

3. INSTRUMENTACIÓN PARA INDUCCIÓN MAGNÉTICA.

3.1. Requisitos generales y estructura del sistema.

3.1.1. Requisitos generales.

En la expresión de la SCR para un caso sencillo se observa la dependencia de cada término con respecto a los PEP y a las propiedades geométricas del objeto. Por ejemplo, para una muestra cilíndrica y centrada de solución salina de 1 S/m de conductividad, permeabilidad relativa de 80, susceptibilidad magnética de -10×10^{-6} , radio de 1.75 cm, 50 mm de espesor en un sistema bobina–bobina separado 17.0 cm, se obtiene una SCR del orden de $-8.4 \times 10^{-7} - j7.8 \times 10^{-7}$. Esto significa que hay que extraer de la medida en la sensora, una señal aproximadamente 10^{-6} veces menor (o menos), que la de fondo.

Para un sistema de este tipo con una excitadora de 5.0 cm de radio, una vuelta y alimentada con una corriente de 1 A_p, el campo principal sobre la sensora será (estimación aproximada por campo del dipolo)

$$B_0 = \frac{\mathbf{m}_0 m}{16\mathbf{p}a^3} = \frac{4\mathbf{p}10^{-7} A I_{exc}}{16\mathbf{p}a^3} = \frac{10^{-7} \mathbf{p} r^2 I_{exc}}{4a^3} = \frac{7.85 \times 10^{-10}}{2.46 \times 10^{-3}} = 3.2 \times 10^{-7} \text{ tesla} \quad (3.1)$$

Este campo, a una frecuencia de 50 kHz, induce una tensión V₀ de 7.9×10^{-4} V en una receptora de 5.0 cm de radio. La tensión ΔV en ella será de $-6.64 \times 10^{-10} - j6.16 \times 10^{-10}$ V. Así, la tensión de perturbación es del orden de 1 nV. En este punto se intuyen los problemas para realizar la medida. Con una excitadora de 10 vueltas, corriente de excitación de 10 A_p y receptora de 40 vueltas, la tensión ΔV estaría en el orden de 2 μV.

En el caso anterior se habla de una conductividad de 1 S/m lo que, en el caso de tejido biológico, se encuentra cerca de los límites superiores. Si además se considera que podría ser deseable detectar variaciones de la conductividad del orden de 10 mS/m, se estaría frente a la necesidad de detectar tensiones del orden de 20 nV.

Esto en lo relativo a la conductividad la cual, como ya quedó establecido teóricamente, se refleja en la $\text{Im}(\text{SCR})$. Para la parte real, que es reflejo de ϵ_r y χ_m , se puede hacer una consideración similar.

Estos argumentos condicionan el valor de la tensión de ruido que se puede tolerar en la etapa de amplificación, de modo que sea posible la medida. Por lo tanto, es evidente la dificultad de separar la señal ΔV de $V_0 + \Delta V$.

A continuación se presenta y discute la estructura del sistema utilizado y una estimación del ruido asociada con la electrónica de amplificación que se utiliza.

3.1.2. Estructura del sistema.

De un modo general, el sistema se puede separar en varios bloques básicos: excitación, estructura sensora, etapa de amplificación, medidor de fase y bloque de control automático, tal como muestra la figura 3.1.

El bloque de excitación está constituido por un circuito serie LC, cuya L está asociada con la bobina que genera el campo. El mismo se alimenta con un generador de señales cuya salida es la entrada de un amplificador de potencia (PA). Esta es la estructura encargada de generar el campo magnético. Seguidamente se encuentran las bobinas sensora y de referencia (REF). Los voltajes de salida del sensor y la referencia son amplificados y transmitidos hacia un bloque de demodulación coherente con el que se determinan los módulos de las tensiones $V_{\text{grad}} (\Delta V)$ y $V_{\text{REF}} (\sim V_0)$ y la fase de la primera tensión respecto a

la segunda. El sistema en su conjunto se controla automáticamente a través de un PC y un software comercial (LabVIEW de *National Instrumens*).

