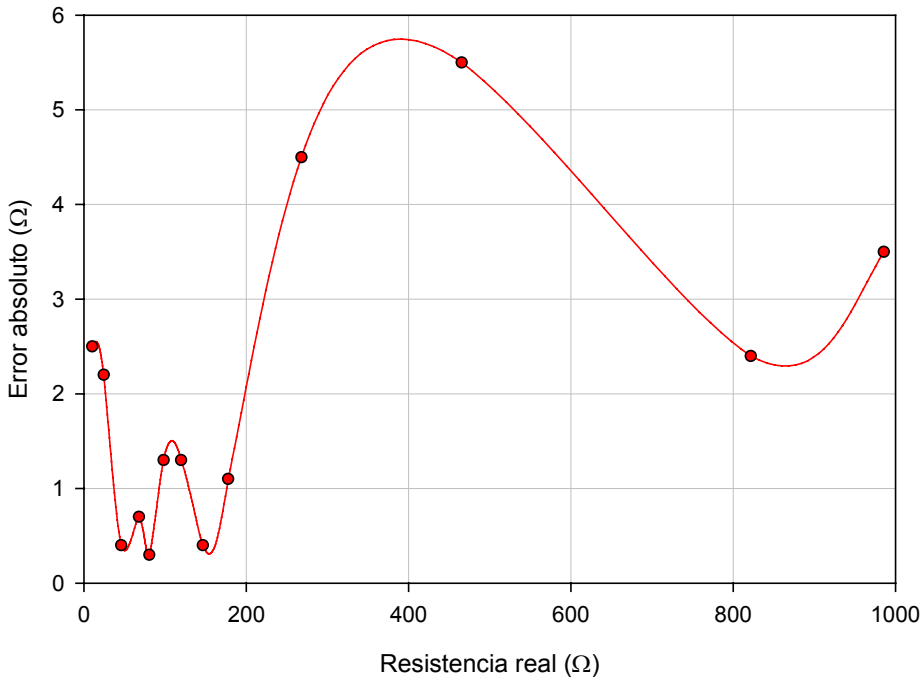


A-2 Caracterización del sistema de medida de impedancias

Medida de resistencias a 100 kHz

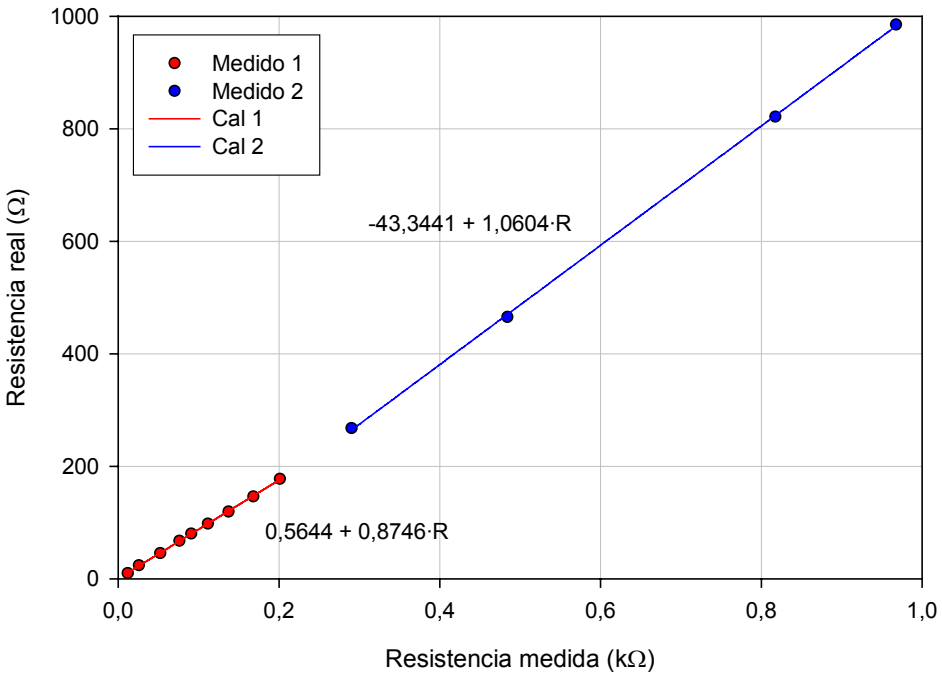


Resistencia medida y regresión lineal de cada intervalo

