IMPETOM-C

Circuitos de generación de corrientes constantes de alta frecuencia y baja intensidad, para su inyección en la superficie del tórax de pacientes y circuitos de medidas de voltajes resultantes destinados a la determinación de la IMPEdancia eléctrica y a la reconstrucción TOMográfica de imágenes de cortes toráxicos para el seguimiento del edema del pulmón.

Proyecto y construcción de un prototipo aplicado a simuladores de pacientes para satisfacer los requerimientos del "Proyecto de fin de carrera" del Instituto de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería, Universidad de la República Oriental del Uruguay.

Estudiantes:

Adriana Ferreira
Alfredo Rodríguez

Docentes:

Ing. Franco Simini
Ing. Pablo Mazzara

Núcleo de Ingeniería Biomédica
Facultades de Medicina e Ingeniería
Hospital de Clínicas

Octubre 2000 – Diciembre 2002

Agradecimientos

Durante el tiempo que llevó la realización del proyecto, fue mucha la ayuda que recibimos. Queremos agradecer especialmente a todos aquellos que de alguna u otra forma colaboraron con nosotros apoyándonos y dedicando parte de su tiempo.

Gracias a:

Ing. Leonardo Díaz

Ing. Linder Reyes

Ing. Pablo Mazzara

Prof. Ing. Brian Brown

Dr. Ing. Ramón Bragós

Prof. Ing. Fernando Silveira

Docentes y compañeros del NIB: Prof. Agr. Ing. Franco Simini, Ing. Jorge Lobo, Javier Rodriguez, Javier Borca, Rodrigo Duarte, Rogelio Hernández, Rodolfo Suárez, Fiorella Haim, y Santiago González.

Nuestras familias y amigos.

INDICE

CAPÍTULO I
INTRODUCCIÓN

I.1 Tomografía por Impedancia Eléctrica 1
I.2 EIT y las patologías pulmonares 2

CAPÍTULO II
RECONSTRUCCIÓN DE LA IMAGEN

II.1 Procedimiento de la reconstrucción de la imagen 3
II.2 Los métodos de reconstrucción 3
II.2.a Métodos no lineales y lineales 3
II.2.b Métodos relativos y absolutos 4
II.3 Resolución 4
II.4 Discusión 5

CAPÍTULO III
SISTEMAS DE RECOLECCIÓN DE DATOS

III.1 Método de medida 6
III.2 Método de inyección de corriente 6
III.2.a Corrientes óptimas 7
III.2.b Corrientes constantes 8
III.3 Arquitectura de los electrodos 9
III.3.a Electrodos adyacentes 9
III.3.b Electrodos entrelazados 10
III.3.c Otras arquitecturas de electrodos 11
III.4 Electrodos 11
III.5 Sistemas multifrecuencia, bi-frecuencia y monofrecuencia 12
III.6 Monitoreo de la función pulmonar 13
III.7 Relación entre circuito y algoritmo en EIT 14

CAPÍTULO IV
DISEÑO DEL SISTEMA

IV.1 Sistemas en dos y en tres dimensiones 15
IV.2 Caracterización del sistema 16
IV.2.a Método de medida 16
IV.2.b Tipo de imagen reconstruida 16
IV.2.c Método de inyección de corriente 17
IV.2.d Sistemas multifrecuencia, bi-frecuencia y monofrecuencia 18
IV.2.e Arquitecturas de electrodos 19

IV.3 Número de electrodos 20
IV.4 Conclusión 21

CAPÍTULO V
GENERACIÓN DE LAS SEÑALES

V.1 Soluciones analógicas 22
V.1.a Osciladores lineales 22
V.1.b Generadores de funciones 23
V.2 Soluciones digitales 26
V.2.a Método de Interpolación 26
V.2.b Síntesis Directa Digital (DDS) 26
V.3 Evaluación 30
V.4 Implementación 31
V.4.a Espectro de la señal generada 32
V.5 Generación de la señal de sincronismo 34
V.5.a Solución al problema 1: diseño del integrador 35
V.5.b Solución al problema 2: multivibradores monoestables 37
V.5.c Solución al problema 3: comparador 47
V.5.d Discusión 48

CAPÍTULO VI
SISTEMA DE INYECCIÓN DE CORRIENTE

VI.1 Estabilidad de la corriente inyectada 49
VI.2 Espejo de corriente 51
VI.3 Fuentes de corriente controladas por voltaje 52
VI.3.a Fuente de corriente de carga flotante 52
VI.3.b FCCV con realimentación positiva 53
VI.3.c Buffer de corriente 56
VI.3.d Amplificadores operacionales de transconductancia (OTA) 59
VI.4 FCVV en EIT 60
VI.4.a Modelo 61
VI.4.b Errores en la inyección de corriente 62
VI.4.c Errores de la capacitancia de realimentación 63
VI.4.d Errores del voltaje de modo común 64
VI.4.e Errores de crosstalk 66
VI.4.f Limitación de continua 66
VI.4.g Directivas en el diseño 66
VI.4.h Conclusiones 67
VI.5 Diseño final del sistema de inyección de corriente 69
VI.5.a Una solución integrada: el amplificador con realimentación de corriente AD844 69
VI.5.b Usando el AD844 como FCCV 70
VI.6 Circuito de detección de saturación de la fuente de corriente 88
VI.7 Multiplexor de corriente 90

CAPÍTULO VII
SISTEMA DE MEDIDA

VII.1 Características de las señales a medir 93
VII.2 Descripción general de la etapa de medida 94
VII.3 Impedancia de entrada y acoplamiento AC 94
VII.4 Demodulación 95
VII.4.a Métodos de detección de amplitud 95
VII.4.b Demodulación síncrona usando un S&H 97
VII.4.c Implementación del demodulador diferencial 98
VII.4.d La técnica del capacitor flotante 99
VII.4.e Implementación del S&H de capacitor flotante 100
VII.5 Filtrado en la demodulación síncrona de capacitor switcheado 102
VII.5.a El ruido y la demodulación 102
VII.5.b Implementación de los filtros 105
VII.6 Diferenciación y Amplificación 109
VII.7 Canales paralelos vs multiplexados 112
VII.8 Diseño elegido - Resultados 113
VII.8.a Cálculo de SNR 115

CAPÍTULO VIII
SEGURIDAD DEL PACIENTE

VIII.1 Efectos fisiológicos de la electricidad 117
VIII.2 Aislación de la alimentación eléctrica 118
VIII.2.a Ambiente eléctrico en la cercanía del paciente 118
VIII.2.b Sistemas aislados de alimentación 119
VIII.3 Peligros de macroshock 122
VIII.3.a Fallas eléctricas en el equipamiento 122
VIII.4 Aislación eléctrica 122
VIII.4.a Señales de IMPETOM a ser aisladas 123
VIII.4.b Dispositivos aisladores 124
VIII.4.c Diseño de la aislación de las señales para IMPETOM 125

CAPÍTULO IX
IMPLEMENTACIÓN

IX.1 PCB 127
IX.2 Cables y electrodos 131
IX.2.a Uso de conductores blindados 131
IX.2.b Guardas Activas 132
IX.2.c Elección de los electrodos 133

CAPÍTULO X
BLOQUE DE CONTROL

X.1 Elección de la implementación 136
X.2 Circuito de control 136
X.3 Esquema de la paca de control 138

CAPÍTULO XI
TIEMPOS Y COSTOS

XI.1 Tareas y dedicación horaria 140
XI.2 Costos 142
XI.2.a Costos de desarrollo 142
XI.2.a Costos de un primer ejemplar 144
XI.2.a Costos de producción 144
XI.3 Conclusiones 145

CAPÍTULO XII
RESULTADOS

XII.1 Generalidades 147
XII.2 Ensayos con impedancias conocidas 148
XII.2.a Análisis 149
XII.3 Ensayos con un fantoma 151
XII.4 Medida de performance 153
XII.4.a Generación de señales y sistema de inyección de corriente 153
XII.4.b Sistema de medida de voltajes 154
XII.4.c Reconstrucción de una imagen en un fantoma 156
XII.5 Conclusiones 157
XII.5.A Literatura en EIT 157
XII.5.b Diseño del DAS 158
XII.5.c Trabajo futuro 158

APENDICES

A.- Mails recibidos de investigadores internacionales

REFERENCIAS

INDICE DE FIGURAS

I.1 Diagrama general de un sistema EIT.
III.1 Principio de reciprocidad.
III.2 Arquitectura de electrodos adyacentes para N = 16 electrodos. Aplicando la corriente I se miden los voltajes de V_2 a V_{14} .
III.3 Sistema con conción de 16 electrodos entrelazados.
V.1 Estructura básica de un oscilador lineal.
V.2 Diagrama de bloques del MAX 038. (Extraído de la hoja de datos)
V.3 Acumulación de fase para la generación de una onda sinusoidal.
IV.4 Salida del DDS mostrando los efectos de la no linealidad de los DAC.
IV.5 Esquema del circuito de generación de señal de IMPETOM.
IV.6 Influencia real en el error del tercer armónico de la señal generada (medidas tomadas sobre el circuito de IMPETOM: 12/02).
V.7 Funcionamiento del LTC1043 a partir de una entrada de sincronismo externa. (Extraído de la hoja de datos del LTC1043)
V.8 Diseño de un integrador inversor o de Miller.
V.9 Diseño de integrador con ganancia finita en DC.
V.10 Diagrama de Bode para la transferencia del integrador de la V.9
V.11 (a) Diodos a la entrada de una compuerta CMOS de dos entradas.
(b) Diodos a la entrada de una compuerta CMOS cuando las dos entradas se unen.
V.12 Circuito equivalente de salida de una compuerta CMOS cuando: (a) la salida es baja y (b) la salida es alta.
V.13 Diagrama del circuito monoestable con compuertas NOR.
V.14 Análisis temporal de las señales involucradas en el circuito de la Figura V.13
V.15 Diagrama de bloques con al estructura interna del 555. (Extraído de la hoja de datos)
V.16 Diseño de monoestable basado en el 555. (Extraído de la hoja de datos)
V.17 Formas de onda involucradas en el circuito monoestable de la V.15
V.18 Diferenciador de pulso.
V.19 Formas de onda a la entrada y a la salida del diferenciador de pulso.
V.20 Estructura interna del CD4538. (Extraído de la hoja de datos)
V.21 Circuito para el monoestable CD4538.
V.22 Adaptador de niveles de tensión con un BJT.
V.23 Comparador usando el LM311.
VI.1 Modelo de la fuente de corriente.
VI.2 Símbolo del espejo de Corriente (extraído de [1]).
VI.3 Espejo de corriente básico con BJT.
VI.4 Fuente de corriente de carga flotante.
VI.5 Fuente de corriente controlada por voltaje con realimentación positiva.
VI.6 Fuente de corriente de Howland. (Extraído de [1])
VI.7 Buffer de corriente.
VI.8 Flujo de corriente para voltajes de entrada positivos.
VI.9 Flujo de corriente para voltajes de entrada negativos.
VI.10 Cancelación del offset a la salida.
VI.11 Circuito equivalente del OTA.
VI.12 Circuito equivalente para la etapa de inyección de corriente y para un canal de medida.
VI.13 Fuente de corriente de carga flotante formada por dos fuentes single-ended.
VI.14 Modelo para el ruido y voltaje de offset del AD844. (Extraído de la hoja de datos)
VI.15 Diagrama equivalente del AD844 y sus conexiones actuando como FCCV.
VI.16 Esquemático del modelo equivalente del AD844.
VI.17 Situación sin el buffer de entrada.
VI.18 Situación con el buffer de entrada.

VI.19 Sistema realimentado con una resistencia.
VI.20 Sistema con lazo de realimentación de continua.
VI.21 Diagrama de bloques del sistema realimentado (DCFB: DC feedback).
VI.22 Diagrama del sistema sin realimentar.
VI.23 Circuito equivalente del sistema sin realimentación.
VI.24 Circuito equivalente del sistema con realimentación de continua.
VI.25 Modelo para la impedancia de carga.
VI.26 Amplitud del pico de resonancia en la respuesta en frecuencia de la corriente de salida del circuito de la Figura VI.24.
VI.27 Frecuencia natural amortiguada para la corriente de salida del circuito de la Figura VI.24.
VI.28 Tiempo de establecimiento (a menos de una constante) para la corriente de salida del circuito de la Figura VI.24.
VI.29 Respuesta en frecuencia del sistema de inyección de corriente.
VI.30 Envolvente máxima de la onda de corriente de salida.
VI.31 Respuesta al escalón del sistema de inyección de corriente.
VI.32 Sistema de inyección de corriente con realimentación de continua. (a) Configuración no inversora. (b) Configuración inversora.
VI.33 Ensayo para el cálculo de la impedancia de salida.
VI.34 Circuito de la Figura VI.33 con R2 conectada.
VI.35 Circuito de la Figura V.33 con R2 desconectada.
VI.36 Circuito de detección de saturación de la fuente de corriente.
VI.37 Señales en el circuito de la Figura VI.36
VI.38 Sistema de inyección de corriente para IIMPETOM con multiplexores 16:1.
VI.39 Capacidades parásitas y resistencia de contacto existentes en el multiplexor analógico de IMPETOM.
VII.1 Diagrama de bloques de un demodulador sincrónico. (Extraído de [51])
VII.2 Formas de onda de un demodulador AM sincrónico. (a) Señal de referencia; (b) Señal de entrada sinusoidal con un defasaje de 0º; (c) Producto de las señales a y b; (d) Señal de entrada con un defasaje de 90º; (e) Producto de las señales a y d.
VII.3 Demodulación de una señal modulada en AM usando un S&H: (a) señal aplicada; (b) señal recibida: la diferencia de fase entre (a) y (b) es υ (c) tren de pulsos el cual maneja la entrada de muestreo del S&H para la estimación de la parte real, y (d) tren de pulsos para la parte imaginaria. Ambos trenes pueden ser obtenidos mediante un generador digital de onda.
VII.4 Tres implementaciones del demodulador diferencial sincrónico.
VII.5 Sistema de medida con demodulación mediante técnica de capacitor flotante.
VII.6 S&H construido con uno de los switches del LTC1043.
VII.7 Inyección de carga de un switch vs voltaje a la entrada.
VII.8 Modelo del switch del LTC1043 y Cs.
VII.9 Modelo del switch del LTC1043, Cs y Ch.
VII.10 Tipo de filtro a utilizar, y sus parámetros.
VII.11 Implementación del filtro pasabanda, cuya característica principal es la de proveer alto CMRR a la etapa de medida.
VII.12 Respuesta del filtro pasabanda.
VII.13 Filtro formado por los condensadores C_s, $C_{h,}$ Ron de los switches del LTC1043, y las resistencia de polarización del INA114.
VII.14 Respuesta del filtro de la Figura VII.13, con Rpol = 47kΩ.
VII.15 Respuesta del filtro de la Figura VII.13, con Rpol = 2.2MΩ.
VII.16 Esquema general de un canal de medida.
VII.17 Señal resultado de diferenciar dos entradas de 200mV y 100mV respectivamente, y señal correspondiente a la salida del demodulador.
VII.18 Forma de la señal demodulada.

VII.19 Salida del LTC1043 como respuesta a la diferencia de dos sinusoides a 50kHz cuya diferencia es de 100mV.
VII.20 Salida total del canal de medida como respuesta a la diferencia de dos sinusoides a 50kHz cuya diferencia es de 100mV – la ganancia total es 51.
VIII.1 Tipos de corrientes de fuga.
VIII.2 Esquema típico de aislación en EIT.
VIII.3 Fuente de grado médico modelo MBB15-1.5A
VIII.4 Esquema de aislación en EIT con el bloque de control externo al PC.
VIII.5 ISO122 separa la fuente no aislada (S2) de la aislada (S1)
VIII.6 Filtro π opcional para minimizar el ruido de realimentación de las fuentes de alimentación; filtro de salida para remover el ripple a 500kHz.
IX.1 Ruteo de señales analógicas y digitales.
IX.2 Layout del PCB de IMPETOM.
IX.3 Acoplamiento AC y guarda.
IX.4 Diagrama esquemático de un electrodo activo desarrollado en la Universidad de KEELE. (Extraído de [20])
IX.5 Electrodo compuesto; la corriente no pasa a través del electrodo de voltaje. (Extraído de [26])
IX.6 Placa IMPETOM-C y conjunto de cables conectados.
X.1 Programación del PLD.
X.2 Esquema general del bloque de control.
X.3 Placa de control implementada por IMPETOM-C
XI.1 Comparación porcentual del tiempo dedicado a las tareas del proyecto
XI.2 Gráfico de las HH dedicadas por mes.
XII.1 Numeración de electrodos y estrategia de inyección de corriente.
XII.2 Modelo típico de las impedancias presentes entre el par de electrodos de corriente y un par de electrodos de voltaje en EIT.
XII.3 Exactitud promedio para las medidas de voltaje para una vuelta completa del par de corriente.
XII.4 Exactitud en las medidas de voltaje para las posiciones 01 a la 16 del par inyector (no se consideran las medidas que involucran por lo menos un electrodo de corriente).
XII.5 Medidas de voltaje en fantoma para una distribución de conductividad uniforme (par de corriente Nº 1).
XII.6 Medidas de voltaje en fantoma con un cuerpo de baja conductividad entre los electrodos 2 y 3 (par de corriente Nº 1).
XII.7 Fantoma sin y con “objetivo” entre electrodos 2 y 3.
XII.8 Gráfico con los valores de SNR estimados (par de inyección = Nº 1).
XII.9 Imagen reconstruida: se observa el fantoma con el objetivo entre los electrodos 2 y 3, y la imagen que se reconstruyó a partir de los datos relevados.
XII.10 Proyecto IMPETOM-C.

INDICE DE TABLAS

III.1 Características de los sistemas Sheffield de EIT. (Extraído de [3])
V.1 Alternativas manejadas en el diseño del adaptador del pulso de sincronismo.
VI.1 Resumen de los modelos de FCCV estudiados.
VI.2 Magnitud de la impedancia de salida a 50 kHz de los posibles modelos para la fuente de corriente.
VI.3 Principales características de multiplexores CMOS analógicos estudiados.
VII.1 Comparación de ruido y CMRR de los IA

VIII.1 Corrientes máximas que pueden aplicarse *in vivo* según la IEC 601-1.
VIII.2 Fuente de grado médico modelo MBB15-1.5A
IX.1 Comparación de precios en plaza y en el exterior, para elección del cable y conectores.
XI.1 Horas dedicadas según tareas.
XI.2 Detalle de gastos en componentes.
XI.3 Gastos totales.
XI.4 Costos de un único sistema IMPETOM (DAS).
XI.5 Costos de producción para el DAS del equipo IMPETOM
XI.6 Costos estimados de producción para el equipo total IMPETOM
XII.1 Valores de CMRR medidos en cada uno de los 16 canales de medida

I. Introducción

I.1 Tomografía por Impedancia Eléctrica

La Tomografía por Impedancia Eléctrica (EIT– Electrical Impedance Tomography) es una técnica de mapeo de la distribución de conductividad eléctrica (real y/o compleja) dentro de algún elemento. La información de conductividad se obtiene a partir de la medida de voltaje en la periferia de la región de estudio como resultado de corrientes aplicadas externamente. Los tejidos del cuerpo humano despliegan una gama amplia de conductividad y por lo tanto EIT es un método potencial para llevar a cabo la reconstrucción de imagen usando la conductividad como el parámetro a ser trazado [1].
Se debe tener en cuenta para la interpretación de los resultados obtenidos, que la impedancia bioeléctrica es generalmente una función de la estructura de las células y el tejido, contenido graso y de agua, salinidad del tejido, temperatura y fase (congelado o descongelado) [2].

El diseño de un sistema médico EIT generalizado se ilustra en la Figura I.1 que comprende un conjunto de electrodos aplicado al paciente, normalmente colocados equidistantemente alrededor de la región de interés (RDI) dentro de un único plano, el sistema de adquisición de datos (DAS –Data Adquisition System) y una computadora que ejecuta un algoritmo para reconstruir las imágenes de impedancia.

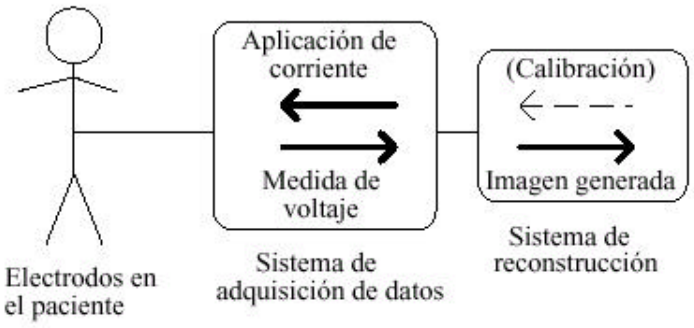


Figura I.1 Diagrama general de un sistema EIT.

Típicamente, el sistema genera una imagen en dos dimensiones (2-D) en el plano de los electrodos.

Se utiliza corriente alterna en lugar de corriente continua por dos grandes razones:

- La corriente continua aplicada a la piel causa una acción electrolítica bajo el electrodo y puede producir úlceras.

- La corriente alterna máxima que puede aplicarse en forma segura es dependiente de la frecuencia y aumenta linealmente con ésta entre 1kHz y 100kHz. La exactitud de los datos de voltaje mejora con el aumento de las corrientes aplicadas porque corrientes mayores resultan en mayores voltajes y por consiguiente en una mayor relación señal a ruido (SNR) [1].

Lo último implica que el uso de frecuencias altas puede producir datos más exactos. Por el contrario, la exactitud del sistema de adquisición de datos puede degradarse a frecuencias muy altas debido a los efectos de capacidades parásitas. El rango de frecuencia más popular usado en EIT es de 10kHz a 1MHz.

EIT tiene varias ventajas sobre otras técnicas de reconstrucción de imagen, como el costo relativamente bajo; su tamaño reducido, debido a la ausencia de transductores grandes; y la facilidad de integración en un sistema completamente electrónico. Todo esto, sumado a que se trata de un método no invasivo e inocuo (lo que constituye una fuerte ventaja sobre la radiografía de rayos X), hace de la EIT una solución apta para realizar el monitoreo en el largo término.
EIT, sin embargo, tiene sus propias limitaciones. Éstas incluyen baja resolución, debido al número limitado de medidas independientes que son obtenidas en la práctica [1]. Por otro lado, las imágenes se ven afectadas por la posición y los movimientos toráxicos del paciente debido a la respiración, y la ubicación relativa de los electrodos.

I.2 EIT y las patologías pulmonares

El seguimiento de patologías pulmonares es una posible aplicación de la EIT, ya que la mayoría de éstas es asociada con cambios en la resistividad, debido a un cambio en la distribución normal de fluidos pulmonares o a causa de la existencia de regiones pulmonares pobremente ventiladas [3].
La EIT permite recoger señales cuyas características varían según el contenido acuoso de los tejidos, distinguiéndose las zonas hiperhidratadas de las hipohidratadas.
En adultos normales la impedancia eléctrica a través del pecho, se encuentra típicamente en el rango de 20-30Ω y puede variar hasta un 5% desde la inspiración a la expiración.
El tejido del pulmón está normalmente constituido por aproximadamente 80% de aire y 5% de fluido, y esto tiene relativamente alta impedancia de entre 10 a 20Ωm.
Cualquier aumento sustancial en la proporción del fluido en los pulmones, debería por lo tanto producir un descenso significativo de la impedancia. Esto ha sido confirmado por estudios en animales (“in vivo”) en 1970 [4].
Esto hace que los sistemas EIT sean aptos para el seguimiento de pacientes con edema pulmonar. Por esto, EIT debería ser visto como un sistema funcional de monitoreo de imagen y no como un sistema de imagen anatómica (es decir de caracterización de tejidos) [5].

II. Reconstrucción de la imagen

Este capítulo introduce el tema de la reconstrucción de la imagen que fue objeto de estudio de otro grupo (IMPETOM-I) y se encuentra fuera del alcance de este proyecto. Sin embargo debido a la interrelación existente entre software y hardware en un sistema EIT, los métodos de la reconstrucción de imagen forman parte de los criterios de diseño del sistema de adquisición de datos (DAS).

II.1 Procedimiento de reconstrucción de la imagen

Mediante la EIT se reconstruye la distribución de la conductividad interior de un objeto a partir de las medidas eléctricas realizadas en su superficie.
En la forma discreta, si $\boldsymbol{g}$ es un vector de medidas de voltaje en la frontera de la región en estudio y $\boldsymbol{c}$ es un vector que representa la distribución interna de la conductividad, entonces éstos estarán relacionados por una matriz de transformación directa $\boldsymbol{S}$, tal que:

$$\boldsymbol{g} = \boldsymbol{S}\,\boldsymbol{c}$$

Esta transformación es sin embargo complicada, ya que la relación entre las medidas de voltaje en la superficie, y la distribución de conductividad es no-lineal.
El establecimiento de esta transformación y el cálculo de su inversa, necesaria para la reconstrucción de la imagen (lo que se denomina como el problema inverso), no es por consiguiente un ejercicio trivial [3].