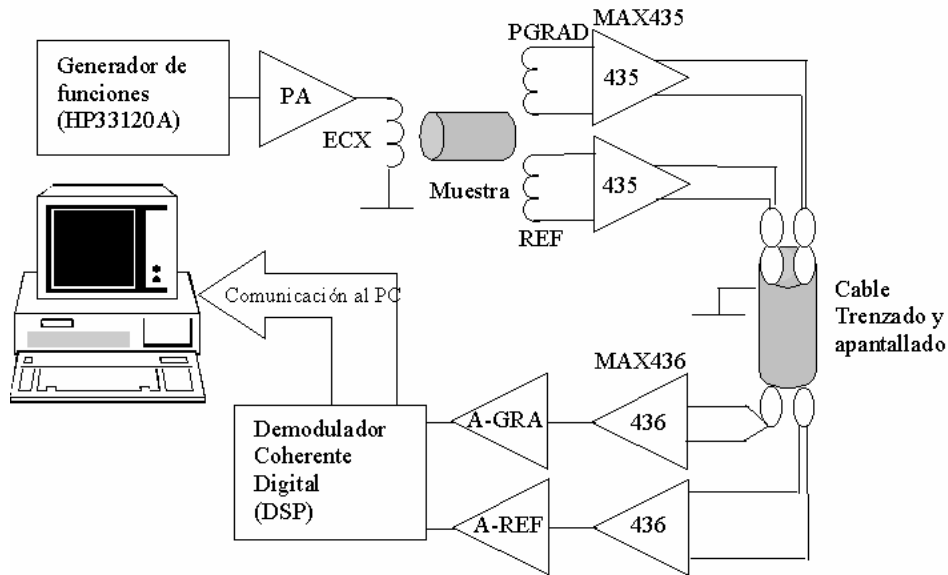


Figura 3.1 Diagrama de los bloques que constituyen el sistema de medida.

A continuación se describe brevemente cada etapa.

3.2. Excitación.

Como ya se comentó, los métodos basados en IM se fundamentan en la interacción de la muestra con el campo magnético en el espacio del objeto, el cual se puede crear utilizando una bobina circular por una corriente. A continuación se describen las propiedades de este circuito de excitación, el cual está constituido de la manera antes descrita.

3.2.1. Bobina excitadora.

Para la generación del campo magnético en este sistema bobina–PGRAD, se utilizan bobinas de hilo de cobre arrollado sobre soportes cilíndricos de PVC. Durante la primera fase del estudio se utilizó una bobina de las siguientes características:

- solenoide de 1.8 cm de longitud, 17 vueltas y 4.75 cm de radio
- autoinducción de 35 μH
- en serie con una capacidad de 10 μF

Para unir estos elementos entre sí y con la fuente de potencia se utilizó cable trenzado con pantalla de malla de cobre conectada a tierra. La combinación L–C presenta una frecuencia de resonancia de 28 kHz. Con esta estructura se realizaron las medidas de muestras inorgánicas constituidas por soluciones salinas y de FeCl_3 de concentraciones variables. Además, con la misma estructura se midieron muestras de tejido hepático *in vitro*.

En la segunda etapa, para las medidas en vivo, se utilizó una bobina EXC de las siguientes características:

- solenoide de 2 cm, 10 vueltas y 5.00 cm de radio
- autoinducción de 11 μH
- en serie con una capacidad de 3,3 μF

Las conexiones de los elementos entre si y con la fuente de potencia se realizó de la misma manera. Se seleccionó este valor de capacidad para que la resonancia estuviera de nuevo en 28 kHz.

Ambas EXC se apantallaron con lámina maciza de cobre conectada a tierra, evitando que se cierre en la dirección de la corriente de excitación presente en la bobina para que no

se convierta en un camino indeseado de corriente. Los condensadores se apantallaron con lámina metálica flexible conectada a tierra.

Se trabaja en resonancia para garantizar que la corriente de excitación que circula por la bobina sea máxima a una cierta frecuencia. La selección del valor preciso de la frecuencia no posee una motivación especial, aunque es conveniente que sea baja ya que, si es posible una buena medida para éstas, entonces funcionará para otras mayores dado que la relación señal ruido mejora con la frecuencia.

En este punto es interesante hacer un comentario. El valor escogido para la frecuencia en sí mismo, no es tan importante, pero sí lo es el orden de magnitud. Como ya se comentó, el tejido biológico exhibe el fenómeno de relajación β el cual se encuentra normalmente por encima de unos pocos kHz hasta unos pocos MHz, por lo que esta banda sería más interesante para la caracterización de tejido que aquellas superiores a 10 MHz utilizada en sus experimentos por algunos grupos. Por otro lado, la relación señal ruido mejora con el cuadrado de la frecuencia (ec. 3.8), por lo que se esperan menos problemas en la resolución en la parte alta de la región antes citada. En esta etapa del estudio de viabilidad resulta pues de interés estudiar la respuesta a estas frecuencias (pocos kHz). Además, es posible el uso de la estructura para medidas multifrecuencia prácticamente sin modificaciones.

3.2.2. Fuente de potencia.

La tensión inducida en la REC es proporcional a la corriente de excitación (I_{exc}). Con el fin de aumentar esta corriente de ataque a la bobina excitadora, se diseñó y construyó (en la DIB del Departamento de Ingeniería Electrónica de la UPC), un amplificador de potencia basado en el PA05 de *Apex Microtechnology*, capaz de soportar altos voltajes y entregar corrientes elevadas (100 V_{pp}, 30 A_{pp}). Además, presenta una gran capacidad de disipación de energía (250 W). Esta fuente de potencia es capaz de producir en el circuito de excitación construido una corriente eléctrica verificada de aproximadamente 25 A_{pp} sin distorsiones importantes en la señal recibida en la REC en el vacío. A la entrada de este amplificador se conecta la salida del generador de funciones HP3245A.