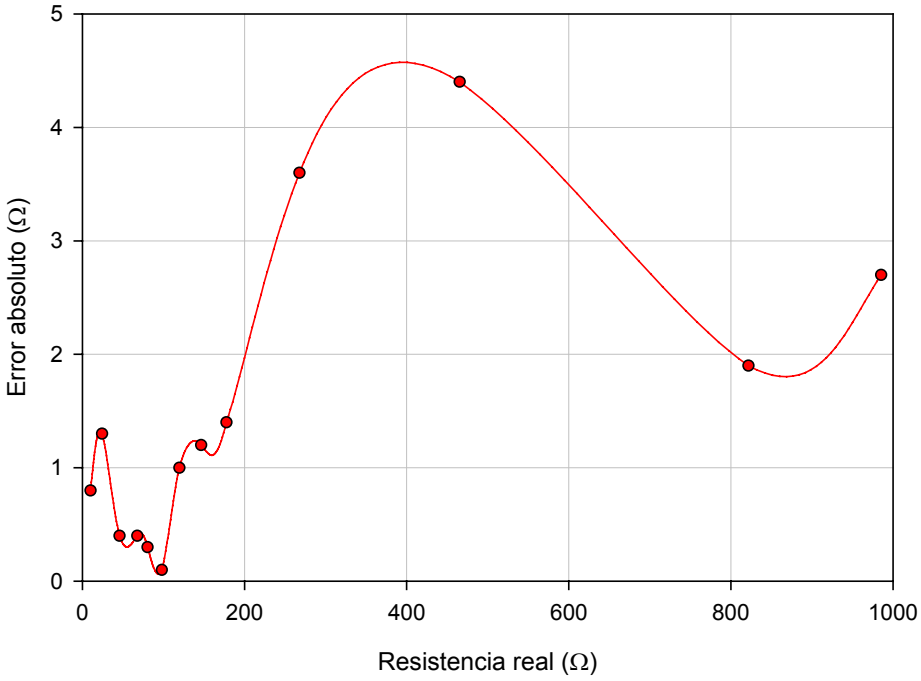


Error cometido en la medida de resistencia en el intervalo de medida

Medida de resistencias a 1 MHz

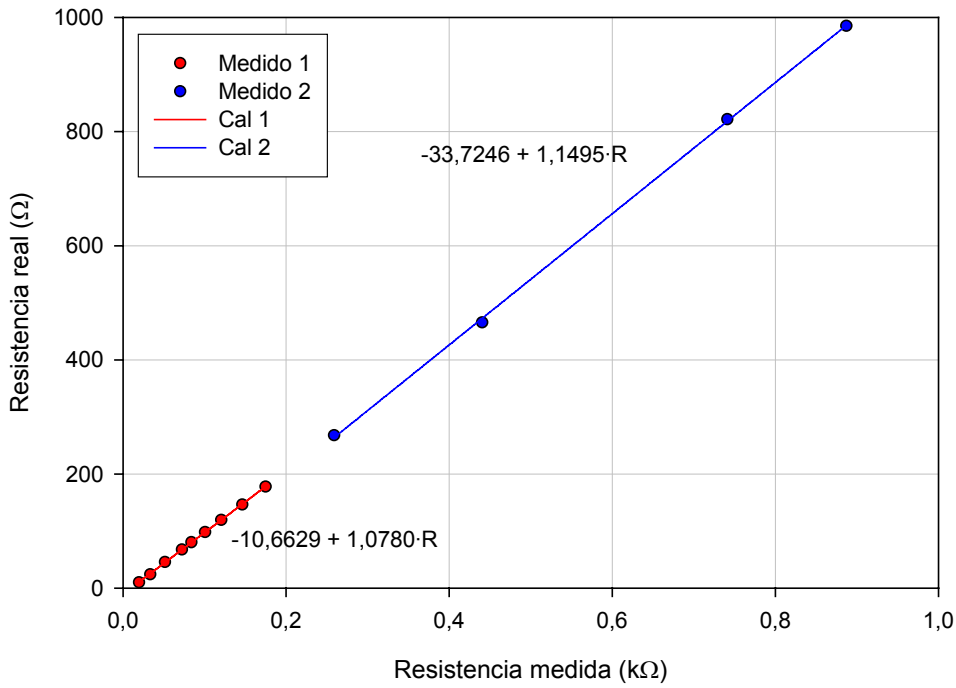


Resistencia medida y regresión lineal de cada intervalo