II.2 Los Métodos de reconstrucción

II.2.a Métodos no lineales y lineales

Las técnicas de reconstrucción de la imagen de la conductividad generalmente pueden ser clasificadas en dos tipos distintos: aquéllas que buscan una reconstrucción completa de la distribución de conductividad, tomando en cuenta la no linealidad del problema inverso, y aquéllas que usan un método lineal de reconstrucción.
El resultado obtenido por los métodos dentro del segundo tipo, es menos exacto,
aunque son más rápidos.

La mayoría de los algoritmos iterativos y del tipo *"layer stripping"* (algoritmo de un solo paso basado en el uso de corrientes óptimas), intentan considerar los aspectos no lineales del problema.

Dentro de los algoritmos que asumen una relación lineal entre el voltaje medido y la conductividad, se encuentran algunos algoritmos iterativos como ser los métodos de sensibilidad (sensitivity methods), y los métodos no iterativos basados en el algoritmo de retroproyección (backprojection). Estos últimos han sido probados en situaciones prácticas [1]. Dentro de éstos, la técnica APT (Applied Potential Tomography) ha demostrado su habilidad para producir imágenes en vivo en varias aplicaciones clínicas [6].

II.2.b Métodos relativos y absolutos

Otra posible clasificación de las estrategias de reconstrucción de imagen es la que se refiere al uso de métodos relativos o métodos absolutos.

Métodos relativos

Los métodos relativos involucran la realización de un conjunto de medidas, llamado referencia; por otra parte se obtiene otro conjunto de medidas conocido como conjunto de datos obtenido en condiciones diferentes que el primero. Los datos que se pasan al algoritmo de reconstrucción son los que se obtienen a partir de la diferencia normalizada del conjunto de datos con respecto a los datos de referencia (obteniéndose una *imagen diferencial*). Obteniendo ambos conjuntos de medidas con el mismo juego de electrodos y en las mismas posiciones en el cuerpo, el algoritmo produce imágenes consistentes con la región a ser reconstruida [6].

Dentro de este grupo se encuentran los *métodos dinámicos*, los cuales exhiben la variación de impedancia en una sección a lo largo del tiempo [1].
Aquí el conjunto de datos es obtenido después de que algún cambio ha ocurrido con respecto a la referencia (por ejemplo, debido a la ventilación o al flujo sanguíneo dentro de los pulmones). Mediante imagen dinámica, no se pueden reconstruir estructuras cuya impedancia no cambie (o cambie apenas) en el tiempo [7].

Un desarrollo más reciente, es la aplicación de algoritmos de reconstrucción de imagen a partir de cambios en la conductividad con respecto a la frecuencia de excitación en lugar de tiempo. Estos métodos son denominados *métodos relativos multifrecuencia* [1]. Los sistemas multifrecuencia permiten la obtención de imágenes anatómicas que posibilitan la caracterización del tejido, sin la necesidad de la alta precisión que requieren otros sistemas tanto en la circuitería como en el modelo [8].

Métodos absolutos

Estos métodos permiten la reconstrucción de la distribución absoluta de la conductividad a partir de valores absolutos en la impedancia medida.

II.3 Resolución

Tal como se mencionó anteriormente, una limitación importante del sistema EIT comparado con los sistemas de tomografía en general, es la resolución limitada de la imagen final.

La resolución depende del número de medidas independientes que pueden obtenerse de la región, que es a su vez dependiente del número de electrodos. Sin embargo, aumentando simplemente el número de electrodos no alcanza para superar este problema. Esto es debido a las dificultades prácticas de aplicar un gran número de electrodos al cuerpo, la complejidad asociada a la electrónica que permite medir las señales con precisión en un rango dinámico grande, y las dificultades de procesamiento de la inmensa cantidad de datos.

La resolución de la imagen también es dependiente de la distancia con respecto a la frontera de la región. En general, la resolución disminuye cuánto más lejos se esté de la frontera de la imagen reconstruida y es mínima en el centro [1].

II.4 Discusión

La obtención de imágenes de la distribución absoluta de la impedancia eléctrica en humanos, usando técnicas EIT, presenta varios problemas, como ser la no-convergencia de los algoritmos de reconstrucción y la presencia de errores residuales.
Estos errores tienen su causa principal en el mal conocimiento a priori del tamaño del cuerpo y de las posiciones de los electrodos. Por esta razón, es muy difícil la obtención de imágenes en vivo.
El método de corrientes óptimas, que fue propuesto como una alternativa para posibilitar la imagen absoluta (ver Capítulo III “Sistemas de Recolección de Datos”), ha tenido problemas similares, debido a las mismas razones. Además la complejidad del instrumento y del algoritmo de reconstrucción es muy alta. No obstante, fueron obtenidas imágenes de un cuerpo humano usando este método [7].

Ocurrirán errores significativos en la imagen reconstruida si la geometría del objeto (la forma y las posiciones de los electrodos), se desvía ligeramente de la geometría esperada que se usó en la formulación del algoritmo de reconstrucción. No es sorprendente por consiguiente que las técnicas basadas en la reconstrucción de imagen diferencial, parezca ser el único método viable para producir imágenes en-vivo, debido a que esta técnica tiende a cancelar estas diferencias.
La desventaja de los métodos de imagen diferencial, es que sólo pueden producirse imágenes a partir del cambio normalizado en la conductividad en lugar de imágenes de conductividad absoluta ofrecida por otros métodos.
Aunque en vivo se han producido imágenes absolutas usando el algoritmo de NOSER de Cheney (1990), los resultados presentados aparecen bastante distorsionados en todos los rasgos anatómicos que se manifiestan hacia la frontera de la región. Además se ha comprobado que los métodos iterativos que producen imágenes en-vivo, son aquellos que se detienen en la primera iteración [3].

En general, los algoritmos estáticos de reconstrucción (no dinámicos) sufren de una alta sensibilidad frente a los errores de medida. Debido a esto, para medidas en vivo muchas veces se considera la imagen dinámica, que a pesar de ser menos general que la imagen estática, es más robusta.
La imagen dinámica reduce significativamente los efectos de la geometría desconocida en la reconstrucción de la imagen, siempre y cuando estas perturbaciones se mantengan constantes en el tiempo. Además los métodos de imagen dinámica pueden tratar con la variabilidad en las impedancias de contacto y el área de los electrodos, y diferencias entre las ganancias de los distintos canales de medida de voltaje.
De todos modos, en el caso específico de tratar patologías pulmonares, se debe notar que la actividad respiratoria involucra un movimiento rítmico de la caja intercostal equivalente a un 10% de la dimensión anterior-posterior. Esto resulta en un movimiento de los electrodos, lo cual viola la hipótesis de geometría constante de la imagen dinámica, y tiende a introducir “artefactos” en las imágenes reconstruidas, lo cual debe ser tenido en cuenta en la interpretación de las imágenes [9].

III. Sistemas de recolección de datos

Tal como se vio en el capítulo II, el problema directo *(forward problem)* permite encontrar la distribución de voltaje en la periferia de la región, conociendo la distribución de conductividad y la especificación de las condiciones de borde. La reconstrucción de la imagen es un ejemplo del problema inverso *(inverse problem)* en el que se intenta recuperar la distribución de conductividad a partir de las medidas de voltaje de la frontera.
Excepto bajo circunstancias muy especiales, un solo juego de medidas de la periferia no será información suficiente para determinar la distribución única de conductividad en la región de estudio. Para reconstruir una imagen, se exige por lo tanto la aplicación de varios conjuntos de medidas independientes [3].

Las medidas de voltaje no deben incluir el efecto de la impedancia de contacto del electrodo, la cual es impredecible, particularmente para los electrodos que se aplican sobre la piel [12].

III.1 Método de medida

Dado que para alcanzar la meta impuesta por un sistema de EIT, se debe relevar la distribución de conductividad de la región de interés (RDI), surge como disyuntiva inicial la elección entre un sistema con inyección de corriente y medida del voltaje generado, y uno con aplicación de voltajes y medida de corriente provocada (Kim y Woo, 1987).
La tendencia en este aspecto es prácticamente unánime a favor de los sistemas de inyección de corriente y medida de voltaje. En los sistemas de aplicación de voltaje, uno de los grandes factores de error es la incertidumbre de la impedancia de contacto, es decir la debida a la interfaz electrodo-piel. La existencia de la impedancia de contacto producirá una caída de voltaje desconocida a través de ella, lo que se traduce en un error entre la magnitud de tensión que se cree se está aplicando y la que realmente se aplica en la periferia de la región de estudio.
En los sistemas de inyección de corriente, la impedancia de contacto no tiene incidencia sobre la tensión medida, debido a que la corriente que fluye a través de los electrodos de voltaje es nula como consecuencia de la alta impedancia de entrada del circuito de medida.

III.2 Método de inyección de corriente

Existen dos tipos fundamentales de estrategias de recolección de datos en EIT. En una, la corriente, de valor constante, es inyectada a través de un electrodo y retirada por otro, mientras que las medidas de voltaje son realizadas en todos los demás electrodos. Esta técnica es llamada de **corrientes constantes**. En la segunda, distintos patrones de corriente son inyectados en todos los electrodos simultáneamente, mientras que la medida de voltaje es realizada en todos los mismos electrodos o en un grupo independiente de éstos. Esta es la llamada técnica de **corrientes óptimas**.

III.2.a Corrientes óptimas

Para aumentar al máximo la resolución de la imagen final, es necesario hacer tantas medidas independientes como sea posible. Para lograr esto se aplica un grupo de patrones de corriente en la periferia de la región.
El número de patrones no puede exceder el número de electrodos de corriente menos uno, pero éstos deben tomar cualquier forma con tal de que ninguno sea formado por la combinación lineal de cualquiera de los otros.
El mejor u óptimo patrón de corriente, es el que produce el mayor cambio en los voltajes del borde para una distribución de conductividad dada, comparada con una distribución uniforme. La generación de patrones óptimos de corriente requiere un sistema donde los electrodos de corriente actúen en forma simultánea.
La opción más usada es el **esquema trigonométrico**. Dicho esquema aplica un patrón de corrientes cuyas magnitudes están determinadas por las siguientes ecuaciones:

$$I_q = A\cos(nq)$$
$$1 \le n \le e/2$$

o

$$I_q = A\,sen(nq)$$
$$1 \le n \le (e-1)/2$$

donde **A** es la corriente máxima, **e** es el número de electrodos de corriente y **q** es la posición angular al centro del electrodo de corriente [1].
El sistema descrito por Newell [9], aplica corrientes a todos los electrodos a la vez, y mediante un algoritmo iterativo se crea un patrón de corrientes que genera la máxima "distinguibilidad" entre objetivos en un fantoma, donde se emulan las condiciones reales de la región bajo estudio (medidas *in vitro)* [6].

En la técnica conocida como **Adaptive Current Tomography**, las corrientes son aplicadas y los voltajes son medidos simultáneamente en todos los electrodos.
El voltaje medido será por consiguiente sensible a la impedancia de contacto (desconocida) que es formada por la interfaz electrodo-piel. Aun cuando la piel haya sido preparada mediante gel, éstas impedancias de contacto (que en la práctica no están equilibradas), causarán una caída de voltaje desconocida y significativa a través de la interfaz. Por lo dicho, se comprobó que mediante estas técnicas es difícil crear imágenes *in vivo.* Paulson (1994), quien también utiliza corrientes óptimas, ha optado por consiguiente por electrodos separados para la inyección de corriente y para la medida de voltaje [3].

Las imágenes son muy diferentes en apariencia a las obtenidas por los sistemas de corriente constante y no muestran los contornos pulmonares tan claramente como estos últimos [1].

En estos sistemas se debe aplicar un determinado número de patrones de corriente, y como las corrientes óptimas dependen del objetivo, la corriente inyectada por cada par de electrodos debe ser programable.
Como una alternativa al método trigonométrico, en una primera aproximación las corrientes pueden ser tratadas como independientes, con un coeficiente fijo relacionando el valor programado con la corriente suministrada.
Un modelo más preciso, involucra una matriz de coeficientes para la interacción de cada electrodo de corriente con todos los otros electrodos de corriente. Los coeficientes de esta matriz, son dependientes de la carga y son determinados empíricamente. Luego de que el primer conjunto de medidas de corriente ha sido

realizado para determinar los coeficientes, el patrón a inyectar es programado para alcanzar el conjunto de corrientes deseado [12].

Como ya se vio estos sistemas requieren múltiples fuentes de corriente, que deben estar muy bien ajustadas, ya que de lo contrario pueden existir corrientes de retorno que fluirán hacia tierra a través de la impedancia de entrada de los receptores. Ya que este valor debe ser idealmente alto para minimizar los errores de medida, este desequilibrio producirá un significativo voltaje en modo común [6].

III.2.b Corrientes constantes

Una solución práctica al problema asociado con la impedancia de contacto desconocida, es aislar las dos funciones de los electrodos, de forma tal que un electrodo no se use simultáneamente para la inyección de corriente y en la medida de voltaje.
Para cada medida, se tiene por consiguiente dos pares de electrodos, uno para la inyección de corriente en la región (par de corriente), y un segundo para medir el voltaje en la frontera (par de voltaje), esta configuración se denomina *tetrapolar o de 4 electrodos.* En el método de corrientes constantes se usa una configuración de 4 electrodos y se inyecta una corriente de valor constante en un par de electrodos a la vez.

Todos los sistemas de recolección de datos desarrollados en la Universidad de Sheffield [3], realizan medidas usando una configuración tetrapolar de electrodos (ver Tabla III.1).

Incluso con el uso de un sistema tetrapolar, algunos problemas todavía persistirán debido al desequilibrio entre la impedancia de contacto de cada electrodo y las capacidades parásitas. Los errores en la medida introducidos por las capacidades parásitas afectan predominantemente la componente imaginaria de la impedancia, y por esta razón, los sistemas Sheffield de recolección de datos procesan sólo la parte real de la señal compleja.

	MK1[†]	MK2[†]	MK3a[‡]	MK3b
operating frequency (kHz)	50	20	9.6 - 1220	9.6 - 1220
applied current (mA)	5	5	0.25 - 2	0.25 - 2
frame rate (s^{-1})	10 / 24	25	33.4 (66.8)	16.7
reconstruction time (s)	1 - 5	0.04	0.1	1.2
electrode configuration	16 adjacent	16 adjacent	16 interleaved	64 interleaved
# independent measurements	104	104	49	784 (3D)
signal to noise ratio (dB)	51	68	61 @ 9.6kHz	43 @ 9.6kHz

Tabla III.1 Características de los sistemas Sheffield de EIT. (Extraído de [3])

Incorporando un circuito de medida de voltaje con impedancia de entrada suficientemente alta, el flujo de corriente por el par de voltaje será despreciable y así el error de voltaje se eliminará. La impedancia de contacto en los electrodos de inyección de corriente también tendrá un efecto despreciable si se usa una fuente de corriente constante y exacta [3].

Este método de corrientes constantes requiere una electrónica más simple que el esquema de corrientes óptimas porque se manejan sólo dos electrodos de corriente a la vez. Esto es, una sola fuente de corriente multiplexada entre todos los pares de electrodos por turno. Esta es la arquitectura más simple que logra satisfacer los requerimientos de la mayoría de los algoritmos de reconstrucción [6].

Las dos configuraciones más usadas en los sistemas de corrientes constantes son la arquitectura de electrodos adyacentes y la de electrodos entrelazados.

III.3 Arquitectura de los electrodos

III.3.a Electrodos adyacentes

Brown (1985), llevó a cabo tal estrategia aplicando la corriente y midiendo el voltaje entre pares de electrodos adyacentes. Usando N electrodos puestos alrededor de un objeto, pueden obtenerse (N - 1) medidas de voltaje independientes. La última medida no es independiente ya que puede encontrarse por superposición.
Aplicando corriente entre dos electrodos adyacentes e ignorando cualquier par de electrodos de medida que coincida con alguno de los electrodos de corriente (para evitar el efecto de la impedancia de contacto ya comentado), el número de medidas independientes se reduce a (N - 3), como es mostrado en la Figura III.2.
Para obtener varios grupos de medidas independientes, la corriente se inyecta a través de todos los electrodos adyacentes posibles, un par a la vez. Esto daría
N(N - 3) medidas, pero éstas no son todas independientes ya que la reciprocidad reduce éstos a N(N - 3)/2 (ver Figura III.1) [3].

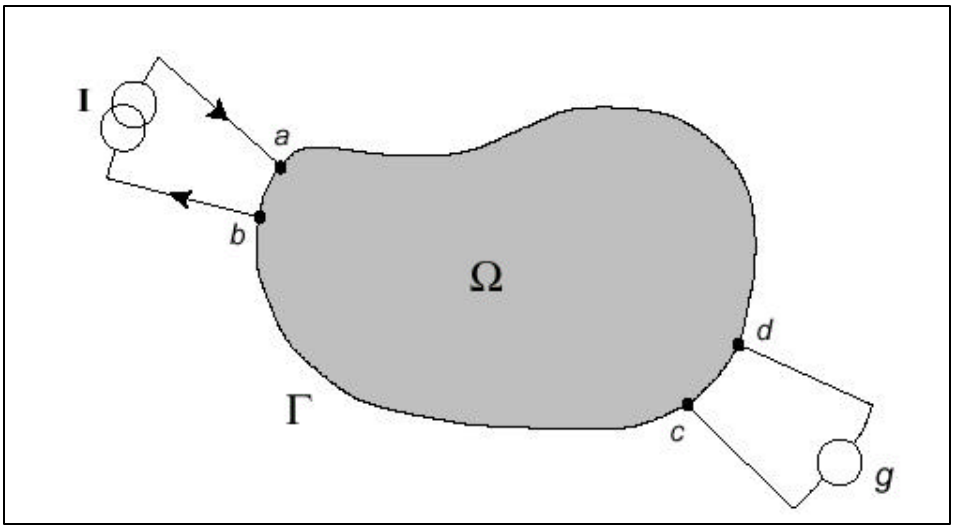


Figura III.1 Principio de reciprocidad.

Según el principio de reciprocidad, si se inyecta una corriente **I** en la región **W** a través de los electrodos **a-b**, el voltaje que es medido por **g** entre los electrodos **c-d**, será igual que el medido entre **a-b** si la misma corriente **I** es inyectada entre los electrodos **c-d** [3].

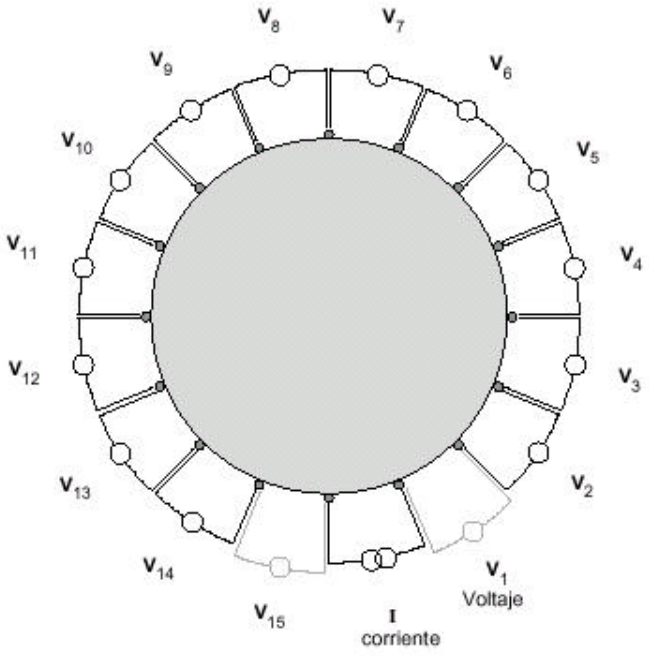


Figura III.2 Arquitectura de electrodos adyacentes para N = 16 electrodos. Aplicando la corriente I se miden los voltajes de V_2 a V_{14}.

III.3.b Electrodos entrelazados

Como una alternativa a la arquitectura de electrodos adyacentes, un formato entrelazado *(interleaved)* fue adoptado por algunos autores, en el que electrodos especializados de inyección de corriente y electrodos de medida de voltaje son colocados en forma alternada alrededor del objeto.

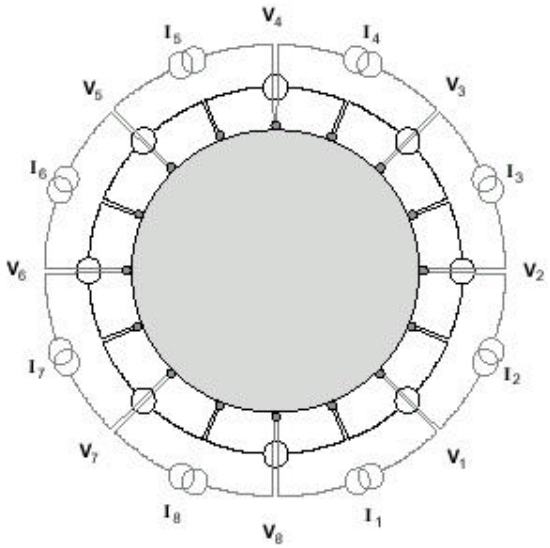


Figura III.3 Sistema con configuración de 16 electrodos entrelazados.

III.3.c Otras arquitecturas de electrodos

Avis y Barber (1994), han investigado otras dos configuraciones en que los pares de electrodos de corriente se colocan con separaciones angulares de 90º (configuración cruzada), y 180º (configuración polar). Aunque el arreglo adyacente ofrece el número máximo de medidas independientes para un número dado de electrodos, se encontró que también presenta la peor relación señal a ruido. Bajo condiciones pobres de medida puede, por consiguiente, ser ventajoso utilizar un esquema de par de electrodos no adyacentes a pesar de la superioridad teórica en la resolución de la imagen que se predice con los pares adyacentes [3].

Ha sido reconocido que estas configuraciones tetrapolares pueden suministrar densidades de corriente mayores en el centro de la imagen, así como también mejoran la SNR y reducen el rango dinámico de los datos.

Como contrapartida, mediante la configuración polar de electrodos, se reduce el rango de las matrices usadas en los algoritmos de reconstrucción basados en retroproyecció, lo que ocasiona una pérdida significativa en la resolución de la imágenes reconstruidas. Por lo tanto, se debe evitar el uso de la configuración polar de electrodos cuando se usan algoritmos basados en retroproyección [13].

III.4 Electrodos

La literatura concerniente a la tomografía por impedancia enfatiza la importancia de las capacidades parásitas en los multiplexores y los cables como una fuente de errores. Ha sido demostrado que estos errores tienen incidencia sobre todo en la parte reactiva de las medidas de bioimpedancia, y su efecto aumenta al aumentar la frecuencia. Una solución para limitar estos efectos parásitos, es conectar una fuente de corriente y un detector de voltaje directamente sobre cada uno de los electrodos. Mediante esta técnica denominada *electrodos activos*, pueden ser compensadas las capacidades parásitas del circuito de medida de voltaje [20].
En un sistema EIT con un esquema de electrodos activos, la ubicación física de la fuente de corriente y de los receptores de voltaje sobre cada electrodo, permite las conexiones (con baja impedancia) entre los electrodos y el sistema de adquisición de datos reduciendo los efectos de las capacidades de los cables. Un desventaja de este esquema, especialmente si es usado en pacientes, es la gran cantidad de cables, como ser cables de alimentación, líneas analógicas y varias líneas digitales para el direccionamiento y selección de operación de los electrodos a través de la secuencia de adquisición de los datos. El número de estas líneas digitales puede ser reducido mediante el uso de un micro-controlador en cada electrodo activo [22].

Existen otras alternativas para reducir las capacidades parásitas [20]:

- Reducir el número de conexiones en los electrodos.
- Medir la capacidad parásita de cada electrodo mediante un proceso de calibración, y realizar la compensación por software.

En aplicaciones prácticas, la función de los electrodos es alternada entre la inyección de corriente y la medida de voltaje. Cuando un electrodo en particular no es usado para la inyección de corriente, existe una proporción de la corriente aplicada que es desviada a través de este electrodo, disminuyendo la información útil obtenida por el experimento. Este fenómeno se conoce como *electrodo pasivo*.

El uso de estrategias de recolección de datos tales como el esquema adyacente y el polar, tienen la desventaja de introducir electrodos pasivos en la superficie de la RDI cuando son comparadas con la arquitectura de electrodos entrelazados.
Como consecuencia, la distinguibilidad de los datos obtenidos por las estrategias adyacentes y polares, es sustancialmente degradada. No obstante, el objetivo debería ser el diseño de electrodos que maximicen la distinguibilidad para proveer medidas con alta SNR. Por esta razón, algunos estudios recomiendan electrodos que cubran el 80% y el 60% de la superficie de la RDI (en lo que se refiere al tamaño) para el esquema de electrodos adyacentes y polar respectivamente [21]. Sin embargo, esto es sólo una sugerencia teórica de un grupo de investigadores pero no ha sido demostrado en la práctica. Esto provocará efectos de borde no controlables como ser la distancia entre electrodos la cual influye en la penetración de la corriente [24].

III.5 Sistemas multifrecuencia, bi-frecuencia y monofrecuencia

Los sistemas multifrecuencia ofrecen la posibilidad de realizar las medidas de voltaje en un rango amplio de frecuencias, y para aplicaciones clínicas esta ventaja puede pesar mucho. Sin embargo, debido a que inevitablemente se deberán usar frecuencias altas (1MHz), la SNR será menor a dichas frecuencias. Como consecuencia de ello las imágenes serán más ruidosas y con una resolución espacial reducida.