Con esta combinación se obtiene la corriente antes indicada, en ambas versiones de bobina excitadora.

3.3. El sensor: Gradiómetro Planar.

3.3.1. Ideas generales.

En la REC, la señal medida en presencia del objeto a analizar es $V_0 + \Delta V$. Como se discutió anteriormente, el valor absoluto de la señal de perturbación ΔV que se produce en la bobina sensora, en los casos de muestras de bajas conductividad y permeabilidad, es muy pequeña respecto a V_0 (del orden de 10^{-6} – 10^{-9}), lo que dificulta seriamente en la práctica su medida y separación.

Una idea para sortear este problema es un ensamblaje que sustraiga de la señal medida, una tensión lo más próxima posible a V_0 , correspondiente al campo principal, manteniendo ΔV básicamente inalterada. Esto es un gradiómetro, es decir, un sistema sensible a diferencias o cambios entre partes de su estructura. En el presente caso está constituido por dos bobinas conectadas en oposición (contra-fase), ubicadas en el mismo plano. En una estructura ideal, la tensión inducida es cero en una situación de absoluta simetría, debido a que ambas partes del sensor experimentan el mismo flujo magnético, eliminando así el efecto del campo principal por cancelación y manteniendo solamente la tensión no equilibrada (perturbación).

La estructura que se utilizó corresponde a un gradiómetro planar (PGRAD), el cual se construyó como dos bobinas rectangulares en espiral y en oposición sobre una placa de circuito impreso a doble cara, lo que proporciona robustez mecánica y buena estabilidad térmica. Un diagrama de la estructura resultante se muestra en la figura 3.2.

En la primera etapa se utilizó un gradiómetro de las siguientes características:

- 38 vueltas a doble cara (19 + 19) en cada mitad
- autoinducción de $106 \mu\text{H}$
- resistencia en DC de 11Ω
- región interior vacía de 2.00 cm y exterior de 5.00 cm (figura 3.2)
- referencia planar en la misma placa con 6 vuelta a doble cara (3 + 3), $10 \mu\text{H}$ y 3.2Ω en DC.

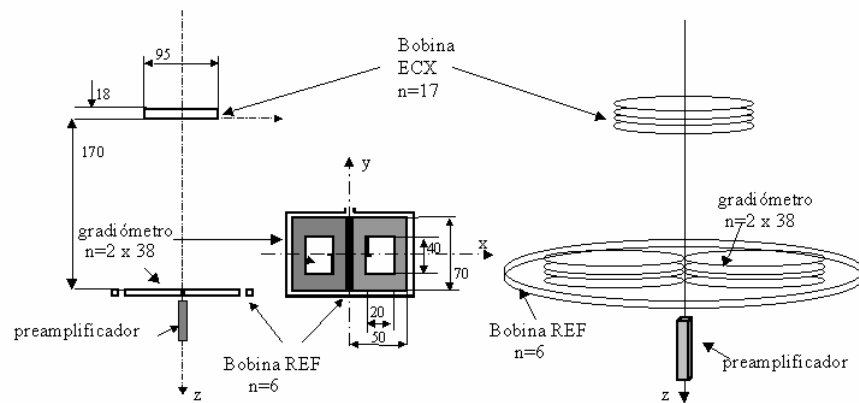


Figura 3.2. Estructura del sistema EXC-REC y gradiómetro planar (PGRAD).

Esta estructura se utilizó para las medidas de soluciones inorgánicas (salina y FeCl_3) y muestras biológicas, correspondiente a tejido hepático *in vitro*.

En una segunda fase (medidas en vivo) se utilizó una estructura de la misma forma pero con las siguientes características:

- 153 vueltas a doble cara (76 + 77) en cada mitad
- autoinducción de 3,85 mH
- resistencia en DC de 180 Ω
- referencia planar sobre la misma placa con 8 vueltas a doble cara (4 + 4), 45.8 μ H y 13.3 Ω en DC.

3.3.2. Sensibilidad.

La sensibilidad se puede expresar como el cambio de tensión ΔV que se produce en el gradiómetro debido a pequeños cambios $\Delta\kappa$ y $\Delta\mu$ en la conductividad eléctrica y en la permeabilidad magnética complejas, en el espacio lleno por el campo electromagnético. Una expresión general para un sistema de dos puertos A y B alimentados con una corriente I se encuentra en Geselowitz 1971

$$\Delta V = \frac{1}{I} \left[\Delta\kappa \int_{\Omega} (\nabla\Phi + j\omega A_{\Phi}) \cdot (\nabla\Psi + j\omega A_{\Psi}) d\Omega + \Delta\mu \int_{\Omega} H_{\Phi} \cdot H_{\Psi} d\Omega \right] \quad (3.2)$$

donde Φ y A_{Φ} son los potenciales escalar eléctrico y vector magnético cuando el sistema se alimenta desde el puerto A mientras que Ψ y A_{Ψ} son los potenciales escalar eléctrico y vector magnético cuando el sistema se alimenta desde el puerto B. Además, H_{Φ} y H_{Ψ} corresponde a los vectores campo magnético para estas dos opciones de alimentación. Una solución aproximada se presenta en Rosell y otros 2000. Para una estructura de este tipo se encuentra que el mapa de sensibilidad relativa en el espacio vacío y para un objeto esférico metálico pequeño, es antisimétrico respecto al eje perpendicular al plano que contiene el gradiómetro. En la figura 3.3 se muestra una curva de sensibilidad asociada con un plano paralelo al gradiómetro planar en la dirección del eje del mismo. Como se puede observar en los diagramas, la sensibilidad posee máximos antisimétricos.