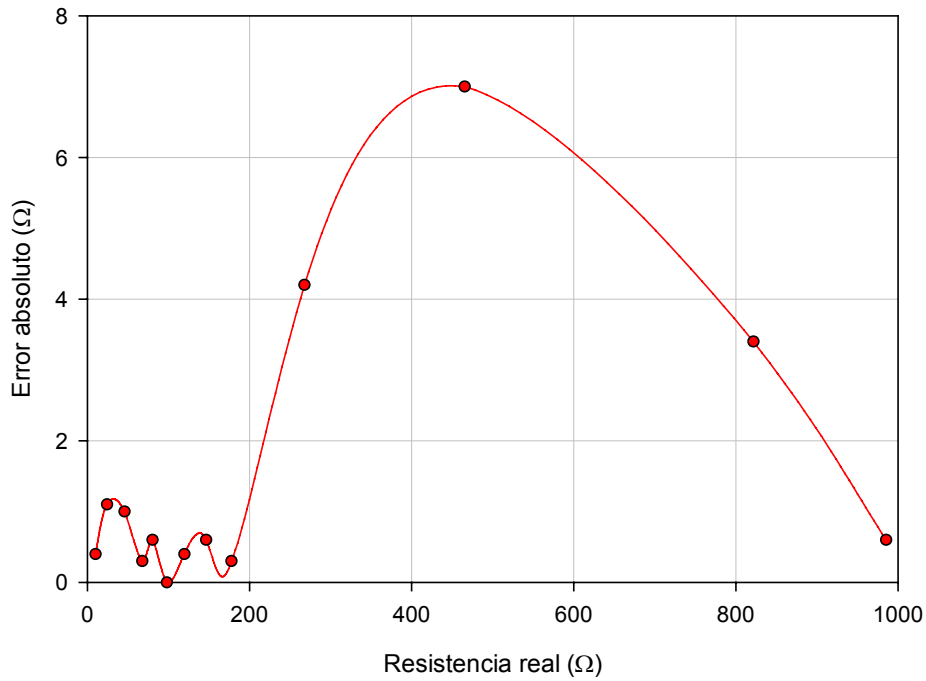


Error cometido en la medida de resistencia en el intervalo de medida

Medida de resistencias a 10 MHz

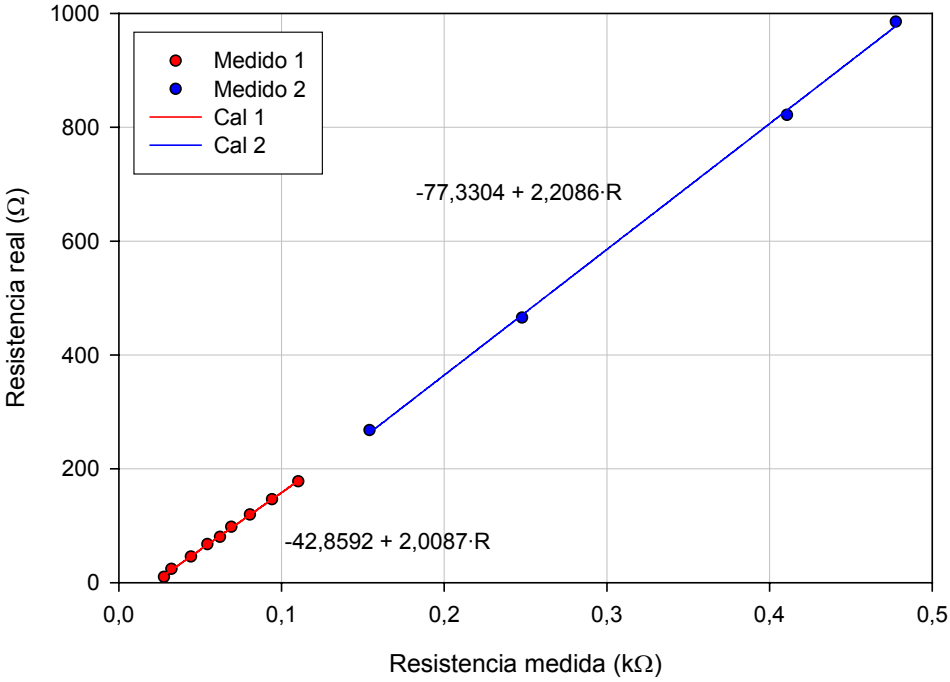


Resistencia medida y regresión lineal de cada intervalo