Existen algunos sistemas que usan una arquitectura de electrodos adyacentes en la que la función de cada electrodo es multiplexada entre la inyección de corriente y la medida de voltaje. Para los sistemas multifrecuencia no es conveniente usar una arquitectura de electrodos adyacentes, ya que los multiplexores son una fuente significativa de errores a las frecuencias más altas [3]. Las capacidades de entrada y de salida hacia tierra, reducen la impedancia de salida de la fuente de corriente, mientras que la realimentación capacitiva entre canales puede introducir una señal de error significativa en los electrodos receptores adyacentes a los electrodos de inyección de corriente.

Es preferible que la frecuencia usada sea lo más pequeña posible, desde un punto de vista de instrumentación. Esto reduciría el efecto de las capacidades parásitas en los electrodos y el costo de los componentes de los conversores análogo-digitales y de los demoduladores. Sin embargo, si se reduce la frecuencia, la sensibilidad del sistema nervioso al estímulo eléctrico aumenta, para una misma amplitud de corriente [6].

Los métodos multifrecuencia han sido propuestos como una alternativa a los métodos absolutos para la imagen estática.
Aunque no existen muchos datos acerca de la variación en la impedancia *in vivo* con la frecuencia, algunos modelos son ampliamente aceptados para describir esta variación. De acuerdo a estos modelos, la dependencia con la frecuencia para la parte real de la impedancia es diferente, en general, de la de la parte reactiva.
De este modo, usando un par fijo de frecuencias en las medidas y reconstruyendo tanto la parte real como la imaginaria, se puede obtener información complementaria.
En el modelo usado por Debye (1990) [7], se define la variación relativa en la parte real o imaginaria de la impedancia *(Z)* como:

$$VR(Z) = (Z(f_1)-Z(f_2)) / Z(f_1)$$

Donde $f_2 = f_1 + \Delta f$.

También se define el contraste multifrecuencia (MC) como:

$$MC = VR_m(Z) - VR_h(Z)$$

Donde VR_m es la variación relativa en la impedancia del músculo y VR_h corresponde a la variación relativa en la impedancia del hueso.

Para la parte real de la impedancia, a bajas frecuencias, el tejido muscular muestra una mayor variación relativa que el hueso, mientras que para frecuencias altas el hueso muestra mayor variación que el músculo. En la región alrededor de los 100kHz, el MC es cercano a cero. De modo que a esta frecuencia no es posible realizar el diferenciamiento entre tejido muscular y óseo en la imagen reconstruida.
Para la parte reactiva de la impedancia, el tejido muscular exhibe mayor variación que el hueso en casi todo el rango de frecuencias. Por consiguiente, para frecuencias cercanas a los 100kHz, sólo la parte reactiva de la impedancia puede brindar información significativa.

Como conclusión, la reconstrucción solamente de la parte real o de la parte reactiva de la impedancia (o admitancia), puede resultar en un MC = 0, para 2 frecuencias dadas, y por consiguiente no proveer información alguna. Por el contrario reconstruyendo tanto la parte real como la reactiva, puede obtenerse una caracterización completa del tejido sin la necesidad de un barrido de frecuencias.
La relación entre los valores de las frecuencias usadas ($d = f_2 / f_1$), debe ser como mínimo de 2 [7].

III.6 Monitoreo de la función pulmonar

La habilidad de los sistemas EIT para mostrar cambios en la conductividad es mucho mayor que su habilidad para mostrar valores de conductividad absoluta o estática. La mayoría de los sistemas actuales toman un conjunto de datos como referencia bajo alguna condición, tal como el final de la expiración [14] o promediando los datos recolectados durante unos pocos minutos de respiración normal [23]. Estos sistemas entonces forman imágenes de los cambios que ocurren en conjuntos de datos posteriores. Las imágenes de los cambios son denominadas imágenes dinámicas, las que muestran áreas como los pulmones, cuya conductividad cambia durante la inspiración en el caso en que la referencia se tome al final de la expiración.

Se han obtenido imágenes dinámicas de los pulmones bajo condiciones cuasiestáticas al variar el PEEP (Positive End-Expiratory Pressure). Estas imágenes fueron reconstruidas a partir de la diferencia entre grupos de medidas a cada nivel de volumen con respecto a las medidas hechas al final de la expiración (FRC - Functional Residual Capacity) [18].

Muchos autores optan por usar imágenes dinámicas porque es mejor para compensar los errores sistemáticos de medida y es más sensible ante cambios pequeños de la conductividad [16]. Las imágenes son reconstruidas a partir del cambio (logarítmico) de la conductividad entre dos conjuntos de medida tomados en tiempos t_1 y t_2 usando un algoritmo lineal de reconstrucción.
En varios experimentos, para medir el contenido de líquido en los pulmones, todos los datos EIT fueron adquiridos al final de la expiración a un nivel constante de ventilación, y las imágenes fueron reconstruidas relativas a la referencia obtenida previo a la inyección de un fluido [16].

Otros sistemas han usado el modelo de corrientes óptimas, tal es el caso del OXBACT Mark III. Este sistema usa una sola frecuencia de excitación (40kHz), aplicando patrones trigonométricos de corriente. Se aplican sólo 12 de los 31 patrones independientes de corriente, como compromiso entre la velocidad de recuperación de la imagen y la SNR. La función cardiaca resulta en un cambio de la conductividad en la región central de las imágenes pulmonares [15].

EIT es aún una tecnología no desarrollada y con mucho camino por recorrer. Sin embargo, recientemente ha sido descubierto que el edema intersticial puede ser distinguido del edema alveolar sobre la base de diferentes cambios en la conductividad obtenida inyectando corriente a diferentes frecuencias [17].

III.7 Relación entre circuito y algoritmo en EIT

En la formulación de un algoritmo de reconstrucción, es esencial considerar las limitaciones impuestas por el circuito de recolección de datos.

El método de retroproyección aplica corrientes a electrodos adyacentes y mide voltajes diferenciales entre los otros pares de electrodos. El sistema puede consistir por consiguiente en una sola fuente de corriente y un solo amplificador diferencial que puede cambiarse entre cualquier par del electrodos.

Obviamente, los algoritmos basados en imagen diferencial multifrecuencia requieren el funcionamiento del DAS a más de una frecuencia.

Para obtener un conjunto de datos exacto, parecería sensato aplicar patrones de corriente que maximicen la SNR. Éste es el objetivo del método de las Corrientes Óptimas que se ha adoptado para muchos de los algoritmos de reconstrucción iterativos [3]. Para ello se requiere múltiples fuentes de corriente controladas independientemente por amplitud, pero estos modelos son inapropiados para los métodos de retroproyección [1].

IV. Diseño del sistema

El objetivo de IMPETOM es obtener imágenes de un corte tomográfico del tórax de un paciente, que permita diagnosticar diversas patologías pulmonares que involucren cambios de impedancia, como por ejemplo acumulación anormal de fluidos en los pulmones, como lo es el edema pulmonar.

Actualmente existe en EIT, dos tendencias en lo que se refiere al hardware del circuito de adquisición de datos, que difieren principalmente en el tipo de excitación. La mayoría de los sistemas EIT utiliza una única fuente de corriente que es multiplexada entre pares de electrodos por turno. Tal como se vio en el Capítulo III “Sistemas de Recolección de Datos”, a dichos sistemas se los denomina “de corrientes constantes”. Opuestamente, en los llamados sistemas “de corrientes óptimas o adaptativas” desarrollados en la Universidad de Oxford, múltiples fuentes independientes inyectan corriente en forma simultánea en todos los electrodos [1].

En principio, un mismo circuito puede ser utilizado para aplicar diversos métodos de reconstrucción, de forma más o menos óptima. Hay una excepción, y es la que se refiere al método de corrientes óptimas, en donde sólo son aplicables determinados algoritmos de reconstrucción [25].

IV.1 Sistemas en dos y en tres dimensiones

La corriente inyectada no está confinada al plano de los electrodos, sino que parte de ésta abandona el plano y fluye en el volumen del paciente. Dicha corriente provoca una diferencia de tensión la cual no es tenida en cuenta por un algoritmo de reconstrucción usado en el modelo de dos dimensiones. Para considerar este voltaje fuera de plano son necesarios tanto un modelo como un sistema de adquisición de datos en tres dimensiones (3-D).
Básicamente los sistemas 3-D agregan más cintas de electrodos para así poder estimar mejor la corriente fuera del plano principal de corte. Un inconveniente de esto es que solo se pueden obtener resultados reproducibles y confiables del individuo, cuando éste se encuentra sentado y en una posición erguida, ya que en otra posición los planos de los electrodos no quedarían equidistantes lo que produciría un error en la imagen reconstruida [2].

Por lo expuesto anteriormente y teniendo en cuenta la complicación adicional en el diseño del sistema de adquisición de datos que implica la construcción de un prototipo 3-D EIT, éste escapa al alcance de nuestro proyecto. Por otro lado, ya han sido desarrollados en el Núcleo de Ingeniería Biomédica (IMPETOM-I) algoritmos de reconstrucción para EIT en dos dimensiones (2-D). Existen además varios estudios con resultados positivos en el monitoreo de la función pulmonar con un sistema 2-D EIT, por lo que se optó por el diseño de un sistema de este tipo.

IV.2 Caracterización del Sistema

A continuación se estudiarán comparativamente cada una de las distintas características de un posible sistema de EIT, las cuales son:

- Método de medida
- Tipo de imagen reconstruida
- Método de inyección de corriente
- Sistemas multifrecuencia, bi-frecuencia y monofrecuencia
- Arquitectura de los electrodos

IV.2.a Método de medida

Tal como fue visto en el Capítulo III “Sistemas de Recolección de datos”, en el *método de dos electrodos* se inyecta corriente y se mide voltaje en el mismo par de electrodos. En este caso existe una caída de voltaje a través de las impedancias de contacto, lo que provoca que el valor de tensión medido no sea igual al voltaje en la superficie requerido para el algoritmo de reconstrucción. Además, este método hace que se reduzca la sensibilidad frente a cambios en la conductividad de la región central del corte. Aunque se ha argumentado que la impedancia de contacto del electrodo puede ser incluida en el algoritmo de reconstrucción, existe poca evidencia que se produzcan resultados satisfactorios *en vivo* usando datos de medidas simultáneas voltaje/corriente [2]. No obstante, con el método de dos electrodos se maximiza el número de medidas independientes para un número dado de electrodos.

En el *método de cuatro electrodos* o también conocido como *tetrapolar*, se mide voltaje en electrodos diferentes a los que inyectan la corriente. Mediante esta técnica se reducen los errores debido a la impedancia desconocida entre piel y electrodos, ya que la inyección de corriente y la medida de voltaje están físicamente separadas. Esto hace que el flujo de corriente a través de los electrodos de medida sea nulo debido a la alta impedancia de entrada de la etapa de detección, y por tanto no existe caída de potencial a través de la interfaz electrodo-piel [26].

Por lo antes expuesto, se eligió el método tetrapolar o de cuatro electrodos.

IV.2.b Tipo de imagen reconstruida

El tipo de imagen reconstruida se puede clasificar en dos grandes grupos: absoluta y diferencial.

El método de *imagen absoluta* involucra la generación de una imagen (estática) de la distribución absoluta de la resistividad o impedancia en ohmios. En la práctica el problema estático es difícil de resolver ya que las imágenes son muy sensibles a los errores en la recolección de datos o a defectos del modelo matemático del cuerpo. Los problemas aparecen principalmente por un mal conocimiento a priori de la forma del cuerpo y de la posición de los electrodos [7]. Por lo tanto el problema estático se dice que es mal condicionado, llevando a la no convergencia de los algoritmos de reconstrucción y a la aparición de errores residuales.
Debido a que diferentes tejidos tienen diferentes resistividades, mediante el método de imagen estática se puede obtener una caracterización del tejido, por lo que es también llamado imagen anatómica [8].

Sin embargo, si se limita la atención a la reconstrucción de imágenes a partir de cambios en la resistividad, derivados de un cambio en los voltajes en los electrodos, el problema se torna mejor condicionado. Esto es debido a que algunos de los errores, llamados sistemáticos (tales como contorno no circular, distinta separación relativa de los electrodos, diferencias entre las ganancias de los distintos canales de medida de voltaje) se cancelan parcialmente a partir de la diferencia de dos conjuntos de voltajes.
Esta técnica se conoce como de *imagen diferencial* (multifrecuente o dinámica) y no necesariamente limita el alcance del sistema EIT ya que se podría obtener información anatómica mediante la imagen a partir del cambio de resistividad con la frecuencia. Por lo tanto los métodos diferenciales multifrecuencia han sido propuestos como una alternativa a los métodos absolutos para obtener imágenes de estructuras estáticas en el cuerpo humano u otros materiales [7].

Por otra parte si hay variación de impedancia con respecto al tiempo se obtiene la llamada *imagen diferencial dinámica*, la cual logra eliminar los errores sistemáticos siempre y cuando estos permanezcan aproximadamente constantes en el intervalo de tiempo en que se realizan los dos conjuntos de medidas (referencia y datos). Este tipo de imagen no puede relevar estructuras cuya impedancia no cambia (o cambia muy sutilmente) con el tiempo, ni puede cuantificar el contenido instantáneo de aire o liquido presente en el pulmón.

Ya que los métodos diferenciales son los que eliminan mejor los errores sistemáticos, son los que mejor se adaptan para la recolección de imágenes *in vivo*. Si el objetivo en particular es relevar la evolución de una patología en el tiempo, esta ultima opción (imagen diferencial dinámica) es la que más se adecua a los alcances del proyecto [23].

IV.2.c Método de inyección de corriente

Tal como se vio, existen dos métodos de inyección de corriente en EIT: el método de Corrientes Constantes y el método de Corrientes Óptimas. A continuación se analizará cada sistema por separado, teniendo en cuenta las ventajas y desventajas de cada uno de ellos, para optar por uno para IMPETOM.

<u>Sistemas de Corrientes Constantes</u>

Estos sistemas utilizan una única fuente por la cual se inyecta corriente en un par de electrodos a la vez. En los restantes electrodos se procede a medir el voltaje generado. El método de medida es tetrapolar y la arquitectura de los electrodos puede ser muy variada (adyacente, entrelazado, polar, cruzado) [2].

El sistema de corrientes constantes constituye el diseño más sencillo que logra satisfacer los requerimientos de la mayoría de los algoritmos de reconstrucción. Sin embargo un sistema de corrientes constantes presenta también sus inconvenientes. Como este método usa solo una fuente de corriente es necesario utilizar un multiplexor para inyectar la corriente en todos los electrodos alternadamente, la desventaja de esto es que los multiplexores analógicos introducen capacidades parásitas. Tal como fue analizado en el capítulo III “Sistemas de recolección de datos”, las capacidades parásitas de entrada y de salida hacia tierra en los multiplexores, reducen la impedancia de salida de la fuente de corriente, mientras que la realimentación capacitiva entre canales puede introducir una señal de error significativa en los electrodos receptores adyacentes a los electrodos de inyección de corriente [6].
Una alternativa para evitar el problema antes planteado sería utilizar N fuentes de corriente (siendo N el número de electrodos), pero esto es claramente mucho más

costoso que utilizar una sola fuente multiplexada, además de introducir grandes voltajes de modo común en caso de desbalance entre las fuentes, por lo que se descarta esta opción. Con un sistema de corrientes constantes se pueden obtener tanto imágenes dinámicas como estáticas, pero de querer obtener estas últimas se requiere un sistema de recolección de datos multifrecuencia.

Opuestamente, en el sistema de corrientes óptimas o adaptativas, múltiples fuentes independientes inyectan corriente en forma simultánea. Este sistema utiliza tanto medida tetrapolar como la de dos electrodos. Por tanto se tiene que la medida de voltaje se puede realizar en los mismos electrodos por los cuales se pasa corriente, o en un conjunto independiente [12].
Este sistema se basa en el hecho de que existe un grupo óptimo de patrones de corriente, el cual maximiza la relación señal-ruido de la imagen reconstruida [1]. De todas formas, esta virtud no logra compensar los errores generados por la impedancia de contacto propios de la configuración de dos electrodos, además de la imposibilidad de maximizar la sensibilidad y la resolución espacial simultáneamente. Pero de todos modos, sea cual sea el método de medida a utilizar, se suma la necesidad de balancear con mucha precisión las múltiples fuentes de corriente para minimizar los efectos del modo común en los receptores. Por otro lado, un sistema de corrientes óptimas permite la obtención de imágenes absolutas de la región bajo estudio sin requerir un sistema de inyección multifrecuencia.

Dado que se quiere estudiar la evolución temporal de patologías pulmonares, el método de corrientes constantes monofrecuencia se adapta perfectamente al alcance de nuestro proyecto, ya que permite la reconstrucción de imagen dinámica.
Esto sumado a que, en el método de corrientes óptimas cada fuente de corriente debe ser programable, complica la circuitería del DAS, lo que no justificaría esta opción. Particularmente, el hecho de que este tipo de sistema no muestra claramente los contornos pulmonares [1], reafirma la elección de utilizar corrientes constantes.

IV.2.d Sistemas multifrecuencia, bi-frecuencia y monofrecuencia

La elección del patrón de frecuencias a inyectar tiene importancia trascendente en la circuitería del sistema así como también sobre el tipo de imagen a obtener. Además cabe recordar que la impedancia de los tejidos varía con el tipo de tejido y la frecuencia.

Los sistemas multifrecuencia permiten la obtención de imágenes anatómicas que posibilitan la caracterización del tejido, sin la necesidad de la alta precisión que requieren otros sistemas tanto en la circuitería como en el modelo [8]. Otra bondad de este tipo de sistemas es que permite la obtención de imágenes estáticas diferenciales, lo cual posibilita eliminar errores sistemáticos en la medida. Como contrapartida aumenta la complejidad de la circuitería y hay que tener en cuenta el comportamiento de las distintas partes del circuito respecto a la frecuencia. En sistemas que cuentan con un multiplexor para la inyección de la corriente es altamente inconveniente usar varias frecuencias ya que la capacidad parásita introducida por éste generaría errores inaceptables a las frecuencias mas altas [2]. A frecuencias muy altas la interferencia entre canales (cross-talk) es muy significativa, y a determinadas frecuencias se reduce la relación señal a ruido comparada con los sistemas monofrecuencia. Como consecuencia de ello las imágenes serán más ruidosas y con una resolución espacial reducida.

Una alternativa a los sistemas multifrecuencia podría ser utilizar solo *dos frecuencias*. A pesar de que en la práctica no se han podido encontrar dos valores de frecuencia en los cuales se pueda distinguir entre tipos diferentes de tejido, discriminando entre parte real

e imaginaria sí se obtiene esta diferenciación, aunque no se puede asegurar que se logre discriminar entre tejido sano y enfermo [7].

La tercer alternativa es usar *una sola frecuencia*, cuyo sistema presenta un diseño mucho más sencillo. Este tipo de sistema presenta mayor inmunidad frente a las capacidades parásitas de los multiplexores, ya que se logra evitar el tener que trabajar a frecuencias altas. Otra ventaja radica en que es más fácil lidiar con el modo común que en los sistemas multifrecuencia. Una desventaja de los sistemas monofrecuencia, es que en el caso de querer obtener imágenes anatómicas, solo es posible si se utiliza un sistema de corrientes óptimas.

Para IMPETOM se opta utilizar una única frecuencia.

IV.2.e Arquitectura de electrodos

Como fue visto en el capítulo III, existen varias estrategias de inyección/recepción en lo que se refiere a la selección de los electrodos para inyectar y hacer las medidas:

1. Electrodos de corriente adyacentes.
2. Electrodos de corriente opuestos (configuración polar).
3. Electrodos entrelazados (Interleaved).

Electrodos de corriente adyacentes

El arreglo adyacente ofrece el número máximo de medidas independientes para un número dado de electrodos, lo que se traduce en una buena resolución de la imagen reconstruida. Por otro lado, presenta la peor SNR y un mayor rango dinámico de las señales (por ejemplo, para un sistema de 16 electrodos y con una corriente de 2mA, el rango de las señales medidas es de 100μV a 20mV) [2] [24]. Sin embargo, si el sistema de recolección de datos no puede lograr una SNR razonable con electrodos adyacentes entonces también tendrá este problema con otras configuraciones.

Ha sido reconocido que otras configuraciones tetrapolares de electrodos que no sean la adyacente, pueden suministrar densidades de corriente mayores en el centro de la imagen, así como también mejorar la SNR y reducir el rango dinámico de los datos [13].

Otra desventaja del método de inyección adyacente, es que si se utiliza un número elevado de electrodos (mayor que 20) entonces el sistema aportará señales muy pequeñas, lo que podría ser un problema [24].

Electrodos de corriente opuestos (configuración polar)

Para poder lograr mayores niveles de señal en los electrodos de recepción, una mejor estrategia sería usar un esquema de inyección polar, donde los electrodos de corriente se encuentran diametralmente opuestos. Aunque se ha demostrado que mediante dicho esquema el rango de las matrices usadas en los algoritmos de reconstrucción basados en retroproyección (backprojection), es severamente reducido, lo que ocasiona una gran pérdida en la resolución de las imágenes reconstruidas [13].

También existe la posibilidad de ubicar los electrodos de corriente con una separación angular de 90º, en la que se denomina *configuración cruzada.*

A pesar de la superioridad “teórica” en cuanto a la SNR con respecto a la arquitectura adyacente de electrodos de corriente, no existe evidencia práctica de su uso en aplicaciones clínicas.

Electrodos entrelazados.

En la configuración de electrodos entrelazados, existen electrodos especializados para la inyección de corriente y para la medida de voltaje, los cuales son colocados alternadamente alrededor del objeto.

Para un número dado de electrodos, el costo de este esquema será una pérdida en la resolución de la imagen debido al número reducido de medidas independientes.
El método de electrodos entrelazados además, como realiza la medida desde electrodos posicionados entre dos electrodos inyectores de corriente, presenta en esta región un mayor gradiente de voltaje sobre la superficie, lo que se traduce en un aumento en la SNR, sin embargo, los errores en la posición de este electrodo pueden llevar a mayores errores en la medida de voltaje [3]; este tipo de error se reduciría mediante el uso del método de imagen diferencial [2].

A pesar de que la estrategia de electrodos entrelazados facilita la electrónica ya que se reduce el número de canales de inyección y de medida a la mitad con respecto al método adyacente, por otro lado se empeora la calidad de la imagen reconstruida, ya que los problemas de “aliasing” (líneas y curvas separadas debido a una baja de la resolución) son grandes a menos que se utilice un gran número de electrodos [24].

En las estrategias de electrodos de inyección adyacentes y polar, la función de los electrodos es alternada entre la inyección de corriente y la medida de voltaje. Cuando un electrodo en particular no es usado para la inyección de corriente, existe una proporción de la corriente aplicada que es desviada a través del mismo, disminuyendo la información útil obtenida por el sistema adquisidor. Este fenómeno se conoce como electrodo pasivo. Esto constituye una desventaja si se compara con la arquitectura de electrodos entrelazados pues en esta última los electrodos tienen una función definida. Como consecuencia, la distinguibilidad de los datos obtenidos por las estrategias adyacente y polar, es sustancialmente degradada.

IV.3 Número de electrodos

Tal como se indicó en capítulos anteriores, cuanto mayor sea el número de electrodos, mayor será la cantidad de medidas independientes, lo que lleva a una incremento de la resolución de la imagen reconstruida.
Sin embargo el uso de una gran cantidad de electrodos genera problemas considerables. Si la tasa en la recolección de los datos se quiere mantener, el tiempo de adquisición para cada medida se reducirá, ya que el período de medida para un par de electrodos inyectores de corriente dado disminuye, y por lo tanto la performance señal-ruido se degradará. También provocará un incremento en el rango dinámico de los valores de voltaje medidos debido a que las señales mayores se incrementarán y las más pequeñas decrecerán [6].

Si se usa un número muy grande de electrodos (por ejemplo más de 20) entonces el sistema de electrodos adyacentes aportará señales muy pequeñas lo que podría ser un problema [24].

IV.4 Conclusión

Por lo expuesto anteriormente se opta por la realización de un prototipo cuyo diseño cuente con las siguientes características:

- Inyección mediante el método de corrientes constantes, utilizando una única fuente multiplexada
- Método de medida: tetrapolar o de cuatro electrodos
- DAS compatible con la obtención de imagen diferencial dinámica
- Una sola frecuencia de trabajo
- Arquitectura de electrodos adyacente
- 16 electrodos

Estos criterios de diseño constituyen el modelo macro del sistema. Los detalles de los distintos bloques se desarrollarán más adelante, en los capítulos correspondientes.

V. Generación de las señales

Todos los métodos en EIT están basados en una medida precisa de la bio-impedancia, requiriendo para esto de una fuente de señal estable y de baja distorsión.
Los requerimientos para el generador de señales en nuestro sistema son los siguientes:

1. Baja distorsión. THD < 1% [44] (ver Nota).
2. Estable
3. Frecuencia de salida 50 kHz
4. Posibilidad de extraer una onda cuadrada en sincronía con la señal sinusoidal generada para su uso en la etapa de demodulación.

Se clasifican los circuitos de generación de formas de onda que cubren estos requerimientos, en diseños analógicos y digitales.