3.3.3. Factor de cancelación.

En un gradiómetro perfectamente equilibrado la tensión de salida es cero debido a que ambas mitades experimentan el mismo flujo magnético pero de signo opuesto. Esta situación es de simetría espacial total, de manera que se puede concluir que la cancelación en la estructura es completa. Esta condición es difícil de lograr en la práctica de manera absoluta, a pesar de que la estructura en general logra extraer una parte importante de V_0 de la señal total. Por esta razón, siempre existirán pequeñas diferencias entre ambas mitades del gradiómetro que producirán flujos magnéticos diferentes, por lo que aparecerá a la salida una tensión V_{0G} remanente que está asociada con el desequilibrio en las propiedades eléctricas y geométricas de ambas mitades y que se encuentra aproximadamente en fase con V_0 .

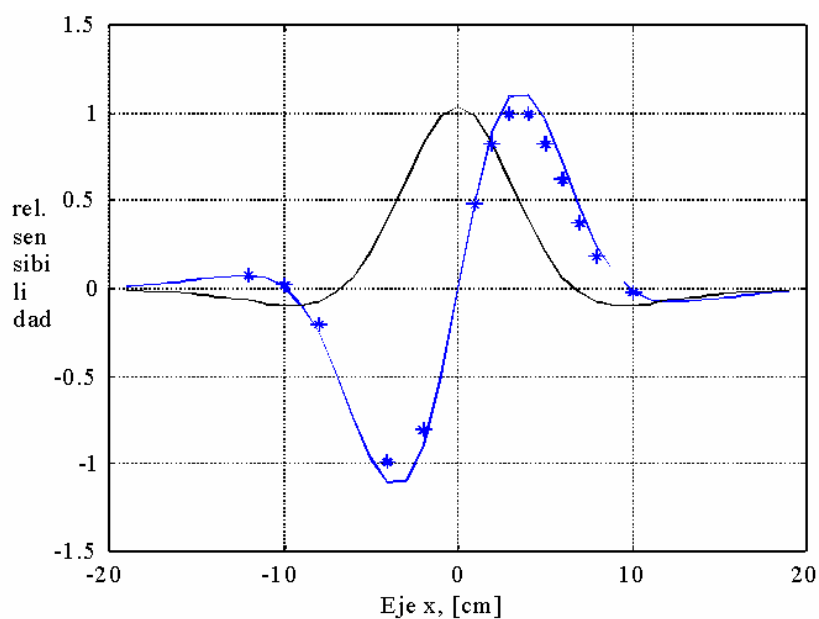


Figura 3.3. Curvas de sensibilidad relativa para una bobina simple (trazo continuo) y para un gradiómetro planar (trazo de asteriscos) como receptores [Rosell y otros 2000].

Si se compara la SCR obtenida en un sistema bobina–PGRAD respecto al de uno bobina–bobina se podría tener una idea más clara de la mejoría que se obtendría con un PGRAD, la cual se podría definir como la ganancia g_v . Utilizando la definición de SCR se tiene

$$g_v = \frac{SCR_{b-g}(x_{i-g})}{SCR_{b-b}(x_{i-b})} = \frac{\Delta V_g / V_{og}}{\Delta V / V_0} = \frac{\Delta V_g}{\Delta V} \cdot \frac{V_0}{V_{og}} = \mathbf{g} \cdot C_v \quad (3.3)$$

donde los subíndices b-b y b-g se refieren a los distintos sistemas de bobinas y la variable x_i a la posición espacial de una perturbación **con respecto al sensor**, en una situación equivalente. Si x_{i-b} se refiere, por ejemplo, al centro de la bobina sensora en el sistema bobina–bobina, x_{i-g} se referirá al centro de una de las mitades del gradiómetro; en ese sentido son equivalentes. En principio, el valor de cada una de las perturbaciones debe ser el mismo, de modo que $\Delta V_g / \Delta V$ (es decir γ) sería aproximadamente igual a uno. Así, el factor de cancelación C_v definido como el cociente V_0 / V_{og} representará la mejoría en la medida de la SCR de un sistema bobina–PGRAD respecto a su equivalente bobina–bobina.