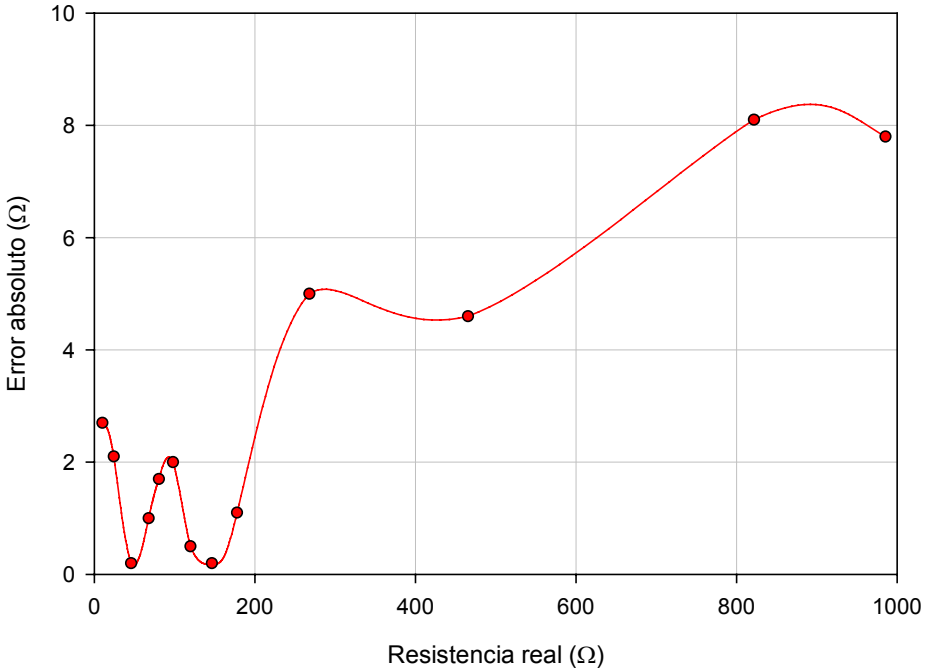


Error cometido en la medida de resistencia en el intervalo de medida

Medida de resistencias a 20 MHz



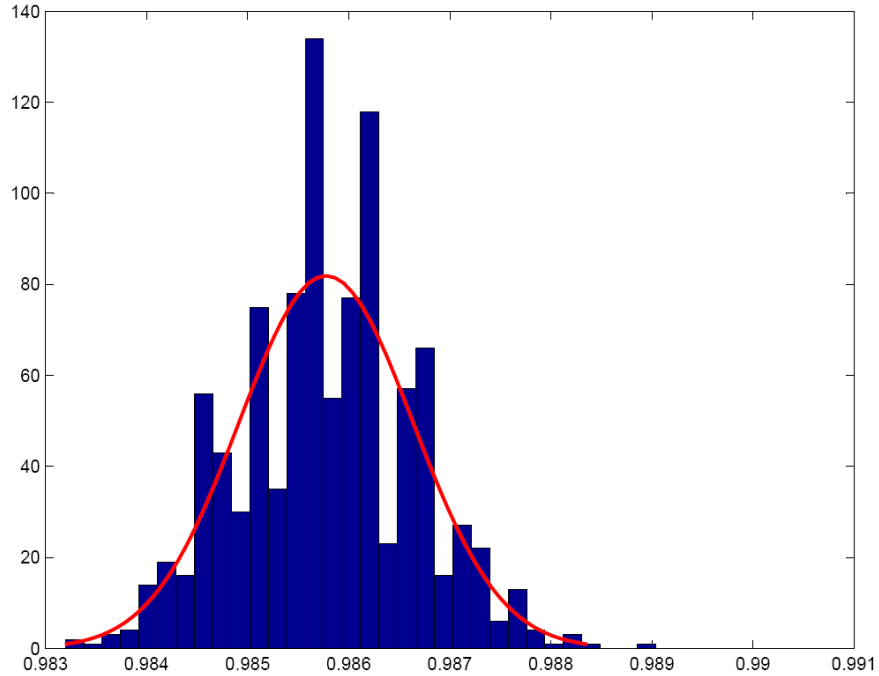
Resistencia medida y regresión lineal de cada intervalo