Nota: Distorsión armónica total (THD).
El THD es usado para medir cuan pura es una forma de onda y es definida como:

$$THD = \frac{P_{har}}{P_{fun} + P_{har}} \times 100\%$$

donde P_{har} es la potencia de distorsión no deseada de los armónicos y P_{fun} la potencia de la fundamental.

V.1 Soluciones analógicas

Dentro de las soluciones analógicas, existen dos métodos claramente diferentes en la generación de una onda sinusoidal. Estos son los osciladores lineales y los osciladores no lineales o también llamados generadores de funciones.

V.1.a Osciladores lineales

Este método utiliza un lazo de realimentación positiva que consiste en un amplificador y una red selectiva de frecuencia RC, LC o de cristal. La amplitud de las ondas sinusoidales generadas se limita, o se ajusta, por medio de un mecanismo no lineal, implementado ya sea con un circuito separado o mediante las no linealidades del dispositivo amplificador mismo [21] (ver Figura V.1).
Los circuitos que utilizan redes RC en el lazo de realimentación (por ejemplo el oscilador de puente de Wien), funcionan bien para frecuencias menores a 1 MHz.
Para frecuencias más altas se utilizan osciladores LC sintonizados o de cristal.
Los osciladores de cristal dan la más alta precisión y estabilidad en frecuencia posibles.

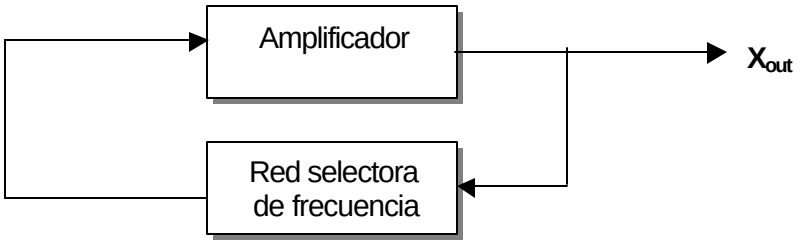


Figura V.1 Estructura básica de un oscilador lineal.

V.1.b Generadores de funciones.

En estos sistemas se obtiene una onda sinusoidal al conformar adecuadamente una onda triangular a través de circuitos conformadores de onda no lineales. Este tipo de sistemas utilizan elementos de circuitos multivibradores en la generación de las ondas triangulares [21].

Los generadores analógicos de funciones son frecuentemente usados como fuentes de señal en EIT. Éstos pueden producir formas de onda sinusoidales, triangulares y cuadradas, precisas y con un mínimo de componentes externos. Sus frecuencias de salida pueden ser controladas en un amplio rango [44].

Dado los requerimientos especificados anteriormente, estudiamos el generador de funciones MAX038. El mismo es recomendado por varios autores para su uso en un sistema EIT [34] [46].

Generador de funciones MAX038

El MAX038 es un generador de funciones de precisión, que puede producir formas de onda triangulares, diente de sierra, sinusoidales, cuadradas, o en forma de pulsos, de alta frecuencia y con un mínimo de componentes externos. La frecuencia de salida puede ser controlada sobre un rango de 0.1Hz a 20MHz a partir de una referencia de voltaje interna de 2.5 V y una resistencia y condensador externos.

Formas de onda cuadradas, triangulares, o sinusoidales pueden ser seleccionadas en la salida estableciendo el código apropiado en dos pines de entrada TTL-compatibles.

La señal de salida para todas las formas de onda es de $2V_{P-P}$. La baja impedancia de salida puede conducir corrientes de hasta ±20mA.

El oscilador interno es del tipo de relajación y opera mediante carga y descarga en forma alternada del condensador C_F (externo), con corrientes constantes, produciendo simultáneamente una onda triangular y una onda cuadrada (Figura V.2).
Las corrientes de carga y descarga son controladas por la corriente que fluye hacia la entrada IIN y es modulada por los voltajes aplicados a FADJ y DADJ. La corriente que entra en IIN puede variar desde 2µA a 750µA, produciendo un cambio de más de dos décadas en la frecuencia para cualquier valor de C_F. Variando el voltaje a la entrada FADJ, se puede cambiar la frecuencia nominal (la cual es cuando V_{FADJ} = 0 V) hasta en un 70%.

Un circuito “sine-shaping” o conformador de onda, convierte la onda triangular, en una onda sinusoidal de baja distorsión con amplitud constante. Las ondas triangular,

cuadrada y sinusoidal, son llevadas como entradas hacia un multiplexor. Dos líneas de direccionamiento, A0 y A1, seleccionan una de las tres formas de onda.

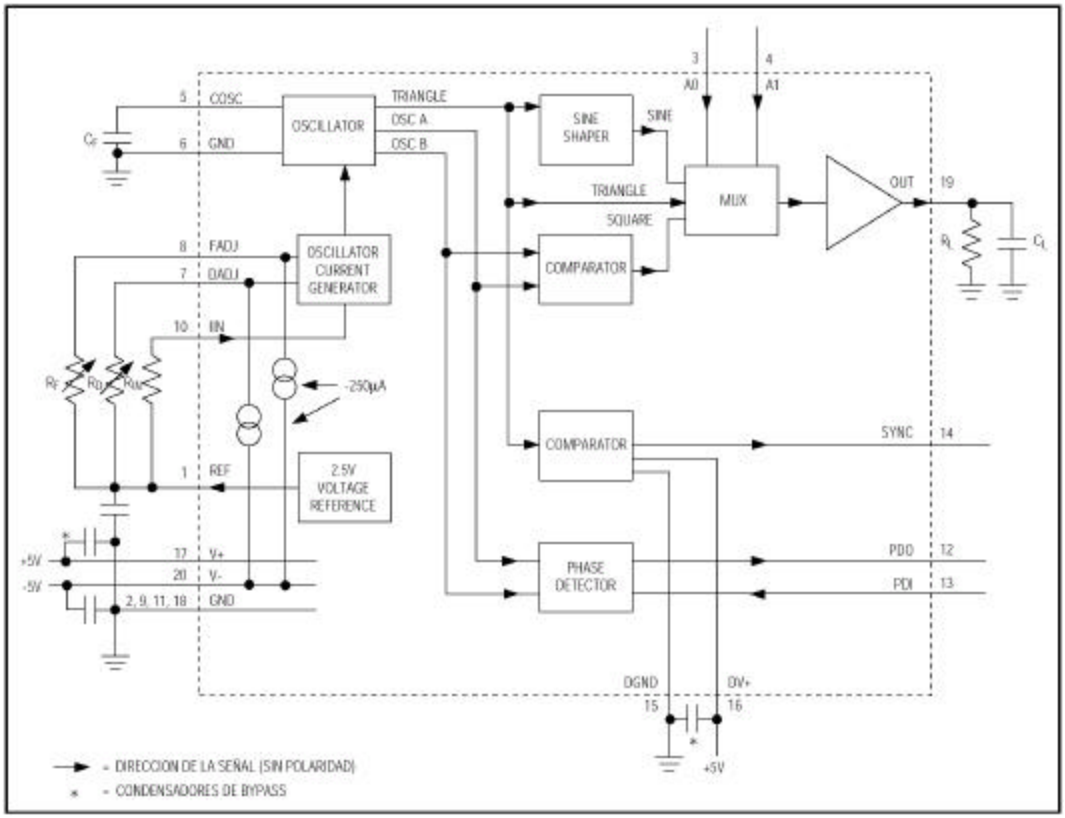


Figura V.2 Diagrama de bloques del MAX 038. (Extraído de la hoja de datos)

La onda triangular es también llevada a un comparador que produce una onda cuadrada de alta velocidad (SYNC), que puede ser usada para sincronizar otros osciladores.
El circuito de SYNC tiene alimentación separada, y es compatible TTL y CMOS, la cual es generada por el oscilador interno, y mantiene un "duty cycle" del 50%.

El "Duty cycle" (porcentaje de tiempo en el cual la salida es positiva), puede ser controlada desde un 10% a un 90% aplicando ±2.3V a la entrada DADJ. Este voltaje cambia las corrientes de carga y descarga del C_F mientras que mantiene una frecuencia constante. Normalmente V_{DADJ} = 0V, y el duty cycle es 50%.
DADJ puede ser usado para reducir la distorsión en la onda sinusoidal.

Un voltaje estable de referencia de 2.5 V, REF, permite una simple determinación de IIN, FADJ, o DADJ con resistencias fijas, y permite una operación de ajuste mediante potenciómetros conectados desde cada una de estas entradas al REF. FADJ y/o DADJ pueden ser puestas a tierra, produciendo la frecuencia nominal con un duty cycle del 50%.

Principales características del MAX038:

- Baja impedancia del buffer de salida: 0.1 Ω. Puede conducir ±20mA con un carga de hasta 50pF (*).
- Onda sinusoidal de baja distorsión: 0.75% (con ajuste del duty cycle al 50 %).
- Alta estabilidad con respecto a la temperatura: 200 ppm/ºC.

(*) Nota: Si se usan capacidades de carga mayores, deben ser aisladas de la salida mediante una resistencia (típicamente de 50 Ω) o un buffer.

Frecuencia de salida.

La frecuencia de salida, tal como se vio anteriormente, es determinada por la corriente inyectada en el pin I_{IN}, la capacidad entre C_{OSC} y tierra (C_F), y el voltaje en el pin FADJ. Cuando V_{FADJ} = 0V, la frecuencia fundamental de salida (F_O), está dada por:

F_O (MHz) = I_{IN} (µA) ÷ C_F (pF) *(V.1)*

Un amplificador interno de lazo cerrado, fuerza el voltaje del pin I_{IN} a tierra virtual.

I_{IN} puede ser producida tanto por una fuente de corriente, como por un voltaje (V_N) en serie con una resistencia (R_{IN}). Una resistencia entre REF e I_{IN} provee un método conveniente para la generación de I_{IN}: $I_{IN} = V_{REF} / R_{IN}$.

La performance óptima es alcanzada con I_{IN} entre 10µA y 400µA, aunque la linealidad es buena con I_{IN} entre 2µA y 750µA.
Para operación a frecuencia fija, es conveniente establecer el valor para I_{IN} en aproximadamente 100µA y seleccionar un condensador de valor adecuado. Esta corriente produce el menor coeficiente de temperatura.
El valor de C_F puede variar desde los 20pF hasta más de 100µF, pero las capacidades parásitas del circuito deben minimizarse usando trayectos cortos.
La frecuencia de salida tendrá un offset de 1% de su valor final durante 10 segundos luego del encendido.

Entrada FADJ

La frecuencia de salida puede ser modulada por FADJ, el cual se usa principalmente para un ajuste fino de la frecuencia. Una vez que la frecuencia fundamental o central, es establecida por IIN, ésta puede ser cambiada ajustando FADJ a un voltaje distinto de 0V. Este voltaje puede variar desde –2.4 V a +2.4V, causando una variación de la frecuencia de salida desde 0.3 a 1.7 veces el valor cuando FADJ está a 0V (F_O ±70%).
El voltaje en FADJ requerido para causar un desviación en la salida igual a D_X (expresado en %), está dado por:

$V_{FADJ} = -0.0343 \times D_X$

Salida SYNC

SYNC es una salida TTL/CMOS compatible, que puede usarse para sincronizar circuitos externos. En nuestro sistema, puede usarse como señal de sincronismo en la etapa de demodulación.

La salida SYNC es una onda cuadrada cuyo flanco de subida coincide con la salida sinusoidal cuando ésta cruza por 0V en el tramo ascendente de la onda.
El duty cycle del SYNC es fijado en 50% y es independiente del control DADJ.
Debido a que SYNC es una salida TTL de alta velocidad, los transitorios rápidos de corriente en DGND y DV+ pueden irradiar energía en el circuito de salida, causando un pequeño "spike" en la onda de salida. La inductancia y la capacidad de los IC sockets, tienden a amplificar este efecto.

V.2 Soluciones digitales

Las técnicas analógicas de generación de señal, están limitadas por la no-idealidad de los componentes analógicos y el uso de procesamiento analógico de la señal. Para superar estas dificultades, los generadores digitales de funciones han venido siendo utilizados en los últimos años para aplicaciones en EIT [8] [45] [30].

La síntesis digital provee un método por el cual cualquier forma de onda de una señal periódica puede ser programada para que se ajuste a la aplicación en particular. El control mediante un computador de todos los parámetros de la generación de la señal provee una buena flexibilidad del sistema. Por otra parte, facilita la generación de formas de onda en sincronía entre sí lo cual se puede utilizar para establecer las señales de referencia para la etapa de demodulación.

V.2.a Método de Interpolación

Un posible método de generación digital es la generación de una forma de onda mediante interpolación. Este esquema usa interpolación lineal entre dos muestras adyacentes de una onda almacenada digitalmente. Como resultado, la forma de onda sintetizada comprende líneas rectas en vez de componentes escalonados.
Esta técnica requiere funciones de rampa con diferentes offsets y gradientes. Una señal analógica de referencia (en este caso una onda en forma de rampa) es llevada a un par de multiplicadores conversores D/A (MDAC). Las entradas digitales de los MDACs controlan el gradiente de sus salidas. Estas salidas son sumadas para suministrar las interpolaciones que aproximan la señal deseada tan cerca como sea posible.
La generación de una señal analógica de referencia en forma de rampa con una alta linealidad y simetría estable, es difícil. Si se usa una señal de referencia generada digitalmente, se introduce el error de cuantización la cual es sumada directamente a la señal de salida del sistema. Por otra parte, introduce componentes espectrales adicionales no deseados en la señal de salida.

V.2.b Síntesis Digital Directa (DDS)

Otra posibilidad para la generación digital de formas de onda periódicas arbitrarias, consiste en almacenar un número de muestras de una forma de onda deseada en memoria, y secuencialmente irlas copiando hacia un conversor digital-analógico (DAC). De esta forma, la forma de onda deseada es aproximada por una función escalonada. Esta técnica, llamada Síntesis Digital Directa (Direct Digital Síntesis - DDS), requiere de una alta velocidad de sobremuestreo para minimizar la distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion – THD).

La generación de una forma de onda mediante el método DDS se puede lograr con un diseño de circuito con menores componentes que el requerido en el método de interpolación.
En teoría el método de generación de onda por interpolación entregará un valor de THD 300 veces menor que por el método DDS, pero en la práctica, las limitaciones del hardware, hacen que este valor sea inalcanzable. Ambos métodos necesitan una alta velocidad de procesamiento digital de la señal para alcanzar la precisión requerida.
Un diseño de sistema DDS basado en un DAC de 300 Msps y una RAM estática (SRAM) rápida y síncrona permite el uso de las altas velocidades de sobremuestreo requeridas.
Dado que a altas frecuencias, la velocidad alcanzable de sobremuestreo no puede suministrar señales con baja distorsión, son necesarios filtros para mantener un bajo THD [44].
Existen varios DACs actualmente disponibles, de alta performance, con una gran velocidad de reloj y capacidad de resolución para obtener una salida extremadamente baja en espúreos a partir del DDS. Debido a que la salida del dispositivo DDS es procesada digitalmente, su funcionalidad es fácilmente configurable por software, haciéndola más flexible.

Teoría de operación

Un DDS trabaja bajo el principio de que una forma de onda de una frecuencia dada, puede ser generada acumulando cambios de fase a una frecuencia mayor.
La teoría de muestreo requiere que la frecuencia generada no sea mayor que ½de la frecuencia de reloj (Nyquist).
La Figura V.3 muestra la acumulación de fase para la generación de una onda sinusoidal cuya frecuencia es igual a 1/8 de la frecuencia de reloj. El círculo muestra el proceso de acumulación de fase de $\pi/4$ en cada ciclo de reloj. Los puntos en el círculo representan los valores de fase en un tiempo dado y la onda sinusoidal muestra la representación de amplitud correspondiente. Esta conversión de fase a amplitud ocurre en lo que se denomina “sine lookup”.
En este caso el incremento de fase agregado en cada período de reloj es de $\pi/4$ radianes, el cual es 1/8 de 2π.

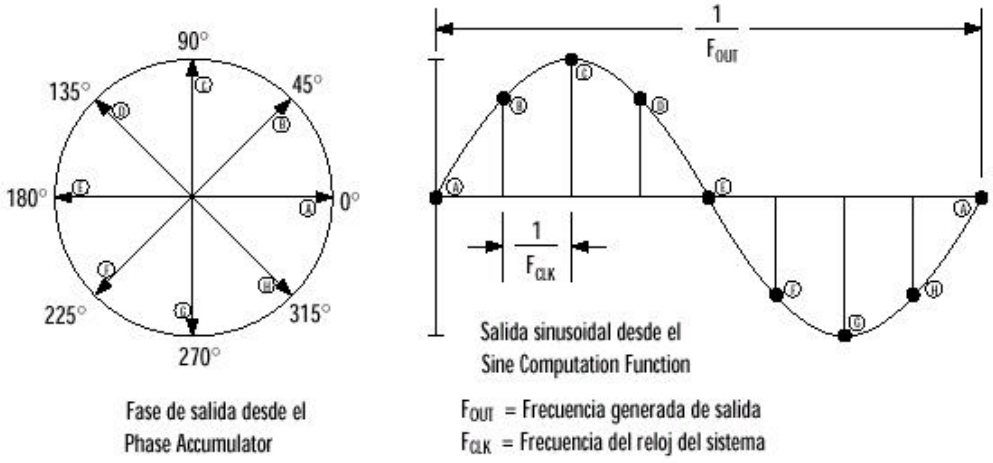


Figura V.3 Acumulación de fase para la generación de una onda sinusoidal.

El valor de incremento de fase, almacenado en un registro de frecuencia, es sumado al valor en el "phase accumulator" una vez durante cada período del reloj del sistema.
El valor de fase resultante (entre 0 y 2π) es luego aplicado al "sine lookup" una vez durante cada ciclo de reloj. El "lookup" convierte la información de fase en su correspondiente amplitud de la sinusoide, tal como es ilustrado en la Figura V.3. La palabra digital es luego llevada al DAC.

Valor de incremento de fase

Para poder lograr en la salida una frecuencia en particular, el incremento de fase asociado debe ser cargado en el registro de frecuencia de entrada. La frecuencia de salida (F_{OUT}) y la frecuencia del reloj (F_{CLK}) están relacionadas por el valor de incremento de fase ($\Delta\theta$) por la siguiente ecuación:

$$F_{OUT} = \frac{F_{CLK} \bullet \Delta q}{2^N} \qquad (V.2)$$

Donde N es igual al número de bits del acumulador de fase.

Por ejemplo, dado un reloj de sistema de 30 MHz y una frecuencia deseada de 7.5 MHz con un acumulador de fase de 32 bits:
F_{CLK} = 30 MHz
F_{OUT} = 7.5 MHz
N = 32

Usando la fórmula *(V.2)*:

$$7.5\,\text{MHz} = \frac{30\,\text{MHz} \bullet \Delta q}{2^{32}}$$

$$\Delta q = \frac{(7.5MHz)(2^{32})}{30MHz} = 2^{30} = 40000000\ (hex)$$

La resolución de la frecuencia puede ser determinada por la siguiente fórmula:

Resolución de la frecuencia = $\frac{F_{CLK}}{2^N}$

Aplicación del DDS

Cada onda sinusoidal digitalizada de salida desde el DDS es convertida a una forma de onda analógica mediante un DAC. La salida del DAC tiene a la onda sinusoidal deseada como su armónico principal, pero también incluye componentes de frecuencia mayor debido a la conversión de una forma de onda muestreada.
Un filtro pasa bajos es usado para reducir estas señales imagen al nivel deseado, tal como es mostrado en la Figura IV.4.
La banda pasante del filtro pasa bajos debe ser igual o menor a la mitad de la frecuencia de muestreo. La figura IV.4 muestra también las imágenes, producidas por la reconstrucción de la onda a partir de la información digital.
Estas ocurren a las frecuencias: $F_{CLK} - F_{OUT}$, $F_{CLK} + F_{OUT}$, $2F_{CLK} - F_{OUT}$, $F_{CLK} + F_{OUT}$, etc.

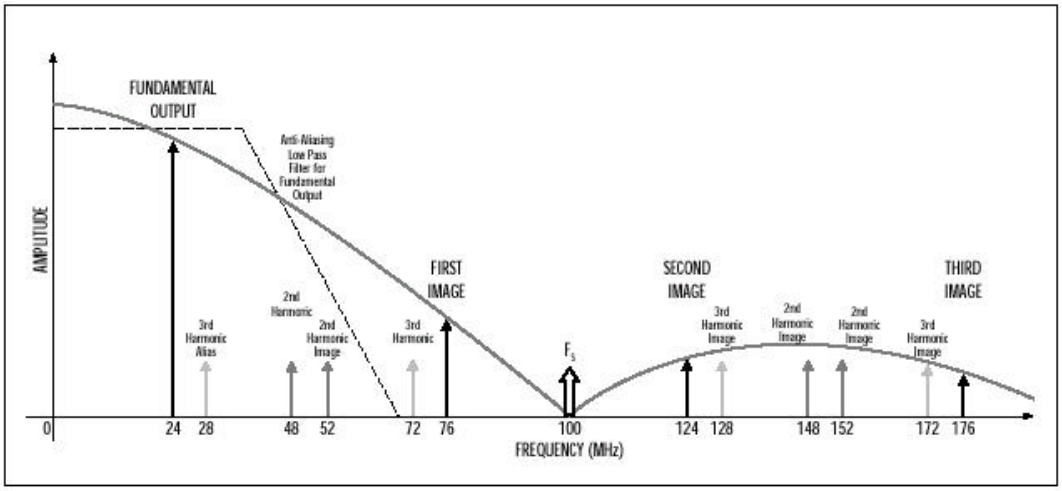


Figura IV.4 Salida del DDS mostrando los efectos de la no linealidad de los DAC.

Pureza del espectro

La calidad del espectro del DDS es dependiente de varios factores incluyendo el ruido de fase de la fuente de reloj, el número de bits de fase aplicado a la función de "sine lookup" (o sea truncamiento de fase), y el número de bits de salida de la lookup (o sea, truncamiento de amplitud). Las especificaciones del DAC (linealidad y "glitch energy"), el diseño del filtro pasa bajos, y el diseño de la placa del circuito, también afectan la calidad de la onda sinusoidal.

A continuación analizaremos los diferentes factores que afectan la calidad de la onda generada.

i) Reloj

La fuente de reloj es el mayor causante de ruido de fase del sistema, aún cuando su efecto es reducido por el proceso de división de frecuencia en el DDS.

ii) Truncamiento de fase

Dado que un DDS acumula 32 bits de información de fase, solo una porción de los bits más significativos de fase son entradas para el algoritmo del "sine lookup".
El reducido número de bits de fase de entrada para la "sine lookup function" es llamado truncamiento de fase.
El truncamiento de fase es una operación interna del DDS y no puede ser cambiada externamente. El truncamiento de los bits menos significativos es una pérdida de información de fase y contribuye a errores.

iii) Cuantización de la amplitud

La cuantización de la amplitud, ocurre en el proceso de "sine lookup". El lookup toma los bits de información de fase y la convierte en la amplitud del seno equivalente.
Ya que una representación ideal del seno requiere de un número infinito de bits para la mayoría de los valores, el valor debe ser truncado.

iv) Espúreos debido al muestreo y la no-linealidad del DAC

Las frecuencias de los espúreos discretos y la amplitud de cada uno de ellos, son dependientes de la relación entre la frecuencia generada (F_{OUT}) y la frecuencia del reloj (F_{CLK}), además de la relación entre la fases de F_{OUT} y F_{CLK} .

V.3 Evaluación

Hemos visto los factores principales que afectan la "pureza" de la sinusoide generada, en un sistema de generación de una forma de onda sinusoidal basado en un DDS.
Muchos de ellos, tal como se vio, son inherentes al método. Por otro lado es imposible garantizar a priori una THD de la señal analógica de salida, ya que, entre otras, depende de la frecuencia a generar y del DAC externo a usar.

Tal como fue indicado en los requerimientos de nuestro sistema de generación de señal, es necesario que el mismo disponga de una señal de salida de referencia, en sincronía con la onda generada. Esta señal será usada para poder extraer la parte real del voltaje medido en la etapa de demodulación del sistema de medida.
Tal como es explicado en el documento referente a la etapa de demodulación, para poder obtener los valores reales del voltaje, será necesario muestrear la señal de voltaje en los instantes donde la corriente inyectada, alcanza sus picos. Para esto es necesario que el sistema de generación de la señal, genere (además de la señal sinusoidal de excitación para la fuente de corriente) una onda cuadrada CMOS compatible (ver requerimientos del LTC1043 en el capítulo "Sistema de Medida"), de igual frecuencia que la sinusoide (50 KHz) cuyo flanco de subida, coincida con el pico (positivo o negativo) de la señal generada.
Los circuitos integrados DDS, no cuentan con una salida cuadrada de este tipo, sino que (algunos) disponen de una salida de sincronismo digital, por lo que la generación de la onda cuadrada involucraría un DAC, aparte del conversor usado para la generación de la señal de excitación.

En cuanto a la flexibilidad con que cuentan estos sistemas para generar señales de distintas frecuencias debido a su naturaleza digital, en nuestro caso no constituye una gran ventaja dado que nuestro sistema es monofrecuencia.