El factor de cancelación se determina midiendo la tensión inducida en el gradiómetro completo y en una sola de sus mitades, para un cierto valor fijo del campo principal. Este factor resulta relevante ya que informa acerca de la capacidad de la estructura para sustraer la señal de fondo asociada con el campo principal (en realidad, una parte de ella). Si se utiliza un gradiómetro de este tipo, se estaría logrando una reducción de la tensión asociada al campo principal en un factor igual al factor de cancelación, con lo que se estaría mejorando la SCR en ese mismo factor. La repercusión más importante radica en el hecho de que la tangente de la fase a medir aumenta en un factor igual a la cancelación por lo que se facilita la medida y en ocasiones se hace posible. Posteriormente se puede escalar de nuevo a través del mismo factor hasta su valor real. La figura 3.4 ilustra esta idea. Con los PGRAD construidos, verificado con un voltímetro digital, se logran factores de cancelación que con un buen ajuste están entre 500 y 1000.

3.3.4. Bobina de referencia.

Para la evaluación de la SCR es necesaria la medida simultanea de las tensiones ΔV y V_0 . La primera se registra directamente en el gradiómetro completo. La segunda está asociada con el campo principal en ausencia de muestra y corresponde al voltaje inducido en una mitad del gradiómetro. Realizar esta medida cuando el sensor está conectado, es decir, ambas mitades conectadas entre si, es difícil y podría introducir perturbaciones.

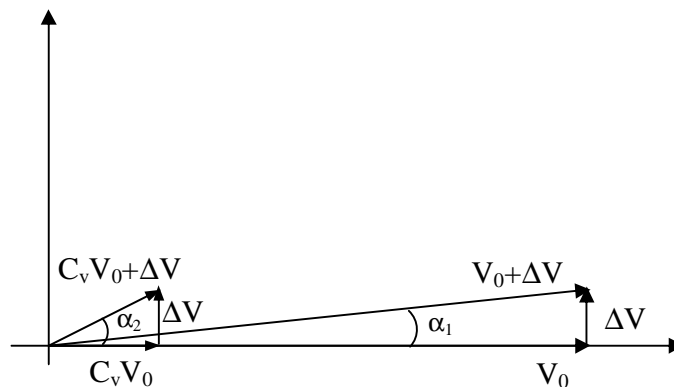


Figura 3.4. Diagrama de tensiones. Mejoría en la medida con un gradiómetro de factor de cancelación en tensión C_v .

La medida de esta tensión V_0 se realiza de manera indirecta a través del voltaje inducido en una bobina de referencia REF (figura3.2) y el conocimiento de la relación existente entre V_{REF} , la tensión en la REF, y V_0 en una de las mitades del gradiómetro. Posteriormente se puede corregir la medida a través de esta relación.

Se hace la suposición de que al utilizar la estructura durante la medida de objetos poco conductores y débilmente magnéticos, la tensión que se induce en REF no se ve seriamente afectada por la presencia del objeto. Esta suposición es buena para este tipo de sustancias; no así en objetos conductores o magnéticos en los que la tensión medida en la REF cambia respecto a la del vacío debido a la influencia del objeto.

La bobina REF se construyó sobre la misma placa de circuito impreso del gradiómetro, completamente exterior a él (figura 3.2). Esta estructura así construida proporciona una solución mecánicamente muy robusta y térmicamente bien acoplada. En esta situación se puede considerar que la relación medida entre las tensiones en la REF y en una de las mitades del gradiómetro se conserva durante las medidas. Sin embargo, por su misma configuración, parece evidente que los cambios de temperatura producirán derivas más importantes en la bobina REF que en el PGRAD, debido a que esta última es una estructura compensada y simétrica que responde sólo a las diferencias.

Por lo antes indicado, V_{REF} representa a la tensión asociada con el campo principal (afectada por un cierto factor, V_{REF}/V_0), y por lo tanto, la tensión de referencia con respecto a la cual se mide la fase de la perturbación. Aquí cobra fuerza la hipótesis de que el campo principal no se afecta seriamente debido a los cambios en κ y en μ en la región del objeto para estos materiales, que es equivalente a decir que la tensión V_{REF} es básicamente la misma con o sin objeto.

En el primer gradiómetro que se utilizó, se construyó una REF de 6 vueltas rectangulares a dos caras y de 105 por 78 mm. En el segundo, también a dos caras, fue de 8 vueltas y de 135 por 267 mm.

3.4. Etapa de amplificación.

Las señales del PGRAD y la REF se amplifican para elevarlas a valores apropiados para el uso de un detector digital de fase. Para este fin se seleccionaron los amplificadores MAX435 y MAX436 de MAXIM, ambos con entrada diferencial y con salida en corriente; esta última diferencial en el MAX435 y unipolar en el MAX436. También se utilizó una etapa más construida con el AD811 de *Analog Devices Inc* para el canal del gradiómetro. Todos presentan una baja densidad de ruido. A continuación se describen las estructuras utilizadas.