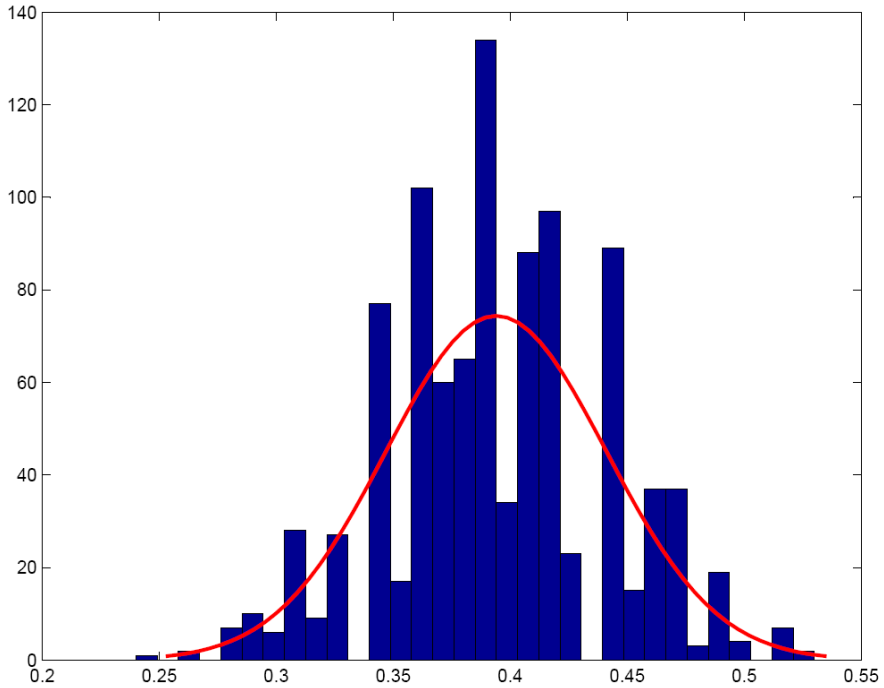
Error cometido en la medida de resistencia en el intervalo de medida