Por otro lado, los generadores digitales de señales requieren necesariamente una lógica digital de control para los DACs. Esto hace que esta solución sea poco atractiva para nuestro proyecto donde el control digital se verá reducido al mínimo necesario. Debiéndose buscar por tanto, dentro de lo posible, soluciones robustas puramente analógicas

Todo esto, sumado a la circuitería adicional que requiere un sistema basado en un DDS, que incluye el DAC y un filtro pasabajos a la salida (generalmente un filtro pasabajos Butterworth de 2º orden), hacen que la elección de nuestro dispositivo de generación de señal, se incline por los generadores analógicos.

V.4 Implementación

Por lo expuesto anteriormente, optamos por el diseño de nuestro sistema de generación de señal en base al generador de funciones MAX038, tal como se ilustra en la Figura IV.5.

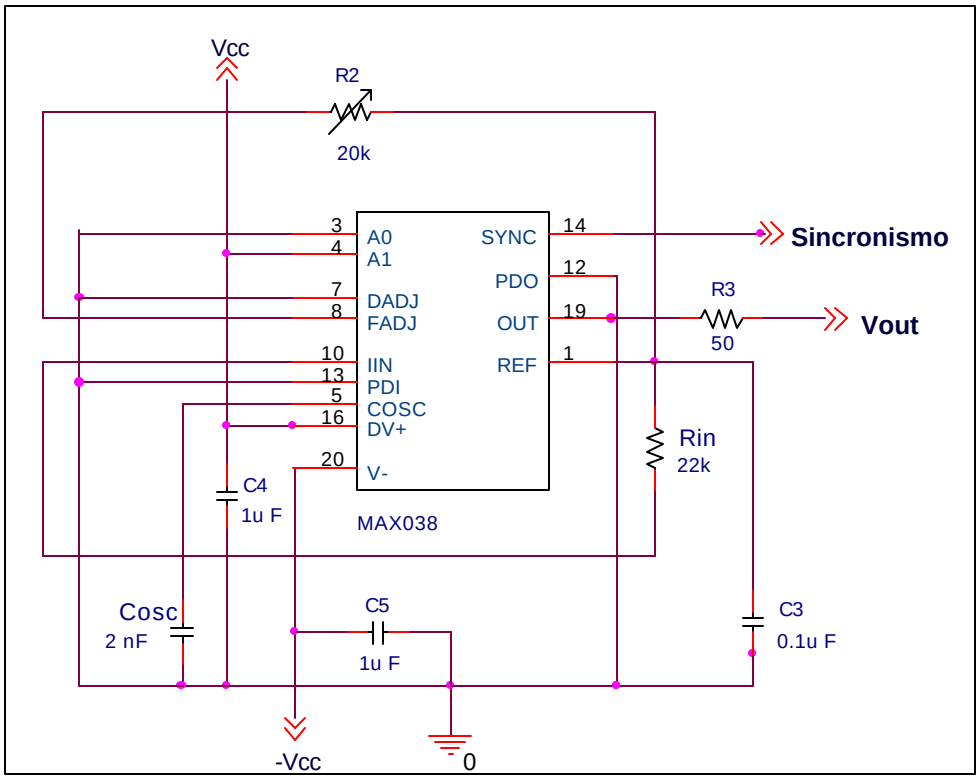


Figura IV.5 Esquema del circuito de generación de señal de IMPETOM.

Nota: Para una mejor visualización del circuito, algunos pines fueron omitidos en la figura.

Tal como fue explicado en el funcionamiento del MAX038 (ver V.1.b), la frecuencia de la onda está determinada en primera instancia por el condensador **Cosc** (C_F en la acuación *V.1)* y la resistencia **Rin** (la cual controla la corriente I_{IN}, mientras que mediante el reóstato **R2** se logra un ajuste fino de la frecuencia (ajustando el V_{FADJ}).

A continuación se detallan los criterios tenidos en cuenta en el diseño:

- Según el fabricante, la mejor performance se obtiene con I_N entre 10 µA y 400 µA. Sin embargo recomienda que para operación a frecuencia fija (tal como es nuestro caso), elegir $I_{IN} \approx 100$ µA (donde $I_N = V_{REF} / Rin$), ya que esta corriente produce el menor coeficiente de temperatura, además de presentar buena linealidad.

$$I_{IN} = \frac{V_{REF}}{R_{IN}} = \frac{2.5}{22k} = 113{,}636\,mA$$

- El fabricante recomienda usar valores de C_{osc} de entre 20pF y 100μF .

$$C_{OSC}(pF) = \frac{I_{IN}(mA)}{f_{OUT}(MHz)} = \frac{113{,}636}{0.05} = 2{,}27nF$$

Elegimos C_{osc} = 2 nF

- Para un ajuste fino de la frecuencia usamos el reóstato R2, que fija V_{FADJ}. El pin FADJ tiene un flujo constante de corriente de 250 μA hacia V. Por lo tanto si se conecta el reóstato R2 entre REF y FADJ se tiene:

$$R2 = \frac{V_{REF} - V_{FADJ}}{250mA}$$

La variación en la frecuencia de salida (en %) está dada por

$$D_X = -\frac{V_{FADJ}}{0.0343} = \frac{(250mA \bullet R2) - 2.5V}{0.0343}$$

Con R2 = 20 k, se logra el D_x máximo permisible (± 70%), ya que se alcanzan los límites máximos del voltaje de V_{FADJ} , los cuales son 2.4 V y –2.4 V.

- C3, C4, y C5 son condensadores de Bypass a tierra, y se utilizan para minimizar el efecto de ruido de alta frecuencia en el circuito.

- El resistor R3, se usa para garantizar las características de salida para capacidades de carga mayores a 50pF.

- Las entradas digitales TTL A_0 y A_1 fueron fijadas en valores de voltaje de 0V y 5V respectivamente, Estos valores corresponden a una onda sinusoidal en la salida del MAX038.

V.4.a Espectro de la señal generada

El principal inconveniente del generador MAX038 es que, a la frecuencia de trabajo, el segundo y el tercer armónico están atenuados con respecto a la fundamental tan solo 33 dB y 35 dB respectivamente tal como fue medido en las pruebas de laboratorio.

La influencia en las medidas que presentan estos armónicos no es directa, siendo necesario un estudio más detallado de su influencia y de su posible minimización.
En nuestro caso, la demodulación se realiza mediante la multiplicación de la señal adquirida con un tren de pulsos de período $T_O = \frac{1}{f_O} = 20ms$ y ancho de pulso $t = \frac{T_O}{20} = \frac{1}{20\,f_O} = 1ms$ (f_o = 50kHz) en sincronía con la onda de corriente inyectada

(ver Capítulo VII “Sistema de Medida”). Esto en frecuencia equivale a la convolución de un tren de deltas en múltiplos de f_o cuya envolvente es la función *sinc(ft)* (transformada de Fourier del tren de pulsos) y tres deltas en $f = f_o$, $f = 2f_o$ y $f = 3f_o$

(transformada de Fourier de la señal sinusoidal inyectada considerando el 2º y 3º armónico).
Por lo tanto en el espectro resultante tendremos el producto de tres deltas de amplitud decreciente más o menos constante en los primeros 3 múltiplos de f_o, por las tres deltas dadas por la transformada de Fourier de la señal inyectada.

$$\left.\begin{array}{l} Espectro\ señal\ inyec. \rightarrow d(f-f_0)+d(f-2f_0)+d(f-3f_0) \\ Espectro\ del\ tren\ de\ pulsos \rightarrow sinc(nf_0t) \end{array}\right\} \Rightarrow \sum_{1}^{3} sinc(nf_0t)\,d(f-nf_0)$$

Dado que la función *sinc(nf₀t)* solamente atenuará 0.03 dB en n=1 y 0.14 dB en n=2, el efecto de la demodulación no reducirá en forma significativa el efecto del 2º y 3º armónico (ver Figura V.6).

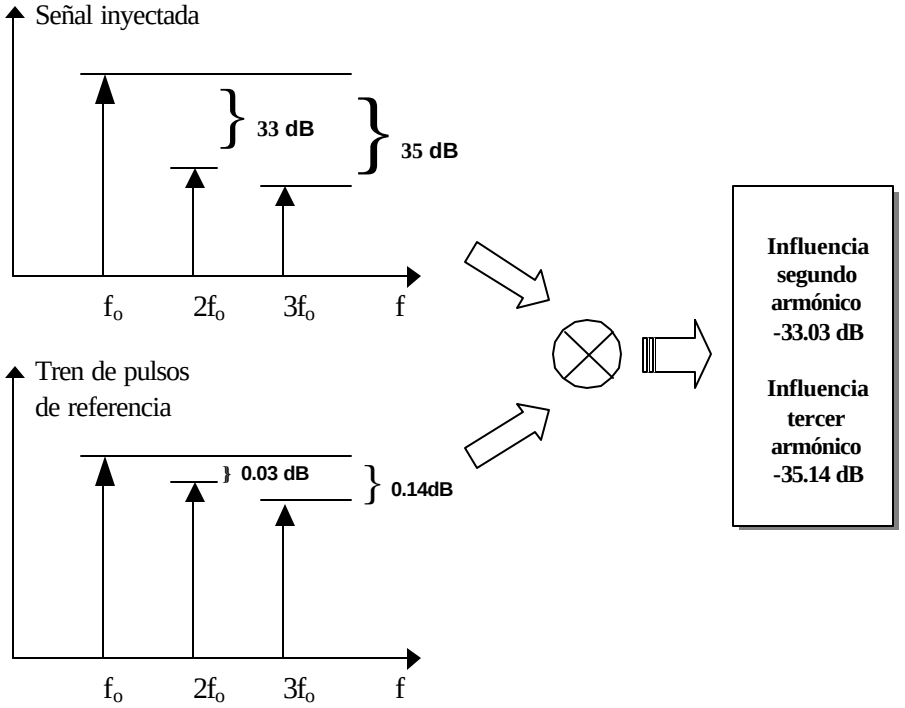


Figura V.6 Influencia real en el error del segundo y tercer armónico de la señal generada (medidas tomadas sobre el circuito de IMPETOM).

Nota: En la realidad la influencia del segundo y tercer armónico de la señal sinusoidal inyectada será menor que la indicada, ya que tal como se verá en el capítulo "Sistema de Inyección de Corriente", es necesario incluir a la entrada del sistema de inyección de corriente, un filtro pasabanda para atenuar los efectos del ruido debido al pico de resonancia que presenta dicho sistema. Esto sumado al efecto del filtro pasabajos (integrador) a la salida del MAX038 necesario para desfasar la señal en 90º, tal como se verá más adelante en el presente capítulo, hace que la atenuación del segundo y tercer armónico de la señal inyectada sea de 52 dB y 63 dB respectivamente. Esto hace que en la señal resultante luego de la demodulación, el segundo y tercer armónico estén atenuados respectivamente en 52.03 dB y 63.14 dB. Por lo que no será necesario a priori incluir un filtro pasabanda en la entrada de la etapa de medida para eliminar el error producido por estos armónicos.

V.5 Generación de la señal de sincronismo

De acuerdo a las características de la entrada de sincronismo externo para el integrado LTC1043, el cual es usado en la etapa de medida, es necesario adaptar la salida de sincronismo de nuestro sistema generador de la señal.

El LTC1043 puede ser disparado externamente por un reloj CMOS a través de su entrada de sincronismo externo (pin 16 –Cosc), el cual sobreescribe su reloj interno.
Se recomienda para esto el uso de compuertas CMOS conformes al "Standard Serie B Output Drive", las cuales poseen los niveles de voltaje y corriente apropiados para manejar varios pines Cosc (tal como se quiere en nuestro caso).

Para el LTC1043, el período de muestro (sample) de la señal de tensión a ser medida, corresponde al tiempo en el cual la onda cuadrada de sincronismo externo se mantiene en su nivel alto, mientras que mantiene el nivel de tensión obtenido (hold) durante el tiempo en el cual la onda de sincronismo se mantiene en su nivel bajo (ver Figura V.7).

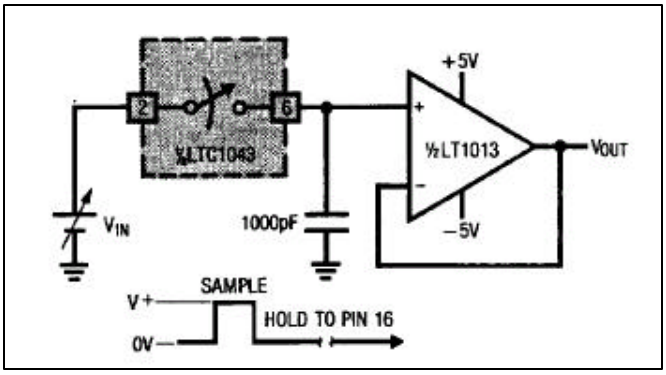


Figura V.7 Funcionamiento del LTC1043 a partir de una entrada de sincronismo externa.
(Extraído de la hoja de datos del LTC1043)

Los niveles CMOS para los cuales el pin 16 del LTC1043 reconoce un valor alto o bajo, con alimentación simétrica ± 5V (se recomienda el uso de alimentación simétrica para que se produzca una cancelación de carga en el capacitor de hold producida en la apertura del switch, para voltajes de entrada en el entorno de 0V - ver capítulo VII "Sistema de Medida"-), son: V_H = 1.5V, y V_L = -2.2V, respectivamente.

Por todo esto, la etapa de adaptación del pulso de sincronismo consiste en obtener una onda periódica cuadrada con las siguientes características:

1- Debe estar en sincronía con la onda sinusoidal de corriente, más precisamente los flancos de subida de este pulso deben coincidir con los máximos de la onda sinusoidal. Esto permitirá medir la parte real del voltaje, la cual será la utilizada por el algoritmo de reconstrucción (IMPETOM-I).

2- El ancho del pulso, o más específicamente, el tiempo en el cual la onda cuadrada se mantiene en el nivel alto, debe ser *ajustable* a un valor eventualmente muy pequeño. Este tiempo dependerá de los valores de los C_H y C_S usados en el circuito de medida. Se estima el ancho del pulso en aproximadamente 1µs (ver Capítulo VII "Sistema de Medida").

3- Deberá alcanzar los valores de V_H y V_L indicados anteriormente para lograr la conmutación de las llaves del LTC1043. Por lo tanto la onda cuadrada deberá ser de $\pm$ 5V simétrica con respecto a 0V.

La onda cuadrada de sincronismo SYNC del MAX038, no cumple con ninguno de los 3 requerimientos indicados anteriormente.
Esta señal es una onda cuadrada TTL entre 0V y 5V, con duty cylce de 50%, y su flanco de subida coincide con la salida sinusoidal cuando ésta cruza por 0V en su tramo ascendente.

Por esto, para cumplir con el requisito 1, deberemos desfasar 90º la onda sinusoidal de salida con respecto a la señal SYNC, o de lo contrario desfasar 90º la señal SYNC con respecto a la onda sinusoidal de salida del MAX038.
Dado que con un integrador (de diseño sencillo) se puede desfasar fácilmente una onda sinusoidal de salida en 90º, optamos por la 1º alternativa.
Otra posible solución para lograr esto, es mediante un circuito diferenciador, pero fue descartado por ser un verdadero amplificador de ruido debido a que actúa como un filtro pasa-alto, lo que produce problemas de inestabilidad.

V.5.a Solución al problema 1: diseño del integrador

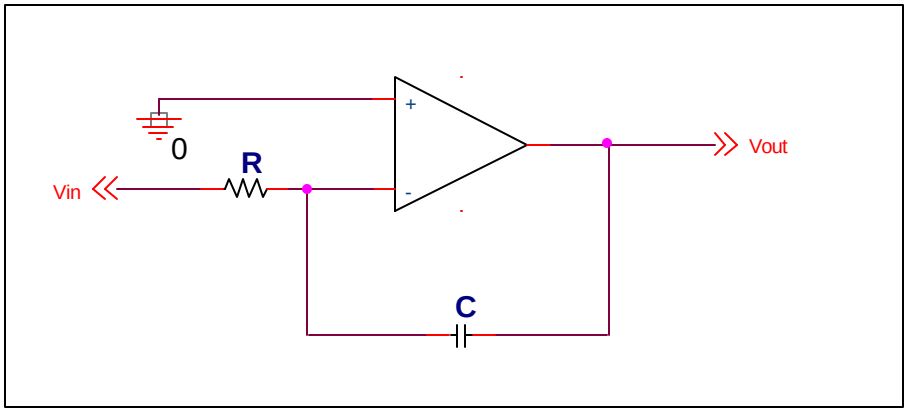


Figura V.8 Diseño de un integrador inversor o de Miller.

Tal como se indicó anteriormente, el integrador deberá desfasar 90º la señal sinusoidal de salida del MAX038 (V_{in} en el circuito de la Figura V.8).

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-1}{sCR} \Rightarrow v_{out}(t) = \frac{-1}{RC}\int_0^t v_{in}(t)dt$$

$$\Phi[H(jw)] = \Phi\left[\frac{-1}{CRjw}\right] = 90^o \quad \forall\, w$$

El problema con este diseño es que a ω=0 (DC) la magnitud de la función transferencia H(jω) es infinito. Esto se debe a que el elemento de realimentación es un condensador, y por lo tanto en DC, donde el condensador se comporta como un circuito abierto, no hay realimentación negativa, y por lo tanto el integrador funciona como un amplificador de ganancia infinita (dada por la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional).

En la práctica no resulta un voltaje de salida infinito, sino que más bien la salida del amplificador satura a un nivel de voltaje próximo al nivel de tensión de la fuente de alimentación positiva o negativa del amplificador operacional, dependiendo de la polaridad de la señal de continua a la entrada.
Esto tiene como consecuencia que ante cualquier voltaje de offset que exista en la señal de entrada del integrador (salida del MAX038), la salida del integrador saturará.

La solución a este problema consiste en colocar una resistencia R_f en el lazo de realimentación y en paralelo a C. La resistencia R_f cierra el circuito de realimentación en DC, y proporciona al integrador una ganancia finita en DC de $\frac{R_f}{R}$.

El problema es que con R_f, el integrador ya no es ideal. Para reducir al mínimo la imperfección en la función del integrador introducida por R_f, seleccionamos una R_f tan grande como sea posible (1).

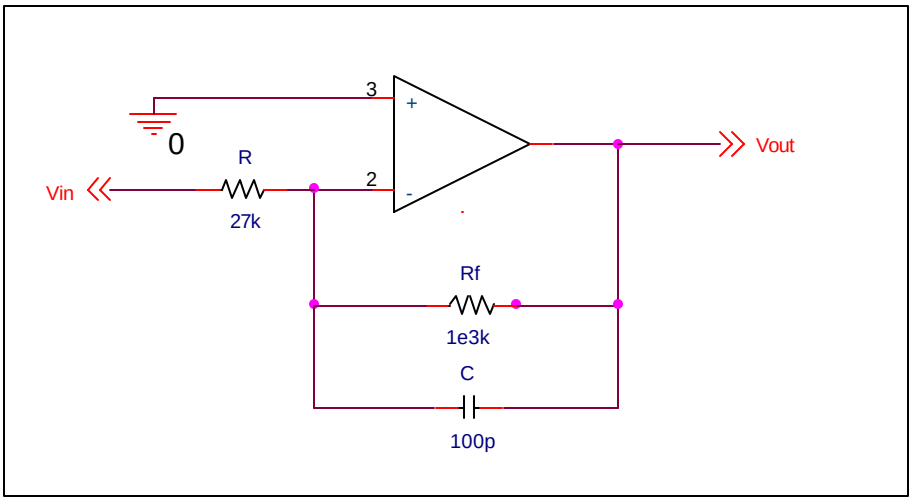


Figura V.9 Diseño de integrador con ganancia finita en DC.

Ahora la transferencia de nuestro integrador tendrá la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{-R_f}{R(1+R_f Cs)}$$

Nuestro sistema ahora tendrá un polo en $f_p = \frac{1}{R_f C 2w}$

A partir de la forma de H(s) se puede ver que para que el desfasaje sea de 90º a f = 50KHz, debo elegir R_f y C tal que $50KHz > f_p$ (2).

- Por (1) elijo R_f = 1MΩ. No elijo R_f mayor que este valor, ya que de lo contrario la ganancia en continua quedaría demasiado grande (ver Nota 1).
- Por (2) elijo C pequeño → C = 100pF.
- Elijo R = 27 KΩ para que la ganancia a f = 50KHz sea aproximadamente 1, más precisamente $|H(50KHz)| \approx 1.14$ (ver Nota 2).

Con estos valores obtenemos el valor del primer polo en $f_p \approx 1{,}591\ KHz$ (ver Figura V.10).

El 2º polo (a f > 5MΩ), es introducido por el amplificador operacional (en nuestro caso el TL081), pero no afecta el comportamiento del integrador a nuestra frecuencia de trabajo.

Tal como se ve en el diagrama inferior de la Figura V.9 (a partir de una simulación en Spice), a f = 50 KHz se obtiene un defasaje de 91º, muy próximo al defasaje de 90º que queríamos lograr.

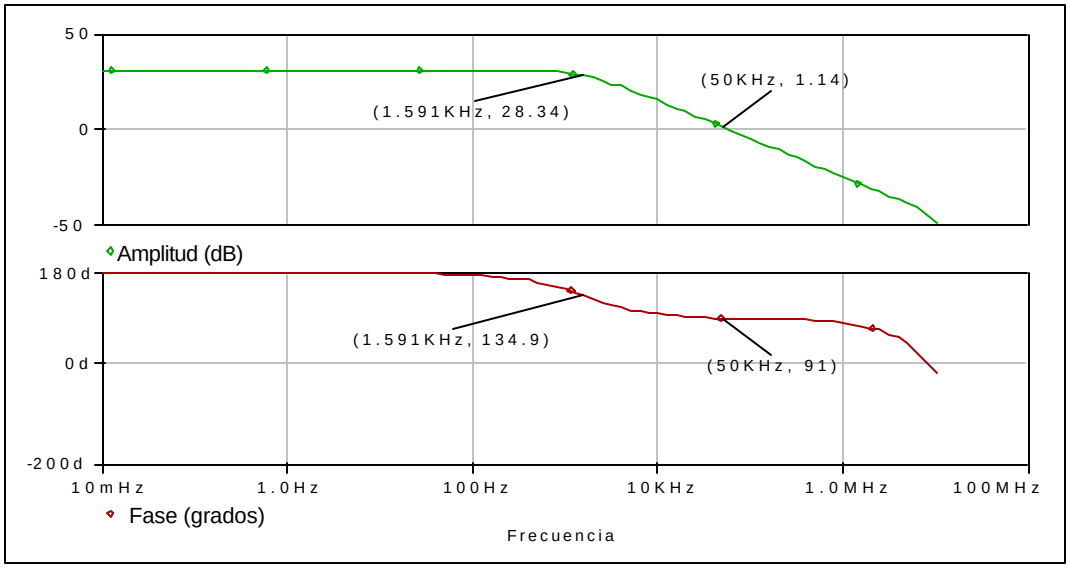


Figura V.10 Diagrama de Bode para la transferencia del integrador de la Figura V.9

Nota 1: Debido a que nuestro integrador tendrá una ganancia medianamente grande (aunque finita), en continua, desacoplamos la misma a la entrada del integrador mediante un condensador de 1μF.

Nota 2: Tal como se verá en el Capítulo VI "Sistema de Inyección de Corriente", el voltaje de la onda sinusoidal a la entrada de la fuente de corriente no puede ser mayor que 1V de pico (esta limitación está dada por la especificaciones del AD844). Por lo tanto, y teniendo en cuenta que la señal sinusoidal a la salida del MAX038 es de 1V de pico, se incluye un potenciómetro en serie con R para bajar la ganancia del integrador hasta un valor de voltaje a la salida adecuado para la fuente de corriente.

V.5.b Solución al problema 2: multivibradores monoestables

Para adaptar la salida SYNC del MAX038 de acuerdo al requerimiento 2 (recuerde que la onda de salida SYNC tiene un duty cylce de 50%), se diseña un circuito multivibrador monoestable para adaptar el ancho del pulso.

El multivibrador monoestable tiene un estado estable en el que puede permanecer indefinidamente. También tiene un estado casi estable al cual puede ser disparado y en el que permanece durante un intervalo predeterminado igual al ancho deseado del pulso de salida. Una vez que expire este intervalo, el multivibrador regresa a su estado estable y permanece ahí a la espera de otra señal de disparo [27].

A continuación detallamos las alternativas de diseño que se manejaron para este tipo de circuito. Se intentará además que este circuito pueda lograr una salida que cumpla también con el requerimiento 3.

Monoestable con compuertas CMOS NOR

Por lo visto anteriormente, dadas las características CMOS de la entrada de reloj externo para el LTC1043, y los requerimientos de corriente (ya que pueden emplearse compuertas lógicas que cumplan con el "Standard Serie B Output Drive"), encontramos en este diseño una buena alternativa.

Este diseño consiste en dos compuertas CMOS NOR de dos entradas, G1 y G2 (ver Figura V.11), un condensador de capacitancia C, y una resistencia R. El mismo puede generar un pulso de duración predeterminada a partir de un pulso cuadrado de disparo Vn (en nuestro caso el pulso SYNC del MAX038).

Las compuertas CMOS que se pueden adquirir comercialmente, cuentan con una serie de diodos conectados en sus terminales de entrada, como se indica en la Figura V.11.