3.4.1. Primera etapa diferencial.

En una pequeña placa de circuito impreso se montan dos amplificadores para las señales provenientes de ambas bobinas y se ubica muy cerca de la estructura PGRAD-REF, en la zona de mínima sensibilidad del gradiómetro. En la primera etapa se utiliza el MAX435, el cual es un amplificador de transimpedancia con entrada y salida diferencial, esta última a través de una fuente de corriente interna. Éste presenta una función de transferencia que depende de la impedancia Z_T (figura 3.6) de la carga efectiva Z_C y de un factor constante K

$$A = K \frac{Z_C}{Z_T} \quad (3.4)$$

Para el MAX435 el valor de la constante K es de 4. En la figura 3.6 se muestra el esquema general de las conexiones utilizadas en esta aplicación, en la cual se puede observar la primera etapa. La estructura del canal del gradiómetro y de la REF es la misma permitiendo así que estén lo más balanceados posible.

En el canal del gradiómetro, a la entrada, se incluye una resistencia. Esta combinación ejerce un efecto de filtrado de primer orden, que permite eliminar buena parte de las interferencias captadas por el sensor. En este caso se utilizó una resistencia de 20Ω , lo que produce una frecuencia de corte alrededor de 200 kHz.

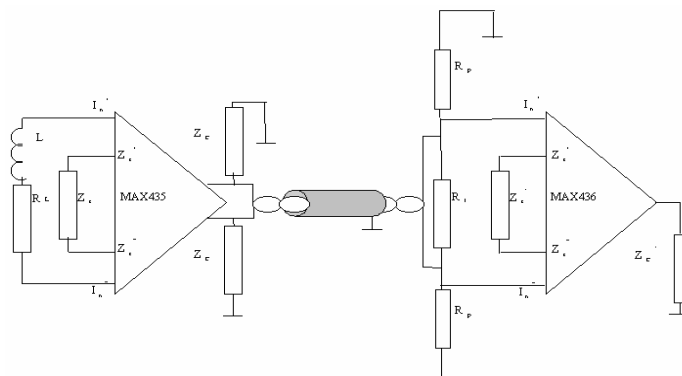


Figura 3.6. Esquema de conexión del MAX435 y MAX436.

3.4.2. Segunda etapa de amplificación.

La salida diferencial en corriente del MAX435 resulta muy conveniente ya que permite transmitir la señal, alejando la combinación sensor–preamplificador del resto del sistema. La señal se transmite a través de un cable trenzado, con pantalla de malla a tierra y se conecta a la entrada, también diferencial, del MAX436, con salida unipolar también en corriente. La figura 3.6 incluye la conexión de ambas etapas. Nuevamente la función de transferencia está dada por la ecuación (3.4) con K igual a 8.

3.4.2.1. Relación Señal/Ruido.

La relación señal/ruido, SNR, puede descomponerse como

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{S}{C} \times \frac{C}{N} = SCR \cdot CNR \quad (3.5)$$

donde: C, N y S se refieren a las señales portadora (*Carrier*), ruido (*Noise*) y a la información (*Signal*) respectivamente. La SCR ya fue definida en el capítulo 2 y la CNR (*Carrier-Noise Ratio*) representa la relación Portadora/Ruido.

Para hacer una estimación de la dependencia de esta relación con los distintos parámetros de interés del sistema, se puede suponer una estructura bobina–bobina conectada a un amplificador inversor (por ejemplo). En ese caso, la tensión inducida será proporcional al producto entre la frecuencia angular, el número de vueltas de la receptora y la corriente de excitación. Por otro lado, la impedancia de la bobina es básicamente inductiva y por lo tanto será, asumiéndola como un pequeño solenoide, proporcional al cuadrado del número de vueltas y a la frecuencia angular. Basado en esto se tendría a la salida del inversor, debida al voltaje inducido directamente en la sensora, una tensión proporcional a la resistencia de realimentación y a la corriente de excitación e inversamente proporcional al número de vueltas de la bobina. Por otro lado, el ruido será proporcional a

la resistencia de realimentación y a la tensión de ruido e inversamente proporcional al cuadrado del número de vueltas y a la frecuencia angular.

De todo lo anterior, se tiene que la CNR se puede escribir como

$$CNR = \frac{K_1}{e_n} \mathbf{w} A n_v I_{exc} \quad (3.6)$$

donde A será el área de la sensora, n_v el número de vueltas en ella, I_{exc} la corriente de excitación, e_n la tensión de ruido y K_1 una constante de proporcionalidad.

La SCR ya fue definida y se obtuvo, para el caso eléctrico y magnético

$$SCR = K_3 f(\mathbf{c}_m) + K_2 \mathbf{w} (\mathbf{w} \mathbf{e}_0 \mathbf{e}_r - j \mathbf{s}) \quad (3.7)$$

Así, la SNR será de la forma

$$SNR = K_3 K_1 f(\mathbf{c}_m) \frac{A n_v}{e_n} I_{exc} \mathbf{w} + (K_1 K_2) \frac{A n_v}{e_n} \mathbf{w}^2 (\mathbf{w} \mathbf{e}_0 \mathbf{e}_r - j \mathbf{s}) I_{exc} \quad (3.8)$$

Esta relación muestra las dependencias de las variables del sistema, por lo que los mayores problemas con el ruido están relacionados con las bajas frecuencias de la señal de excitación, mientras que al aumentar f , se mejoría la SCR, tanto en la búsqueda de los parámetros eléctricos como magnéticos. Además, se puede observar que la corriente no necesita ser constante con la frecuencia para mantener la SNR, así que, si se desea hacer espectroscopía, se puede utilizar una corriente que disminuya con la frecuencia o con su cuadrado para al menos mantener, si no mejorar, la SNR.