ANEXO B. ANÁLISIS ESTADÍSTICO

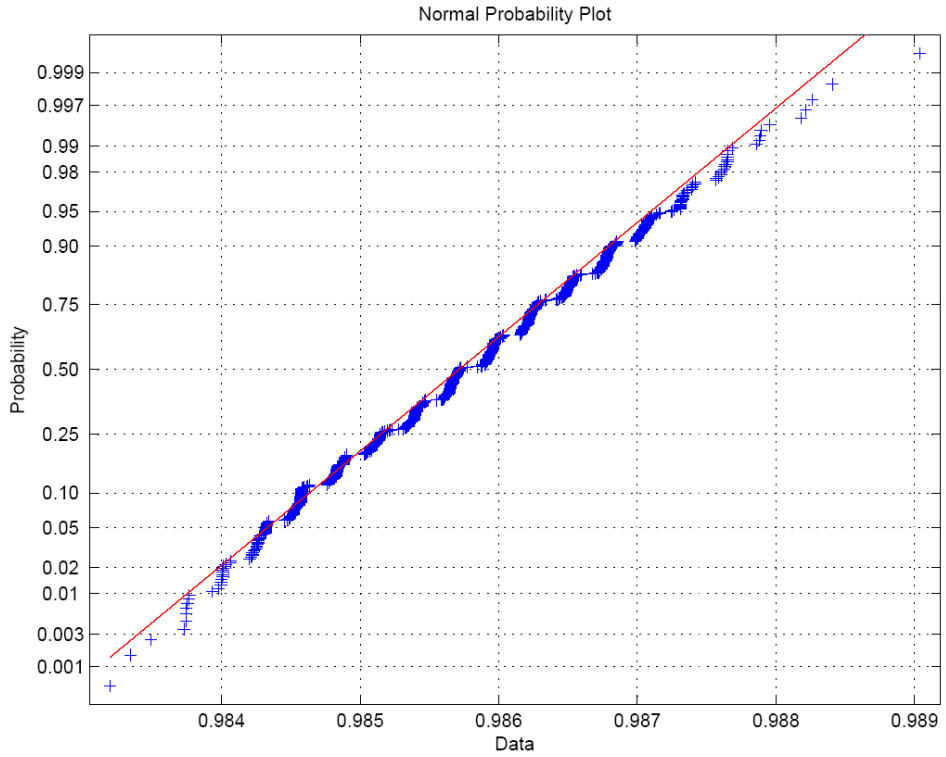
Análisis del ruido en la caracterización de Z-SPECT para una medida de 5 segundos con un Ts = 5 ms (1000 muestras)



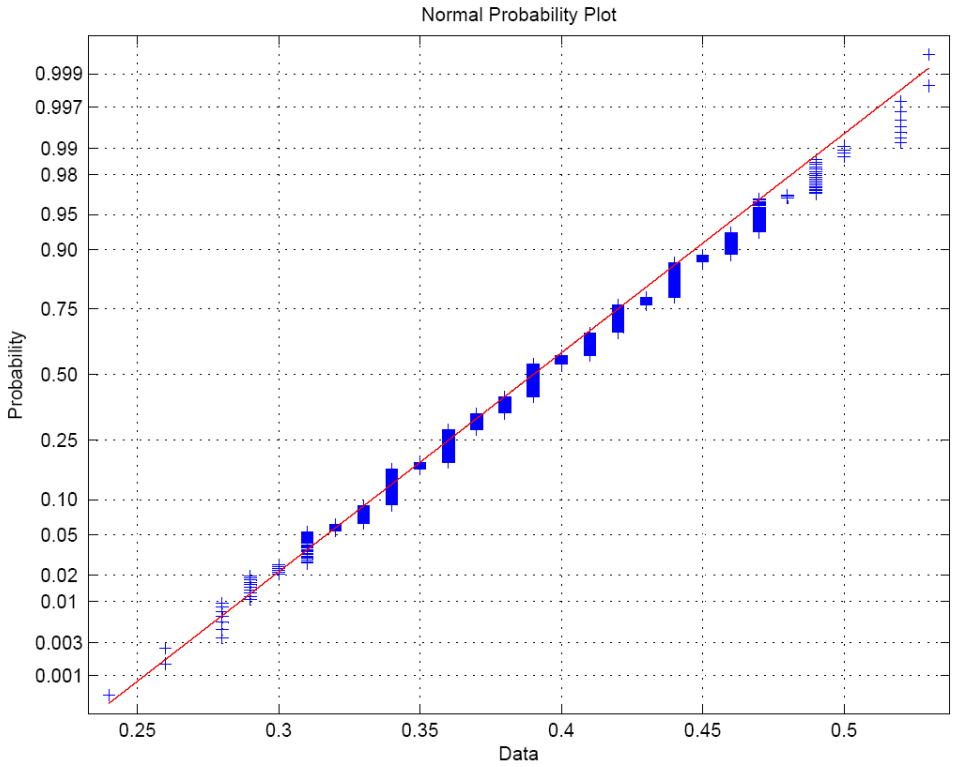
Histograma de la medida de módulo y distribución normal



Histograma de la medida de fase y distribución normal



Representación de la medida de módulo en forma lineal



Representación de la medida de fase en forma lineal