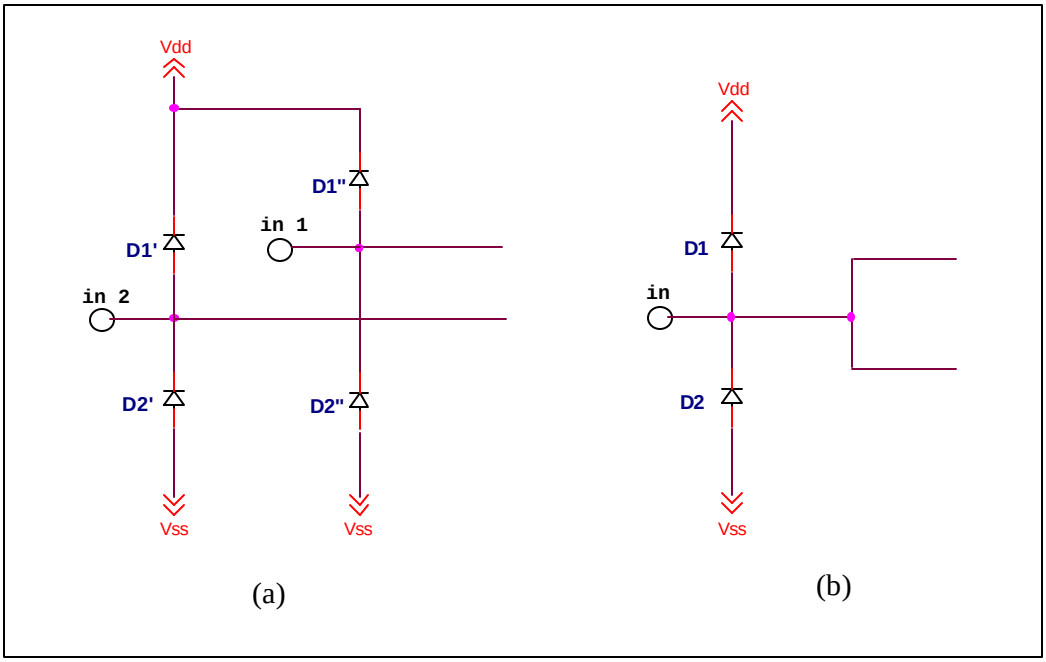


Figura V.11 (a) Diodos a la entrada de una compuerta CMOS de dos entradas.
(b) Diodos a la entrada de una compuerta CMOS cuando las dos entradas se unen.

El propósito de estos diodos es evitar que el voltaje de la señal de entrada supere el voltaje de la fuente V_{DD} (en más de una caída de diodo), y que caiga por debajo del voltaje V_{SS} (en más de una caída de diodo). Mientras que los diodos proporcionan una trayectoria de baja resistencia a la fuente de alimentación para voltajes que excedan los límites de la misma, la corriente de entrada para niveles de voltajes intermedios es esencialmente cero.

Para mayor simplicidad consideramos el circuito a la salida de las compuertas, como se ilustra en la Figura V.12 (según esté alta o baja).

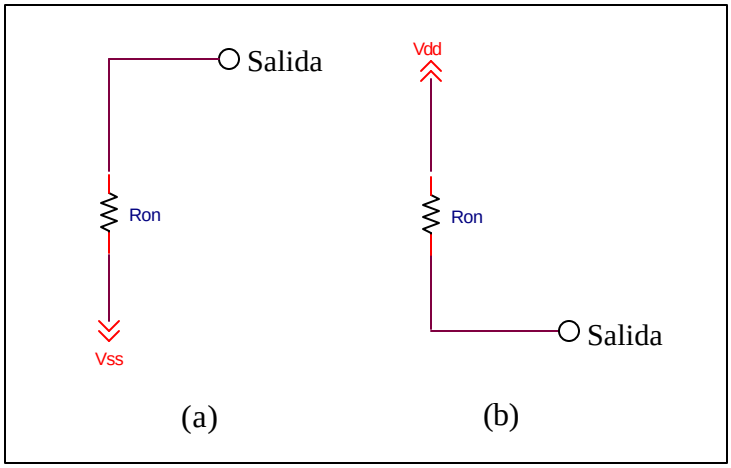


Figura V.12 Circuito equivalente de salida de una compuerta CMOS cuando (a) la salida es baja y (b) la salida es alta.

Como primera hipótesis para que este circuito funcione, la suma de los tiempos de propagación de las compuertas G1 y G2 no debe superar el ancho del pulso que se desea a la salida ($T > t_{p1} + t_{p2}$).

Consideremos primero el estado estable del circuito monoestable, o sea antes de aplicar el disparo.
La salida de G1 es alta en V_{DD}, el condensador está descargado y el voltaje de entrada a G2 es alto en V_{DD}. Por lo tanto la salida de G2 es baja en V_{SS}. Este voltaje bajo se realimenta a G1, y como V_{in} es baja, la salida de G1 es alta, tal como se supuso inicialmente.

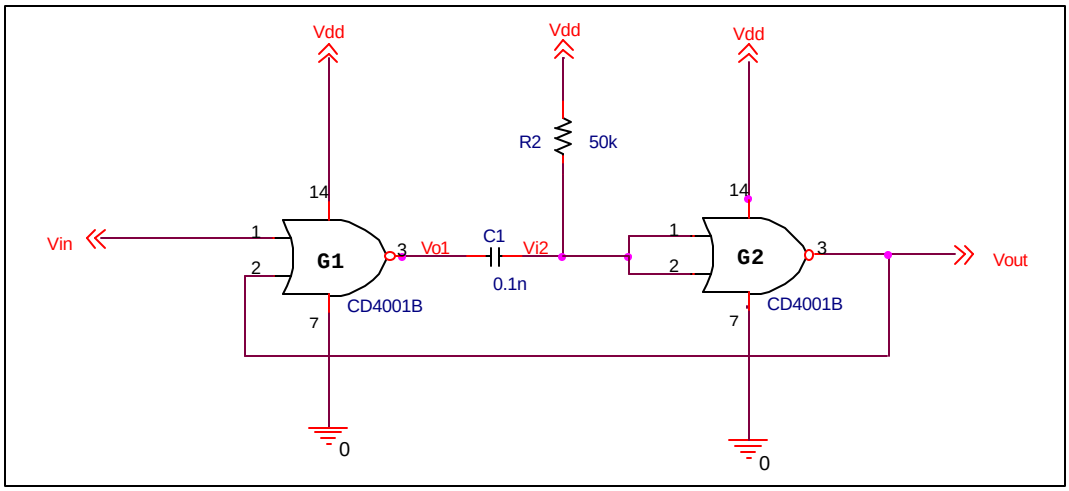


Figura V.13 Diagrama del circuito monoestable con compuertas NOR.

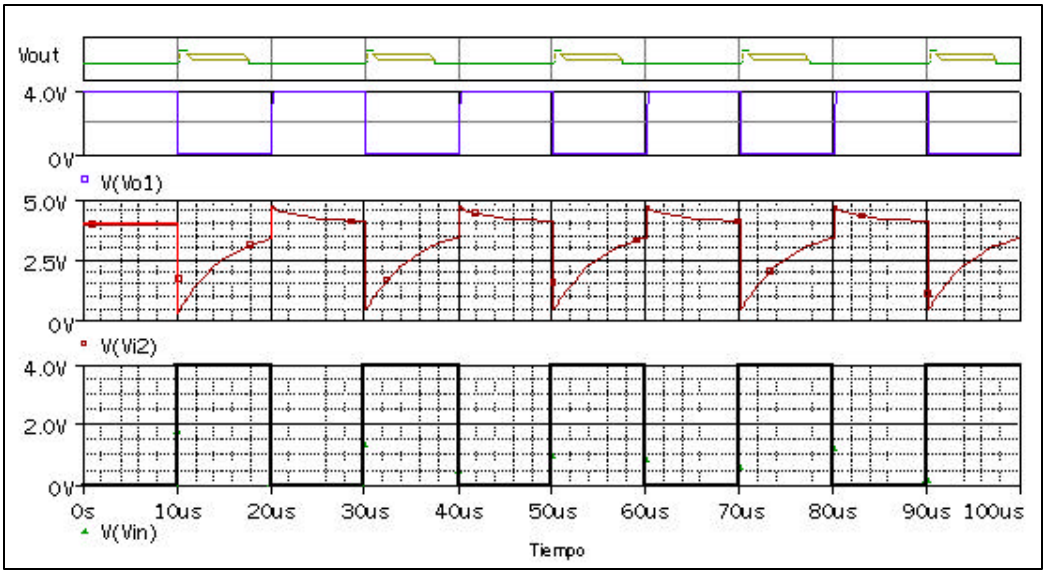


Figura V.14 Análisis temporal de las señales involucradas en el circuito de la Figura V.13

En el flanco de subida del pulso de disparo (V_{in}), la salida de la compuerta G1 (V_{o1}) cambiará a baja.
Debido a que esta compuerta estará disipando un poco de corriente y debido a su resistencia finita de salida R_{ON} , su salida no llegará instantáneamente a V_{DD}, sino que caerá en un valor ΔV_1. Esta caída ΔV_1 se copia instantáneamente a través del condensador (que en el transitorio actúa como un cortocircuito) a la entrada de la 2º compuerta (V_{i2}).
El ΔV_1 está dado por la corriente instantánea en el transitorio que circula desde V_{DD}, pasa por R y C (el voltaje instantáneo en los terminales de C es cero) y entra en el terminal de salida de G1.

$$\Delta V_1 = \frac{2RV_{DD}}{R + R_{ON}}$$

Esta caída ΔV_1 (la cual es menor que 2 V_{DD}, tal como se aprecia en el gráfico) se copia instantáneamente a través del condensador (que en el transitorio actúa como un cortocircuito) a la entrada de la compuerta G2 (V_{i2}).
Esta caída en V_{i2}, hace que la G2 pase su salida (V_{out}) a alta, o sea a V_{DD} (siempre y cuando el valor alcanzado por V_{i2} sea menor a V_L).

Nota: Esto último no sucede si se alimentan las compuertas con Vcc y –Vcc y el pulso de entrada es entre 0V y Vcc. Por esta razón el circuito no funcionará si se quiere usar este diseño de monoestable como adaptador de niveles del pulso a Vcc y – Vcc.

Esta señal mantiene baja la salida de la 1º compuerta sin importar el valor de V_{in} (inmunidad frente al ruido).
El circuito está ahora en el estado casi estable.
A partir de este momento la corriente que pasa por R, C y R_{ON} , hace que C se cargue, y el voltaje V_{i2} se eleva exponencialmente hacia V_{DD} con una constante de tiempo C(R + R_{ON}).
El voltaje V_{i2} seguirá subiendo hasta que alcance el valor V_H de la compuerta G2. En este momento G2 conmuta y su salida V_{out} pasa a cero (V_{DD}).

Cuando el pulso de disparo (V_{in}) baja, la salida de G1 (V_{o1}) pasa a alta (V_{DD}).
En realidad la salida de G1 tratará de elevarse a V_{DD}, pero su elevación instantánea estará limitada a una cantidad ΔV_2.
Esta elevación en V_{o1} se iguala fielmente por medio de C, a la entrada de G2 (V2).
Entonces V_{i2} se elevará una cantidad igual a ΔV_2. Debido al diodo D1 entre la entrada de G2 y V_{DD}, el voltaje V_{i2} se puede elevar sólo a V_{DD} + V_{D1} , donde V_{D1} (0.7V aprox.) es la caída del diodo D1. Por lo tanto, es el diodo D1 el que limita el tamaño del incremento ΔV_2.
En vista de que ahora V_{i2} es más alto que V_{DD} (en V_{D1}), circulará corriente de la salida de G1, pasará por C y luego pasará por la combinación en paralelo de R y D1.
Esta corriente descarga C hasta que V_{i2} caiga a V_{DD}.

El ancho del pulso a la salida estará dado por:

$$T = C(R + R_{ON})Ln\left(\frac{R}{R + R_{ON}}\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH}}\right) \quad (V.3)$$

Tal como se ve en la Figura V.13, luego que se detecta el pulso en la entrada, la salida permanece alta por un pequeño período de tiempo, luego del cual pasa al estado “F” . Dicho estado significa que la salida durante ese intervalo, puede cambiar de alta a baja en algún momento.
Esto es debido a que la señal V_{i2} va aumentando su voltaje gradualmente en la banda dada por los valores V_L y V_H de las compuertas. Por lo que no se puede asegurar el momento exacto en el que la compuerta conmutará, ya que lo puede hacer en cualquier momento mientras el voltaje V_{i2} permanezca en esta banda. Esto trae como consecuencia que el ancho del pulso presente una variabilidad que no se puede predecir.
A continuación, calculamos la variabilidad máxima que presenta el pulso a la salida.

$$T_{máx} = C(R + R_{ON})Ln\left(\frac{R}{R + R_{ON}}\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{IL}}\right)$$

$$T_{mín} = C(R + R_{ON})Ln\left(\frac{R}{R + R_{ON}}\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{IH}}\right)$$

Dado que para el CD4001, V_L = 0.3 V_{DD} y V_H = 0.7 V_{DD}, y suponiendo R >> R_{ON}, llegamos a que la variabilidad máxima del pulso de salida es del 29.6%, el cual es un valor demasiado elevado.

Dado que nuestro sistema de generación del pulso de sincronismo debe ser muy preciso y además capaz de lograr pulsos de duración muy pequeña (hasta 1 μseg), esta solución fue descartada.

Monoestable usando el temporizador 555.

Otra posible solución para el circuito adaptador del pulso de sincronismo es el diseño de un multivibrador monoestable basado en el temporizador 555.
El diagrama de bloques con la estructura interna del temporizador 555, es mostrado en la Figura V.15. La figura V.16 describe el circuito monoestable con el 555.

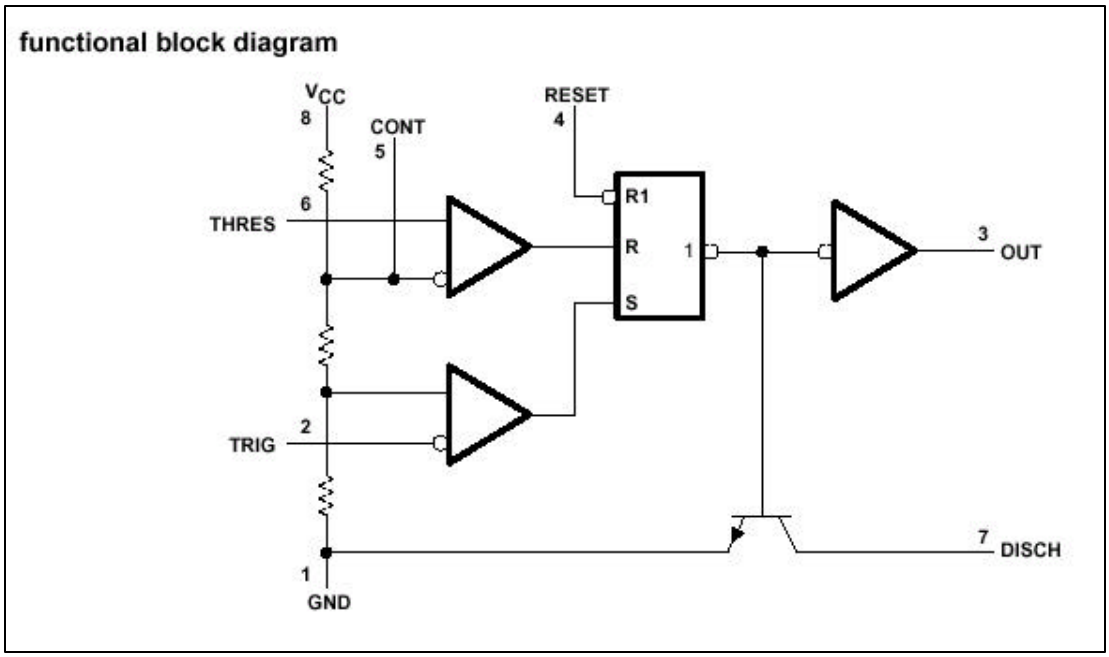


Figura V.15 Diagrama de bloques con al estructura interna del 555.
(Extraído de la hoja de datos)

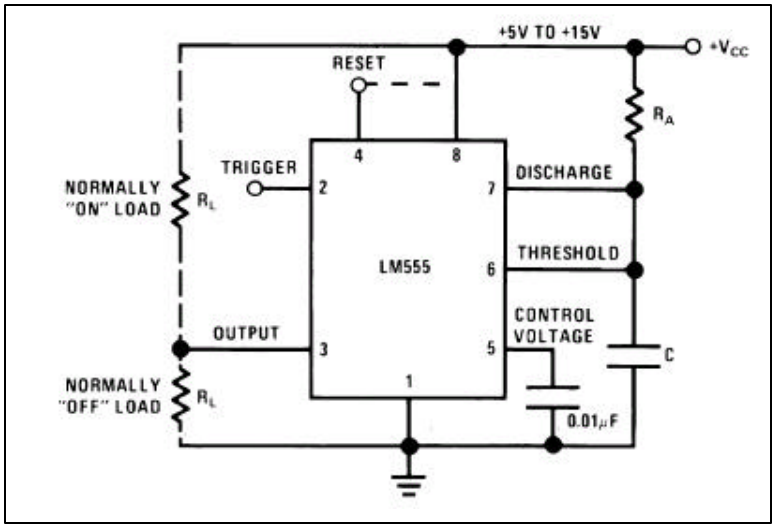


Figura V.16 Diseño de monoestable basado en el 555.
(Extraído de la hoja de datos)

El ancho del pulso a la salida estará dado por los componentes externos al 555, R_A y C de acuerdo a la siguiente:

$$T = 1.1 \times C \times R_A$$

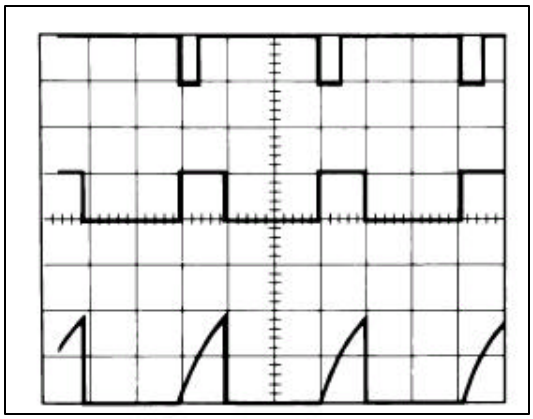


Figura V.17 Formas de onda involucradas en el circuito monoestable de la Figura V.15

En la figura V.17 se ven la señales en juego en el monoestable.
La onda superior es la señal de disparo, o sea la entrada al circuito. Cuando esta señal se hace menor al voltaje de disparo V_{TL} (1/3 V+), la onda de salida pasa a alto.
La onda del medio es la salida.
La forma de onda inferior es el voltaje del condensador (pin 6). Cuando esta señal alcanza el valor de umbral V_{TH} (2/3 V+), la salida cambia a bajo.

Tal como fue explicado anteriormente, en nuestro caso, lo que queremos obtener es, a partir de una onda cuadrada que va de 0V a 5V con un duty cycle del 50% (obtenida del MAX038) y de período 20 μs, una onda cuadrada de salida entre –5V y 5V con una ancho del pulso positivo de entre 1μs y 3 μs.

En primera instancia, nos encontramos con dos problemas para alcanzar esta onda de salida.

El primer problema es que el ancho del pulso de entrada debe ser menor que el ancho del pulso a la salida. Si esto no se cumple, en el momento que el voltaje del condensador llega al V de umbral, a la entrada del flip-flop R-S se tiene R=1 y S=1, la cual no es una entrada válida para el flip-flop R-S, y por lo tanto no hace que la salida conmute de 1 a 0. La conmutación en la salida ocurrirá recién cuando el nivel del pulso de disparo supere el valor dado por V_{TL}.

El segundo problema es que si la entrada es de 0V a 5V (como es nuestro caso), y se alimenta el 555 con alimentación simétrica (para poder obtener una onda cuadrada simétrica entre –5V y +5V), el nivel de disparo (1/3 V+ con respecto a V-) será negativo. Este nivel puede cambiarse con el pin de control de voltaje, pero siempre será negativo. Y como la señal de disparo de entrada nunca alcanza valores negativos, el circuito nunca conmutará.

Sin embargo, ambos problemas se podrían solucionar con un "diferenciador de pulso" a la entrada, como se ve en la Figura V.18.

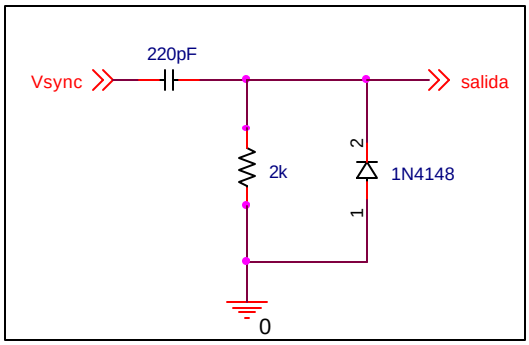


Figura V.18 Diferenciador de pulso.

El diodo en paralelo con la resistencia es un diodo de pequeña señal con un voltaje directo de 0.3V a 0.5V y hace que la salida alcance un valor negativo (-0.5 V) en el

flanco negativo de la señal de entrada. Aquí se cumpliría con el requisito 3, ya que ahora el pulso de disparo, alcanzará valores negativos de tensión.
Con este circuito también se "acortaría" el ancho del pulso, ya que ahora el pulso se convertiría en una curva de carga y descarga del condensador. Tal como se ve en la Figura V.19.

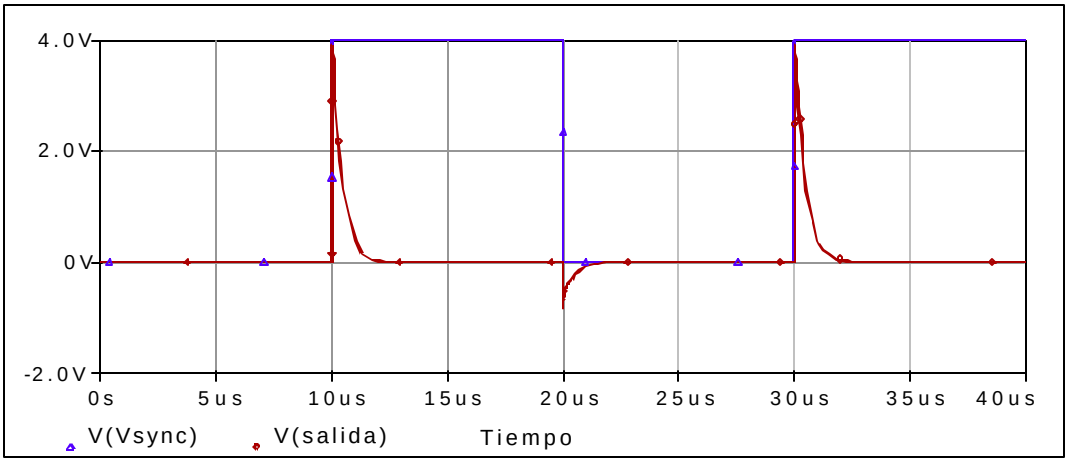


Figura V.19 Formas de onda a la entrada y a la salida del diferenciador de pulso.

Hasta aquí estarían solucionados los problemas en cuanto al ancho y los niveles de tensión que debe alcanzar el pulso de disparo. Sin embargo este circuito aún no es apto para nuestra aplicación. Una propiedad importante del monoestable con el 555, es que durante el tiempo en que la salida está alta, la señal de disparo puede variar su valor sin que logre conmutar el flip-flop que genera el pulso de salida. Logrando así cierta inmunidad al ruido en el disparo durante este intervalo. El problema surfe como consecuencia de una restricción propia del 555, y se refiere al tiempo de almacenamiento en el comparador inferior. Esta parte del circuito puede llegar a presentar "turn-off delays" de algunos microsegundos después del disparo, o sea que el latch puede tener aún, una entrada de disparo válida durante este período.
En la práctica, por la propiedad que fue antes citada, esto significa que el ancho mínimo del pulso a la salida debería ser del orden de los 10 μs para prevenir un posible doble disparo debido a este efecto.
Esto es una limitante importante, ya que queremos obtener una onda cuadrada cuyo pulso positivo dure aproximadamente 1μs (ver Documento VII "Sistema de Medida"), el cual es menor al mínimo posible de 10μs.

Todo esto hace que la solución con el 555 haya sido descartada.

Monoestable comercial.

Existen en plaza varios modelos de integrados los cuales tienen implementados circuitos multivibradores monoestables. En todos los casos, el ancho del pulso a la salida está dado por los valores de la resistencia y el condensador externos al integrado.
Una característica esencial que deben tener estos integrados para que sean aptos para nuestro caso, es que la tensión dada por el voltaje del condensador externo, debe ser una entrada a un comparador y no a una compuerta lógica, ya que de lo contrario

tendremos el problema de la variabilidad del pulso que teníamos en el caso del monoestable con compuertas NOR.
El monoestable 4047, presenta este problema, ya que el voltaje del condensador es entrada de una compuerta NAND, por lo que el ancho del pulso tiene una variabilidad de hasta el 12%. Aunque este valor es menor que el presentado en el monoestable con compuertas NOR, de todas formas no cumple con los requerimientos de precisión de nuestro sistema.