La situación mostrada en la figura 3.6 representa el grupo común de amplificación de ambos canales cuyas ganancias se ajustan en cada caso. Dada la magnitud de la tensión de la REF, estas dos etapas de amplificación son suficientes para ese canal con una ganancia

de $A_{REF} = 1.8$. Para el canal del gradiómetro se incluye una tercera etapa. En la figura 3.7 se indican todas las fuentes de ruido del conjunto de amplificadores común a ambos canales. A partir de esta situación es posible estimar el ruido a la salida de esta estructura.

La ganancia de la combinación se ve alterada por la carga que representa el segundo amplificador para el primero. Dada la forma como están conectados estos amplificadores, la carga "efectiva" será el paralelo de $R_c // (R_p + R_I/2)$. Si $R_I = 2R_c$ y $R_p = 3R_c \Rightarrow R_{efectiva} = 4R_c/5$.

Indicando todas las fuentes de ruido señaladas se deduce que la resultante será

$$e_{nTotal}^2 = \left[\left(\frac{4R_c}{5R_t} \right) K_1 K_2 \left(\frac{R'_c}{R'_t} \right) \right]^2 [e_{n1}^2 + e_{L}^2] + 2 \left[\frac{3e_{Rc}}{20R_c} R_I \frac{R'_c}{R'_t} K_2 \right]^2 + 2 \left(\frac{7e_{Rc}}{95R_c} R_I \frac{R'_c}{R'_t} K_2 \right)^2 +$$

$$+ \left(\frac{4R_I}{4R_I + 6R_c} \frac{R'_c}{R'_t} K_2 \right)^2 [e_{I}^2 + e_{n2}^2 + 2 \left(\frac{e_p}{2R_p + R_I} R_I \right)] + \left(\frac{e_t}{R_t} K_1 \frac{4R_c}{5} \frac{R'_c}{R'_t} K_2 \right)^2 + \left(\frac{e_{t'}}{R'_t} K_2 R'_c \right)^2 + e_{R'_c}^2 \quad (3.9)$$

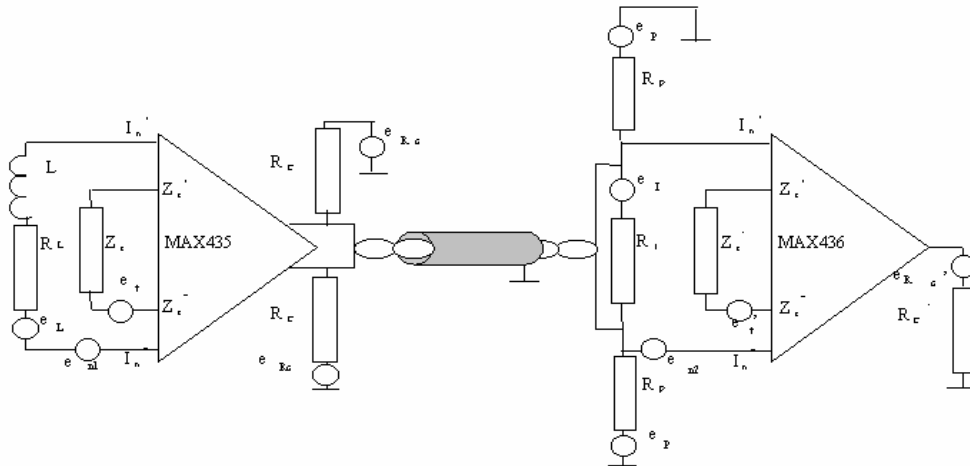


Figura 3.7. Fuentes de ruido en el circuito combinado MAX435 y MAX436.

En general, para el caso de las resistencias a temperatura ambiente ($\sim 25^\circ\text{C}$) se tiene que

$$e^2_R = 1,66 \times 10^{-20} R B_w \left(\frac{\text{V}^2}{\Omega\text{Hz}} \right)$$

Aquí, B_w es el ancho de banda. A continuación se listan los valores de resistencias del circuito.