En el monoestable de precisión 4538, cuya estructura interna es mostrada en la Figura V.20, el nivel de tensión dado por el voltaje del condensador externo, ingresa en un comparador, por lo que mediante este integrado podremos determinar con mayor precisión el ancho del pulso.

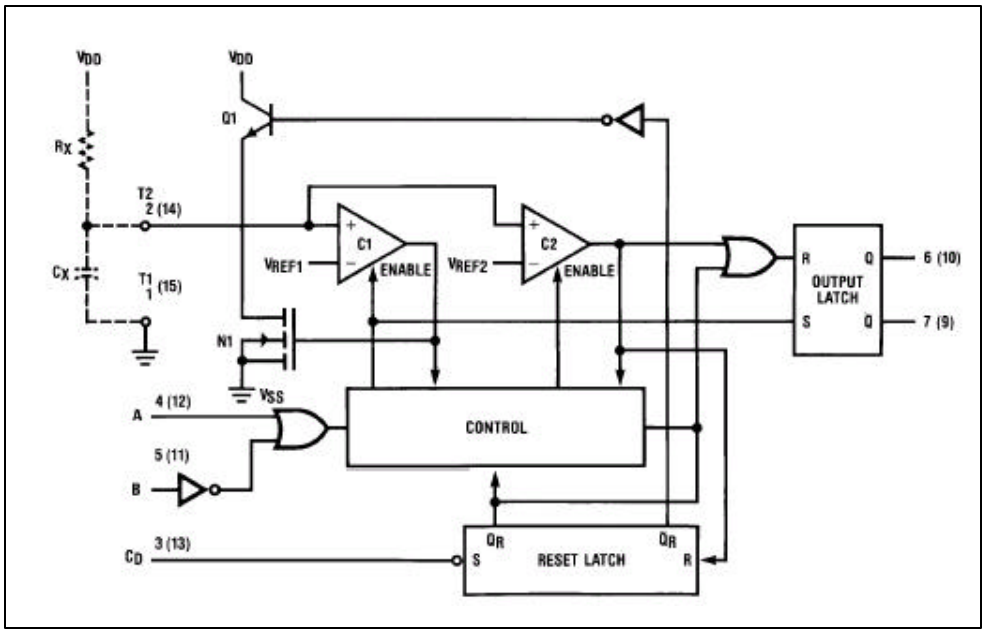


Figura V.20 Estructura interna del CD4538. (Extraído de la hoja de datos)

A continuación se describe el funcionamiento de este circuito.
Antes de que ocurra un pulso de disparo, el monoestable se encuentra en su estado estable con la salida Q baja, y el condensador C_X completamente cargado con V_{DD}. Cuando la señal en la entrada "A" va desde V_{SS} a V_{DD} (mientras las entradas "B" y "C_D" permanecen en V_{DD}), un pulso de disparo válido es reconocido, el cual activa el comparador C1 y el transistor N1. Al mismo tiempo el latch de salida es llevado a set (Q alta). Con el transistor N1 encendido, C_X se descarga rápidamente hacia V_{SS}. Cuando el voltaje en C_X alcanza V_{REF1}, el comparador C1, cambia de estado y el transistor N1 es desactivado. Entonces el comparador C1 se apaga y al mismo tiempo se enciende el comparador C2. Con el transistor N1 pagado, C_X comienza a cargarse hacia V_{DD} a través de R_X.
Cuando el voltaje en C_X llega a V_{REF2}, el comparador C2 cambia de estado causando que el latch de salida cambie su estado a reset (Q baja) mientras que al mismo tiempo se desactiva el comparador C2.

La duración del pulso de salida está dada por: $T = R_X C_X$.

Por lo tanto en "A" conectamos la señal SYNC del MAX038 y llevamos la tensión en "B" a V_{DD} (ver Figura V.20).

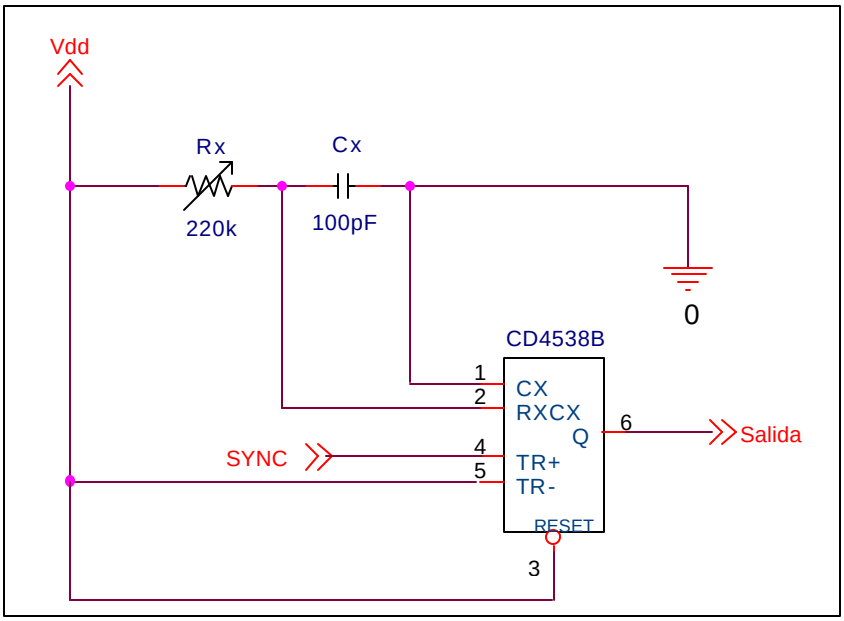


Figura V.21 Circuito para el monoestable CD4538.

Los valores de R_x y C_x fueron elegidos para poder obtener pulsos a la salida de entre 1µs y 3µs y cumpliendo con los límites dados por la hoja de datos del fabricante.

La performance de este circuito se adapta perfectamente a los requerimientos de nuestro sistema, pudiendo alcanzar pulsos de salida con un ancho mínimo de 1 µs en la práctica, y presentando tiempos bastante bajos de propagación y de transición del nivel de la señal.

Se estudió la posibilidad de obtener a la salida del monoestable, a partir de la señal SYNC entre 0V y 5V, pulsos entre –5V y 5V alimentando simétricamente al integrado, y por lo tanto cumplir con el requisito 3. Sin embargo esto no se logró debido a que la compuerta AND de entrada no reconoce el nivel de la señal en "A" (señal de disparo), cuando ésta se encuentra en 0V. Un disparo válido solamente es reconocido cuando la entrada "A" va de V_{SS} a V_{DD}.
Por lo tanto será necesario agregar a nuestro sistema de generación del pulso de sincronismo, un circuito que adapte los niveles de tensión de nuestro pulso a –5V y 5V.

Notas:

- ✓ Es conveniente intercalar el circuito de adaptación de niveles entre el MAX038 y el monoestable CD4538, ya que éste último presenta menores tiempos de propagación y de transición de la señal de salida, si se lo alimenta entre –5V y 5V, en comparación cuando la alimentación es de 0V y 5V.
- ✓ El modelo a usar debe ser el CD4538BCN ya que otros modelos del CD4538 logran pulsos de salida de ancho mínimo mayores a 1µs.

V.5.c Solución al problema 3: comparador

Dado que el diseño elegido para el multivibrador monoestable no posibilita que a partir de una onda cuadrada entre 0V y 5V, tal como es el caso de la señal SYNC del MAX038, se obtenga un pulso entre –5V y 5V, tendremos que introducir en nuestro sistema un circuito que adapte los niveles de la onda cuadrada de salida.

Como primer diseño para este circuito, optamos por un transistor bipolar (BJT) PNP, polarizado de tal forma que ante niveles de la onda cuadrada de entrada (0V y 5V), trabajara en saturación y en corte respectivamente (ver Figura V.22).

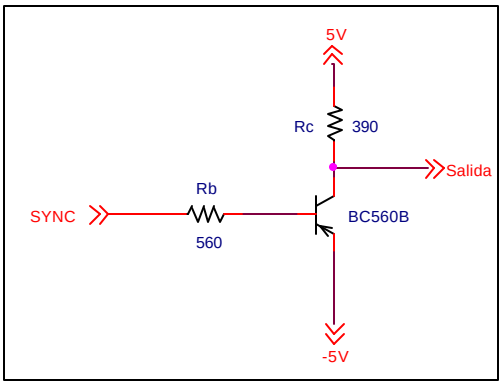


Figura V.22 Adaptador de niveles de tensión con un BJT.

El problema que tiene este circuito es que la señal de salida presenta un tiempo de propagación bastante elevado, especialmente cuando el transistor sale de la saturación (del orden de los 0.5 μs), además de tener baja velocidad de transición tanto en los flancos de subida y bajada (en el entorno de los 3 μs).
La condición de saturación para el circuito de la Figura V.22 está dado por:

$$\frac{5 - V_{EB}^{sat}}{R_B} > \frac{10 - V_{EC}^{sat}}{R_C b}$$

Por lo tanto, para disminuir los tiempos de propagación de la señal de salida, disminuyendo R_C se logra una condición de saturación menos fuerte, y por lo tanto aumenta la velocidad de propagación desde la saturación hacia el corte.
Como contrapartida el valor de la salida cuando ésta se encuentra alta (V_O^H), es bastante menor que 5V.

Otra solución manejada fue agregar un diodo schottky entre el colector y la base, para evitar la saturación del transistor limitando por debajo de cierto valor el voltaje V_{BC}, pero no se logró mejorar sustancialmente la velocidad de propagación de la señal de salida.

Por lo tanto, se optó por otra alternativa de diseño, que presente mayores velocidades de propagación y transición.

Para esto se probó un circuito comparador.
En rigor cualquier amplificador operacional puede ser usado como un comparador, sin embargo algunos como el 741, presentan ciertas restricciones para este uso, como son:

- Baja corriente de salida.
- *Rise-time* y *fall-time* altos para frecuencias mayores que 1 Khz.
- Cambio de fase en la salida debido a la existencia del capacitor interno de compensación.

Debido a estos problemas, raramente se usa el 741 como comparador [48].
Para evitar estos inconvenientes utilizamos el comparador LM311 (ver Figura V.23).

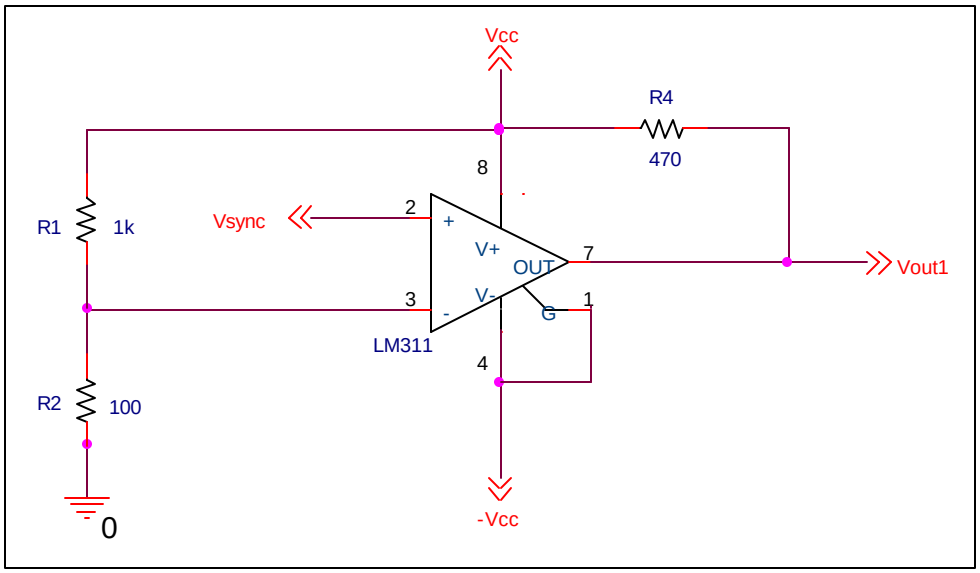


Figura V.23 Comparador usando el LM311.

La resistencia R4 en la Figura V.23, es una resistencia "pull-up" necesaria para obtener el nivel V_O^H deseado, debido a que la salida del LM311 es con un transistor en colector abierto.
La salida de este circuito (Vout1 en la Figura V.23), presenta un tiempo de propagación aproximado de 70ns y un tiempo de transición de aproximadamente 200ns (medidos en la práctica), completando un tiempo de respuesta de 250ns aprox. Estos valores son aptos para nuestra aplicación, por lo que optamos por esta solución.

V.5.d Discusión

En la Tabla V.1 se detallan las distintas alternativas manejadas en V.5.a, V5.b y V.5.c en el diseño del sistema de adaptación de la señal de sincronismo a partir de la onda cuadrada SYNC del MAX038, destacándose en recuadro la opción elegida.

Requisito 1: sincronía con picos onda de corriente.	**Requisito 2: ancho de pulso = 1ms**	**Requisito 3: simetría respecto a 0 Volts.**
Circuito integrador (filtro pasa-bajos). Defasaje obtenido a 50 kHz = 91º	Monoestable con compuertas NOR. Variabilidad máxima ancho de pulso: 29.6%	Transistor BJT en corte y saturación. Muy elevados tiempos de propagación. Baja velocidad de transición.
	Temporizador 555. Ancho mínimo de pulso = 10µs	Transistor Schottky. Elevados tiempos de propagación. Baja velocidad de transición.
	Monoestable comercial 4047. Variabilidad máxima ancho de pulso: 12%	Comparador LM311. Altas velocidades de propagación y transición.
	Monoestable comercial de precisión 4538BCN. Ancho mínimo pulso = 1 µs. Variabilidad máxima ancho de pulso: 7%	

Tabla V.1 Alternativas manejadas en el diseño del adaptador del pulso de sincronismo.

VI. Sistema de Inyección de Corriente

La exactitud de la imagen reconstruida depende fuertemente de la exactitud con que las corrientes aplicadas y los voltajes medidos son conocidos y por lo tanto el diseño de un circuito de aplicación de corriente preciso, es una consideración importante [1].
Tal como vimos en el capítulo "Diseño del sistema", se optó por un sistema de corriente constante, esto implica que las medidas de voltaje son procesadas considerando que no existen variaciones en la corriente inyectada. Por otra parte, también se optó por emplear un multiplexor para la distribución de la corriente en los electrodos. Por lo tanto si se quiere medir la corriente que está siendo realmente inyectada, esta medida se deberá realizar luego del multiplexor para cada electrodo, evitándose así el efecto de la capacitancia de salida del multiplexor (siendo la salida el lado conectado a la fuente de corriente), que como vimos anteriormente, es una fuente importante de errores. La capacitancia de entrada es de uno a dos órdenes menor que la de salida en la mayoría de los multiplexores analógicos con tecnología CMOS (ver VI.5), por lo tanto su efecto no se considera una limitante importante en el diseño.
El diseño de tal sistema de calibración es bastante complejo, por lo que uno de los objetivos a lograr en nuestra fuente de corriente es que el valor de la corriente inyectada sea lo más constante posible, a pesar de las variaciones en la impedancia de carga, de forma de no afectar las medidas de tensión [36].

VI.1 Estabilidad de la corriente inyectada.

Las medidas en vivo pueden presentar una variación relativamente rápida en las impedancias de carga. Estos cambios representan un error en los electrodos de corriente si ésta es fijada antes del período de medida y se asume que la misma permanece constante, tal como es nuestro caso.

Las variaciones en la corriente de carga pueden ser corregidas mediante el uso de un esquema de fuente de corriente donde las corrientes de salida son controladas por fuentes de voltaje (fuente de corriente controlada por voltaje –FCCV). Estas generan corrientes que son casi independientes de los cambios en la impedancia de carga.

Una fuente de corriente lineal puede ser modelada por una fuente de corriente ideal en paralelo con una impedancia Zs como la mostrada en la Figura VI.1. La corriente de carga I_L está dada por:

$$I_L = I_S\left(\frac{Z_S}{Z_S + Z_L}\right)$$

Luego de tomar la derivada parcial con respecto a Z_L:

$$\frac{\partial I_L}{\partial Z_L} = -I_S\frac{Z_S}{(Z_S + Z_L)^2} = \frac{-I_L}{Z_S + Z_L} = \frac{-I_L}{Z_S} \qquad \text{si } Z_S >> Z_L \qquad (VI.1)$$

se obtiene $Z_S = \frac{-I_L}{\left(\frac{\partial I_L}{\partial Z_L}\right)} - Z_L$

Si aproximamos *(VI.1)*, tomando valores incrementales, obtenemos:

$$\left|\frac{\Delta I_L}{I_L}\right| = \frac{\Delta Z_L}{Z_S} \qquad (VI.2)$$

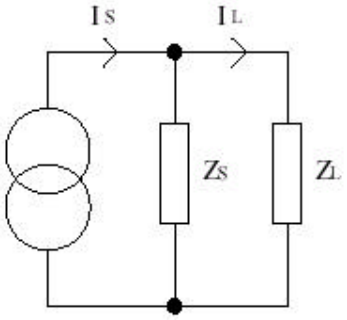


Figura VI.1 Modelo de la fuente de corriente.

Por lo tanto, cuanto más grande la impedancia de salida Z_S, más pequeño es el cambio en la corriente de carga para un cambio dado en la impedancia de carga [1].

En EIT, la exactitud estimada recomendable en las medidas es del 0.1% para lograr imágenes de la perfusión pulmonar, si bien en un sistema EIT de imagen diferencial, este parámetro no es tan crítico como los errores aleatorios (ver Capítulo VIII "Sistema de Medida") [6]. En un sistema de inyección de corriente constante, tal como es nuestro caso, las variaciones en la corriente inyectada como consecuencia de los cambios en la impedancia de carga, producirán un error en la medida de voltaje. Por lo tanto, si se quiere mantener ese error por debajo del 0.1% se debería lograr que $\left|\frac{\Delta I_L}{I_L}\right|$ fuera menor que 0.001.
Si consideramos la máxima variación que puede experimentar la impedancia de carga para la fuente de corriente en medidas en vivo (incluye las impedancias de la interfaz electrodo-piel), la cual oscila entre los 300 Ω y 2 KΩ [6], se obtiene por *(VI.2)*:

$$\frac{\Delta Z_L}{Z_S} < 0.001 \Rightarrow Z_S > \frac{\Delta Z_L{}^{máx}}{0.001} \Rightarrow Z_S > 1.7M\Omega$$

Por esto, nuestra fuente de corriente debería tener una impedancia de salida mayor que este valor, para poder cumplir con los requerimientos de exactitud antes mencionados.
Sin embargo, este valor es muy difícil de alcanzar, especialmente para frecuencias superiores a los 10 kHz debido a la capacitancia de salida de la fuente de corriente, la cual decrementa el módulo de la impedancia de salida a medida que aumenta la frecuencia [42] (como se verá más adelante, la impedancia de salida de la fuente de corriente se puede modelar como el paralelo de una resistencia y un condensador).
Existen algunos métodos para reducir el valor de la capacitancia de salida de la fuente de corriente, como son los circuitos de capacitancia negativa, los cuales utilizan un amplificador operacional con realimentación positiva y ganancia mayor que uno [1].
Sin embargo en la práctica es muy difícil reducir la capacitancia de salida de la fuente de corriente por debajo de 1pF [42].

Por lo tanto, se establece como un objetivo razonable en EIT, alcanzar una impedancia de salida para la fuente de corriente de 500 kΩ de módulo en el rango de frecuencia de trabajo [42].

VI.2 Espejo de corriente.

El espejo de corriente es una fuente controlada por corriente, normalmente con una ganancia de corriente cercana a la unidad. El símbolo del espejo de corriente se muestra en la Figura VI.2.

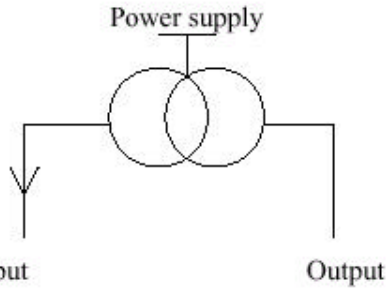


Figura VI.2 Símbolo del espejo de Corriente (extraído de [1]).

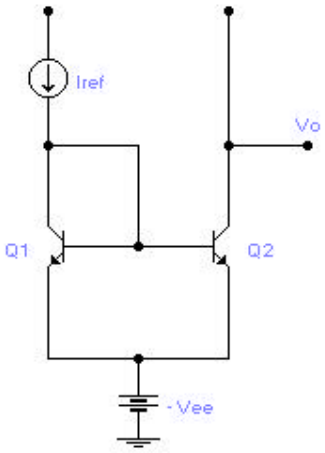


Figura VI.3 Espejo de corriente básico con BJT.

La Figura VI.3 muestra el espejo de corriente en su forma más simple. Éste es el elemento de construcción más elemental en el diseño de circuitos de fuentes de corriente y de dirección de corriente de circuitos integrados.
El espejo de corriente consta de dos transistores acoplados Q_1 y Q_2 con sus bases y emisores conectados juntos, y que así tienen el mismo v_{BE}. Además Q_1 está conectado como diodo al ponerse en cortocircuito su colector y su base.

El espejo de corriente se muestra alimentado con una fuente de corriente I_{REF}, y la corriente de salida se toma del colector de Q_2. El circuito alimentado por el colector de Q_2 debe asegurar operación en modo activo para Q_2 (al conservar su voltaje de colector más alto que el de la base) en todo momento. Supongamos que los transistores con unión bipolar (BJT) tiene alta β (donde $I_C = \beta.I_B$), y por lo tanto sus corrientes de base son tan pequeñas que son despreciables. La corriente de entrada I_{REF} circula por le transistor Q_1 conectado como diodo y establece así un voltaje en los terminales de Q_1 que corresponde al valor de I_{REF}. Este voltaje, a su vez, aparece entre base y emisor de Q_2. Como Q_2 es idéntico a Q_1, la corriente de colector de Q_2 será igual a I_{REF}.
Se deduce por lo tanto que mientras Q_2 se mantenga en la región activa ($V_O > V_{BE}$), su corriente de colector I_O será aproximadamente igual a I_{REF}.

El valor unitario de la ganancia de corriente (I_O / I_{REF}), en el caso práctico, se verá afectado por el hecho de que β es finita y por el efecto Early [28].

La resistencia de salida de este circuito es r_o de Q_2.

Donde $r_0 \equiv \left[\frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \middle| v_{BE} = cte \right]^{-1}$

Cuando los transistores BJT operan en la región activa, idealmente la corriente de colector es independiente del voltaje V_{CE}. Esto dicho de otra forma significa que el voltaje de Early es idealmente infinito [28]. Por lo tanto se obtiene un valor de r_o infinito. Sin embargo, los transistores BJT muestran alguna variación de la corriente de colector sobre el voltaje de colector, con el resultado de que las curvas características i_C, V_{CE} no son rectas horizontales perfectamente.

Por lo tanto en el caso práctico se puede deducir que: $$r_o \approx \frac{V_A}{I_C}$$

Donde I_C es el nivel de corriente correspondiente al valor constante de V_{BE} cerca de la frontera de la región activa, y V_A es el voltaje de Early.
Como el voltaje de Early, el cual es un parámetro para el BJT en particular, tiene valores típicos entre 50 y 100 V, mientras que I_C normalmente es del orden de los mA, en el caso práctico se obtienen altos valores de r_o y por lo tanto alta impedancia de salida [28].

El espejo de corriente es un circuito unipolar y por lo tanto sólo puede inyectar o tomar corriente. Los sistemas EIT requieren una señal AC a ser aplicada al paciente por razones de seguridad ya descritas, y por consiguiente la fuente de corriente debe ser bipolar [1]. Los sistemas descritos a continuación, son ejemplos de fuentes de corriente bipolares.

VI.3 Fuentes de corriente controladas por voltaje.

Las fuentes de corriente controladas por voltaje (FCCV), son aquellas cuya señal de entrada es un voltaje, y la señal de salida es una corriente [28].
Las FCCV se clasifican en dos claras categorías, aquellas qué tienen una alta impedancia de salida debido a las propiedades físicas de un dispositivo, como es el colector de un transistor, y aquellos que tienen una impedancia de salida alta debido a un sistema realimentado en lazo cerrado [1].
Se presentan a continuación varios diseños de fuente de corriente controlada por voltaje incluidas en ambas categorías, los que serán discutidos.

VI.3.a Fuente de corriente de carga flotante.

Por razones de seguridad, es conveniente aislar eléctricamente las conexiones del paciente respecto a tierra.
Por esto todos los circuitos asociados al paciente deben estar aislados también, y la fuente de corriente no es la excepción. Como consecuencia, una fuente de corriente de carga flotante es una buena solución para lograr el aislamiento con respecto de tierra, salvo que se disponga de una tierra “virtual” aislada [29].

Un circuito diseñado para generar una corriente precisa a través de una carga flotante es relativamente fácil de producir.

La Figura VI.4 muestra tal circuito y la impedancia de salida está dada por:

$$Z_S = R_I\,(A_0 + 1)$$

donde A_0 es la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional.