	GRADIOMETRO	REFERENCIA.
R_t	20Ω	470Ω
R_c	50Ω	50Ω
R'_c	50Ω	50Ω
R_I	100Ω	100Ω
R'_t	43Ω	100Ω
R_p	$150\text{k}\Omega$	$150\text{k}\Omega$

Las densidades espectrales de ruido en el gradiómetro (V^2/Hz) son:

$$e^2_{R_t} = 5.3 \times 10^{-17} \text{V}^2/\text{Hz}$$

$$e^2_{R_c} = 3.3 \times 10^{-19} \text{V}^2/\text{Hz}$$

$$e^2_{R'_c} = 1.7 \times 10^{-18} \text{V}^2/\text{Hz}$$

$$e^2_{R'_t} = 7.1 \times 10^{-19} \text{V}^2/\text{Hz}$$

$$e^2_{R_p} = 2.5 \times 10^{-15} \text{V}^2/\text{Hz}$$

$$e^2_{R_c} = e^2_{R'_c} = 8.3 \times 10^{-19} \text{V}^2/\text{Hz}$$

El amplificador utilizado presenta una densidad espectral de ruido equivalente a la entrada de $e_n = 7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. En una banda de 10 Hz, se tendrá que

$$e_n \approx 22 \text{ nV} \Rightarrow e_n^2 = 4.9 \times 10^{-16} \text{ V}^2$$

El primer término de la ecuación (3.9) resulta predominante respecto a los demás una vez realizadas todas las operaciones. Así, el ruido total será

$$e_{n\text{total}} \approx \left(\frac{4R_c}{5R_t} K_1 K_2 \frac{R'_c}{R'_t} \right) e_{n1} = 1.1 \times 10^{-6} \text{ V} = 1.6 \text{ mV} \quad (3.10)$$

Para la referencia, dado que las magnitudes de las resistencias son similares, de nuevo el primer término es el factor predominante. Así, para la referencia

$$e_{n\text{total}} \approx \left(\frac{4R_c}{5R_t} K_1 K_2 \frac{R'_c}{R'_t} \right) e_n = 6.0 \times 10^{-8} \text{ V} = 0.03 \text{ mV} \quad (3.11)$$

Al comienzo del capítulo se estimó el valor que se esperaba para una señal de perturbación asociada con una muestra de agua salina de baja conductividad y con geometría cilíndrica. La misma se encuentra en el orden de fracciones de los microvoltios. Visto el nivel de ruido en esta conexión de amplificadores, se observa que los valores de la señal y del ruido, se encuentran en los mismos ordenes de magnitud para una muestra de estas características.

3.4.3. Tercera etapa de amplificación.

Al canal del gradiómetro se le añade a las dos etapas anteriores, otra etapa de amplificación diseñada con el AD811 en modo inversor. Finalmente se obtiene una ganancia total de 700 en el canal del gradiómetro. En las aplicaciones implementadas con los dos tamaños de gradiómetros construidos se conservaron las mismas ganancias.

En esta etapa, se ha incluido un filtro pasa bajo con frecuencia de corte de 200 kHz.

3.4.4. Medida de la fase, demodulación coherente.

Alcanzado los niveles adecuados de tensión en ambos canales se determina la fase de la señal del gradiómetro con respecto a REF. Para esto se utiliza un demodulador digital coherente basado en un procesador digital de señales (DSP), el cual fue diseñado y construido en la División de Instrumentación y Bioingeniería de la Universidad Politécnica de Cataluña [Bocanegra y Riu 1995]. Se realiza la medida consecutiva de la señal de la V_{REF} y del V_{grad} , así como la fase de la segunda respecto a la primera, con la ayuda de este equipo y un pequeño bloque de multiplexado. En la medida de fase es donde se expresa más claramente los beneficios del uso del gradiómetro y el valor de su cancelación. Esta situación queda patente en la figura 3.4.

Con esta información es posible calcular la SCR y derivar su parte real $Re(SCR)$ y su parte imaginaria $Im(SCR)$. De acuerdo con las consideraciones teóricas, sería posible determinar las variaciones de conductividad o del efecto combinado de la susceptibilidad magnética y permitividad eléctrica afectada por la frecuencia.

Con esta última etapa se completa el sistema de medida que permite determinar simultáneamente la parte real e imaginaria de la SCR y con ello la información ya descrita.

3.5. Errores sistemáticos.

Desde un punto de vista práctico es necesario tomar en cuenta todos los errores sistemáticos que se presenta al hacer medidas con una estructura de este tipo [Scharfetter 2001]. Los más importantes, y que deben ser evitados son:

- movimiento de objetos conductores o magnéticos cerca de la estructura
- derivas térmicas en los parámetros de la receptora
- desplazamiento del PGRAD respecto a la EXC en la dirección del eje del PGRAD
- errores de fase entre los canales

Estos resultados son interesantes y se deben tener muy presentes cuando se intente utilizar una estructura como ésta. También es importante el hecho de que estos errores afectan de una manera mucho más importante a $\text{Re}(\text{SCR})$ que a $\text{Im}(\text{SCR})$. Por esta razón, en general, la parte imaginaria de la SCR, $\text{Im}(\text{SCR})$, está menos corrompida que la real $\text{Re}(\text{SCR})$. Este hecho se debe tomar en cuenta siempre que sea posible y, según qué aplicación interese, aprovechar esta ligera inmunidad.