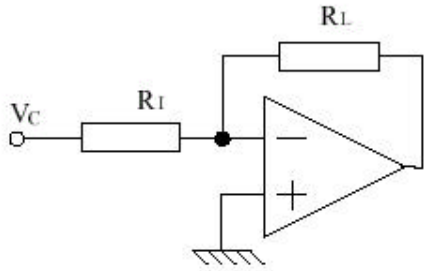


Figura VI.4 *Fuente de corriente de carga flotante.*

La expresión para la impedancia de salida se deduce de lo siguiente:

$$V_0 = -A_0\,(V_- - V_+) = -A_0\,V_-$$

$$I_L = \frac{(V_- - V_0)}{Z_L} = \frac{(A_0 + 1)V_-}{Z_L}$$

$$V_- = V_C - R_I\,I_L$$

$$\therefore\ I_L = \frac{(A_0 + 1)(V_C - R_I\,I_L)}{Z_L}$$

$$\therefore\ I_L = \frac{V_C}{R_I + \dfrac{Z_L}{(A_0 + 1)}}$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial Z_L} = \frac{1}{(A_0 + 1)} \frac{-V_C}{\left(R_I + \dfrac{Z_L}{A_0 + 1}\right)^2} = \frac{-I_L}{(A_0 + 1)R_I + Z_L}$$

Por la ecuación *(VI.1)*:

$$Z_S = \frac{-I_L}{\left(\dfrac{\partial I_L}{\partial Z_L}\right)} - Z_L$$

$$\therefore Z_S = (A_0 + 1)R_I$$

VI.3.b Fuente de corriente controlada por voltaje con realimentación positiva.

La fuente de corriente controlada por voltaje con realimentación positiva, de la cual el circuito de Howland es un ejemplo, es el diseño más común del tipo de FCCV realimentadas y se usa ampliamente en EIT. El diagrama funcional de este circuito se muestra en la Figura VI.5.

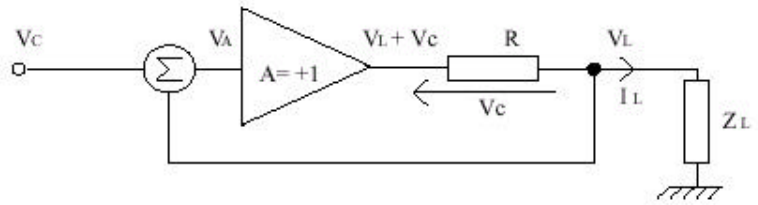


Figura VI.5 *Fuente de corriente controlada por voltaje con realimentación positiva.*

La impedancia de salida de este sistema está dada por:

$$Z_S = \frac{R}{1-A}$$

Esta expresión se deduce de lo siguiente:

$$V_A = V_C + V_L$$
$$V_O = AV_A = A(V_C + V_L) = V_L + I_L R$$
$$\therefore I_L = \frac{V_L(A-1) + AV_C}{R} = \frac{I_L Z_L(A-1) + AV_C}{R}$$
$$\therefore I_L = \frac{-AV_C}{(R + Z_L(1-A))}$$
$$\frac{\partial I_L}{\partial Z_L} = \frac{AV_C(1-A)}{(R + Z_L(1-A))^2}$$
$$\frac{\partial I_L}{\partial Z_L} = \frac{-I_L}{\frac{R}{(1-A)} + Z_L}$$
$$\therefore de\,(VI.1) \quad Z_S = \frac{R}{(1-A)}$$

En teoría, este circuito puede proporcionar una impedancia de salida infinita si la ganancia del amplificador es precisamente la unidad. La limitación de este circuito es, sin embargo, la precisión con que la ganancia puede llevarse a la unidad.
La ganancia del amplificador es determinada por los valores de las resistencias asociadas con el amplificador y por lo tanto la ganancia depende de la precisión de estos valores.

El circuito de Howland es mostrado en la Figura VI.6.

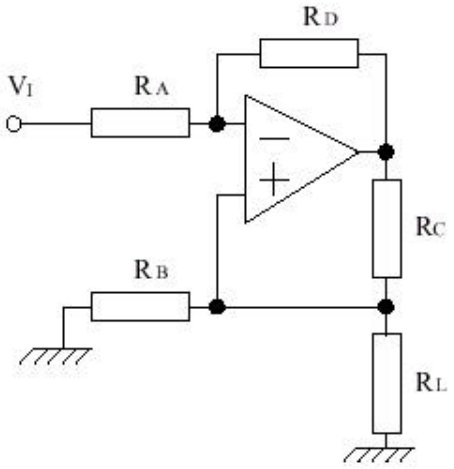


Figura VI.6 Fuente de corriente de Howland (extraído de [1])

Sea V_O el voltaje a la salida del amplificador operacional, y V_L el voltaje en las entradas del amplificador ($V_L = V_+ = V_-$) y en la carga.

$$\left.\begin{aligned} I_L &= \frac{V_O - V_L}{R_C} - \frac{V_L}{R_B} \\ \frac{V_I - V_L}{R_A} &= \frac{V_L - V_O}{R_D} \end{aligned}\right\} I_L = V_L\left(\frac{R_D}{R_C R_A} - \frac{1}{R_B}\right) - V_I\left(\frac{R_D}{R_C R_A}\right)$$

Haciendo $R_S = R_O = \frac{V_L}{I_L}$:

la resistencia de salida está dada por: $R_S = \left(\frac{R_D}{R_C R_A} - \frac{1}{R_B}\right)^{-1}$

La resistencia de salida será efectivamente infinito si se cumple que:

$$\frac{R_C}{R_B} = \frac{R_D}{R_A}$$

Si se cumple esta relación, la corriente de carga estará dada por: $I_L = -\frac{V_I}{R_B}$

Los valores de las resistencias pueden establecerse relativamente fácil con una precisión de un 0.1% y un 0.01% con cuidado. Sin embargo, el problema aparece a las frecuencias por encima de DC dónde los efectos reactivos comienzan a entrar en juego, por ejemplo, capacidades parásitas de las resistencias y capacidades de fuga hacia tierra en otras partes del circuito. Por ello, la impedancia de salida del circuito se degrada cuando la frecuencia aumenta [1].

En el laboratorio, fueron realizadas pruebas implementando la fuente de corriente de Howland mediante resistencias con precisión de 5% de valor 1.2 KΩ. El valor obtenido de la impedancia de salida fue de 10 KΩ aproximadamente. Un valor muy por debajo de los 500 kΩ mínimos requeridos.

VI.3.c Buffer de corriente.

El circuito de la Figura VI.7 muestra un buffer de corriente, formado por un amplificador operacional el cual es conectado como un buffer de ganancia unitaria, y con las conexiones de suministro de voltaje de alimentación conectado a la entrada de dos espejos de corriente brindando la corriente de control a los mismos. Los espejos de corriente son usados para copiar las corrientes de alimentación desde el amplificador y conducirlas hacia la carga. Éstos, trabajan alternadamente en cada semiciclo de la señal (en antifase). Este tipo de implementación se denomina fuente dual balanceada.

Las entradas inversora y no inversora, tienen una alta impedancia (típicamente > 1 MΩ), y por lo tanto la corriente de salida del amplificador operacional debe alcanzar precisamente la diferencia entre las corrientes de suministro positiva y negativa, si no existe otra conexión.

Cada espejo de corriente tendrá una ganancia cercana a la unidad y por lo tanto si las salidas de los espejos se suman conectándolos al mismo nodo, entonces la corriente neta de salida igualará la diferencia entre las corrientes de control de ambos espejos.
Esta diferencia es igual a la corriente de entrada del circuito y por lo tanto la corriente de salida se aproximará a la corriente de entrada ($I_L \approx V_I / R$).

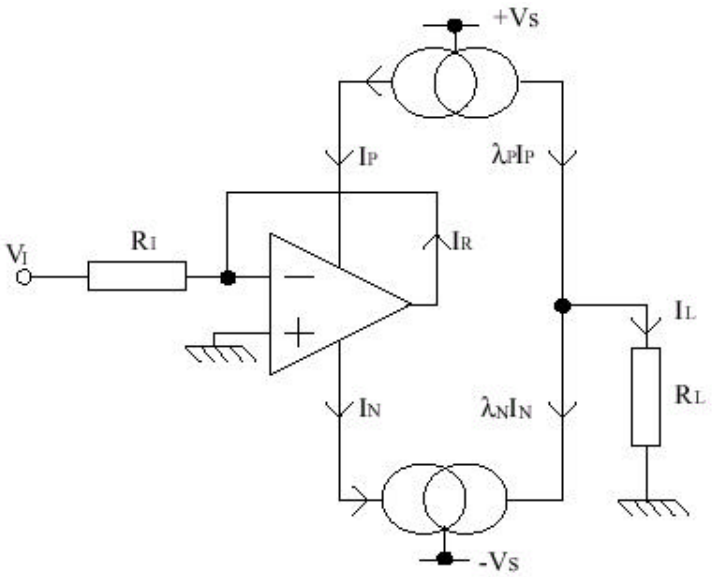


Figura VI.7 Buffer de corriente.

El suministro positivo de corriente del buffer de la Figura VI.7 está dado por:
$I_P = I_R + I_B$ (semiciclo de entrada negativo) o $I_P = I_B$ (semiciclo de entrada positivo) y el suministro negativo de corriente por $I_N = I_B$ (semiciclo de entrada negativo) o
$I_N = - I_R + I_B$ (semiciclo de entrada positivo) donde I_R es la corriente de salida instantánea del amplificador operacional e I_B es la corriente de bias tomada de ambos suministros de alimentación. Los suministros positivo y negativo de los espejos de corriente tienen las ganancias de corriente λ_P y λ_N respectivamente. Se muestran los recorridos de la corriente para cada semiciclo de la señal de entrada en las Figuras VI.8 y VI.9.

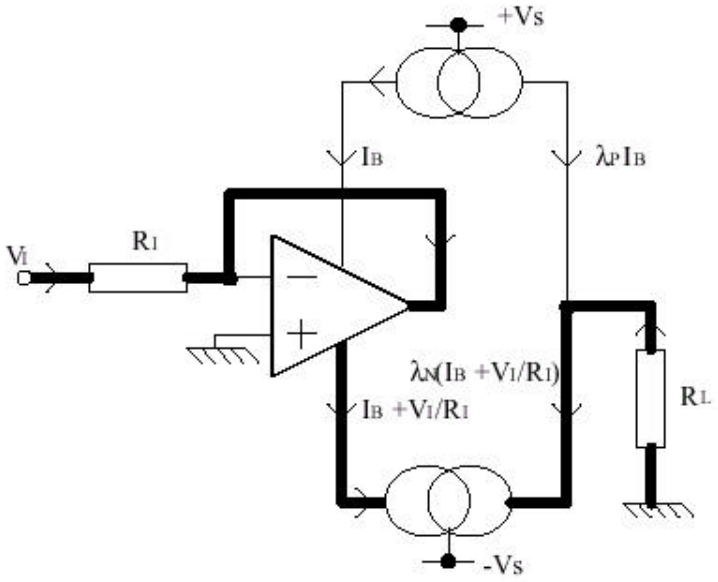


Figura VI.8 Flujo de corriente para voltajes de entrada positivos.

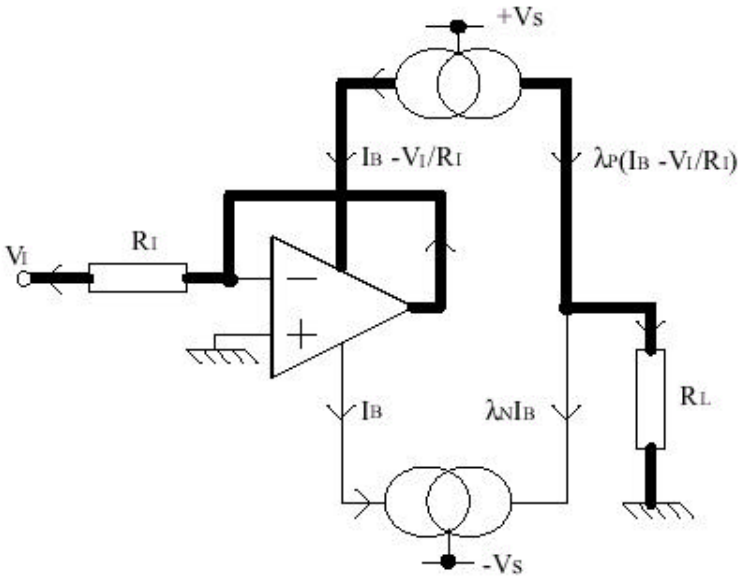


Figura VI.9 Flujo de corriente para voltajes de entrada negativos.

Para voltajes de entrada positivos:

$$V_I > 0 \, , \, I_R < 0$$

$$I_N = I_B + \frac{V_I}{R_I}$$

$$I_P = I_B$$

por esto:

$$I_L = -l_N\left(I_B + \frac{V_I}{R_I}\right) + l_P I_B = (l_P - l_N)I_B - l_N\left(\frac{V_I}{R_I}\right)$$

Similarmente para voltajes negativos de entrada:

$$V_I < 0\ ,\ I_R > 0$$

$$I_P = I_B - \frac{V_I}{R_I}$$

$$I_N = I_B$$

Por lo tanto:

$$I_L = l_P\left(I_B - \frac{V_I}{R_I}\right) - l_N I_B = (l_P - l_N)I_B - l_P\left(\frac{V_I}{R_I}\right)$$

El término $I_B(l_P - l_N)$ está presente en las expresiones correspondientes a ambos semiciclos y representa la corriente de offset DC en la salida.

Las ganancias de corriente l_P y l_N pueden diferir en su valor si los espejos no están bien equilibrados. Esto provocará una onda de salida distorsionada debido a que los espejos de corriente actúan en semiciclos alternados.

Por otra parte, la diferencia entre l_P y l_N hace que el circuito tenga una limitación, y es que requiere un camino de DC a la salida para el término de corriente de bias $I_B(l_P - l_N)$ para su funcionamiento estable. En el caso de EIT es necesario asegurar que ninguna corriente DC fluya a la carga y por ello la salida del circuito debe estar acoplada a través de un condensador bloqueador de continua. Por lo tanto si no se le brinda un camino adicional para la corriente de continua en la salida, ésta será conducida a través de las impedancia de salida de la fuente de corriente, produciendo un gran voltaje DC, el cual puede llegar a saturar los espejos de corriente.

Si el espejo de corriente superior en la Figura VI.7 tiene una impedancia de salida Z_P y el espejo de corriente inferior tiene Z_N, entonces el voltaje de continua en el nodo de salida está dado por:

$$V_O = I_B(\lambda_P - \lambda_N)\ (Z_P\ //\ Z_N)$$

Los espejos de corriente pueden igualarse dentro de aproximadamente un 1% y por lo tanto, para un típico valor de corriente de bias a la salida de 1mA, $I_B(\lambda_P - \lambda_N) = 10\ \mu A$. Para una impedancia de salida de 1MΩ para cada fuente de corriente el voltaje de salida DC será ± 5V.

Una solución a este problema es incluir una resistencia a tierra en la salida para brindar un camino a la corriente DC. Sin embargo esto reducirá el valor de la impedancia de salida de la fuente.

Sin embargo, existe una alternativa a la última solución, la cual no decrementa de modo significativo la impedancia de salida. Esta solución es mostrada en la Figura VI.10. Un trayecto de retroalimentación de DC se introduce desde la salida a la entrada inversora usando una resistencia de valor muy alto R_F (10 MΩ), para no degradar la impedancia de salida. El máximo valor de esta resistencia es solamente

determinado por la impedancia de entrada DC de la entrada inversora del amplificador operacional. Dos condensadores C_I y C_F mantienen el trayecto de señal AC a la entrada inversora.
R_B sirve para estabilizar el nivel de DC de la salida del amplificador operacional [1].

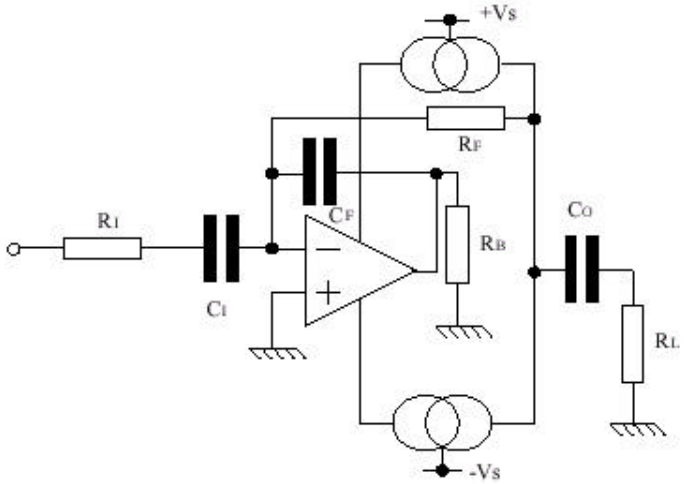


Figura VI.10. Cancelación del offset a la salida.

VI.3.d Amplificadores operacionales de transconductancia.

Una posible implementación mediante un circuito integrado de una fuente de corriente, son los amplificadores operacionales de transconductancia (Operational Transconductance Amplifier – OTA). El OTA es un dispositivo del tipo de transconductancia, o sea, el voltaje de entrada controla la corriente de salida a través de un parámetro llamado transconductancia, representado por g_m.

Una característica importante del parámetro g_m del OTA, es que es controlado por una corriente externa: la corriente de bias del amplificador I_{ABC}, de modo que se obtiene:

$$g_m = \frac{I_{ABC}}{2V_T}$$

Donde V_T es un parámetro del integrado.
A partir de esta transconductancia controlada externamente, la corriente de salida es una función de la diferencia de voltaje aplicada entre el par de entrada, identificados por V_+ y V_-, y está dada por:

$$I_O = g_m\left(V_+ - V_-\right)$$

El circuito equivalente del OTA es mostrado en la Figura VI.11.

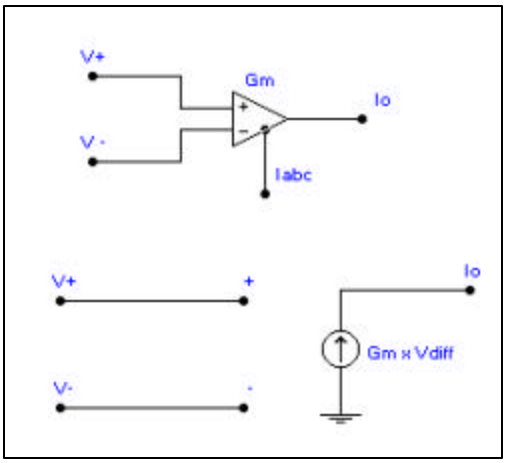


Figura VI.11 Circuito equivalente del OTA.

Varias dificultades de implementación aparecen con el uso de este dispositivo.
La primer dificultad encontrada es que aparece una corriente DC de bias significativa en la salida del dispositivo inherente a los componentes del mismo [33].
Por otra parte no hay demasiada experiencia en el uso de este dispositivo en el diseño de la fuente de corriente en EIT.

VI.4 Fuentes de corriente controladas por voltaje en EIT.

A partir de lo visto en VI.3, se resume en la Tabla VI.1, los distintos modelos de fuentes de corriente controlada por voltaje más usados en EIT con sus principales características.

	FCCV de carga flotante	Fuente Howland	Buffer de corriente	OTA
Z_S	$Z_S = R_I\,(A_0 + 1)$	$Z_S = \frac{R}{1-A}$	$Z_S = Z_P \,//\, Z_N$	Controlable
Características	Aislación del paciente con respecto a tierra sin necesidad de una "tierra virtual"	A = 1 depende fuertemente de la precisión de las resistencias.	Presencia de un voltaje DC a la salida dado por desbalances entre los espejos de corriente.	Existe una corriente DC de bias a la salida inherente a los componentes

Tabla VI.1 Resumen de los modelos de fuente de corriente controlada por voltaje estudiados.

Un sistema EIT puede usar una fuente individual de corriente, fuentes duales balanceadas (o sea, dos generadores de corriente en anti-fase), o fuentes múltiples. Las fuentes duales balanceadas y múltiples, normalmente tienen su terminal común a 0 Volts. Las fuentes individuales de corriente pueden ser single-ended (donde un terminal está a 0 Volts), o ser de carga flotante [8].

Como se vio en el Capítulo IV "Diseño del sistema", fue descartada la posibilidad de usar fuentes de corriente múltiples. Por lo que clasificaremos los posibles diseños de nuestra fuente de corriente en:

- ✓ Fuente individual "single-ended".
- ✓ Fuente de carga flotante.
- ✓ Fuente dual balanceada.

A pesar de que pueden existir sistemas con un modelo híbrido de fuente de corriente entre dos de los tres tipos descriptos, esta clasificación constituye una buena forma de

analizar las diferentes alternativas a la hora de cuantificar los errores ocasionados por el voltaje de modo común inyectado por el generador de corriente.

VI.4.a Modelo.

La Figura VI.12 muestra un instrumento genérico capaz de realizar medidas de impedancia aplicando corriente a través de un par de electrodos y detectando el voltaje en todos los demás.

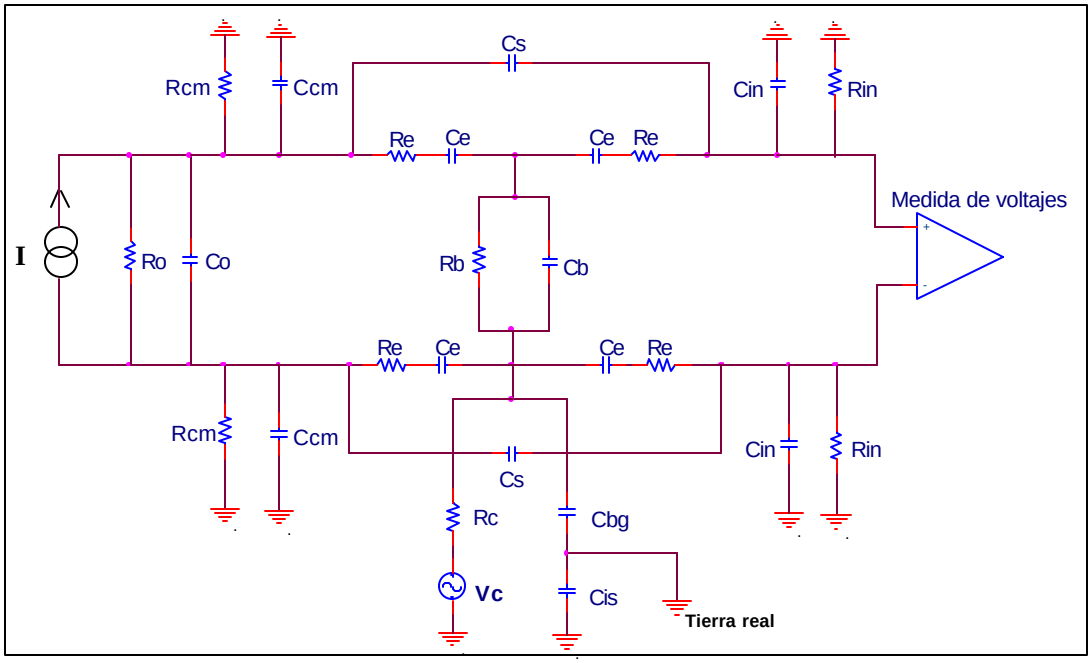


Figura VI.12 Circuito equivalente para la etapa de inyección de corriente y para un canal de medida.

La fuente de corriente I, se supone que es flotante, con una impedancia de salida $R_o||C_o$ y una impedancia de acoplamiento $R_{sm}||C_{cm}$ al voltaje de referencia (tierra de la señal) que está aislada de la tierra propiamente dicha (tierra real).
C_{is} representa el acoplamiento del sistema hacia la tierra real.
La corriente es aplicada a través de multiplexores analógicos y luego por los electrodos al sujeto. La resistencia de conducción (R_{ON}) del multiplexor ha sido incluida en la resistencia del electrodo y la capacitancia de salida del multiplexor ha sido incluida en C_{cm}.

Nota: Tal como se mencionó anteriormente, se desprecia el efecto de la capacidad de entrada de los multiplexores por ser mucho menor que la capacidad de salida.

La resistencia y la capacidad de la interfaz electrodo-piel, están representados por R_e y C_e respectivamente conectadas en serie [36][6]. Existen otros autores [8] que modelan la interfaz electrodo-piel como el paralelo de R_e y C_e, sin embargo se ha comprobado que a frecuencias entre 10kHz y 1MHz, el primer modelo se aproxima mejor al comportamiento real [36].

El cuerpo humano está representado por una resistencia en paralelo con un condensador ($R_b||C_b$). Aún cuando este no es un modelo válido para los tejidos en un rango amplio de frecuencias, provee un manera sencilla de calcular los errores en las partes reales y reactivas de la impedancia medida. Otros modelos para la impedancia de los tejidos, como por ejemplo el modelo de Philipson/Laplicque, suponen distintos

valores de resistencias y capacitores para describir la conductividad intra y extra celular [8][39].

Existe una capacitancia de acoplamiento entre el cuerpo y la tierra real representada por C_{bg}.
El subsistema de detección está representado por la impedancia de entrada equivalente (R_{in}, C_{in}) de los elementos conectados a los electrodos, típicamente un cable y un seguidor de voltaje (buffer). La capacidad de entrada debe incluir el efecto de la capacitancia del cable en el caso de que un cable apantallado sea usado para conectar el paciente al sistema.

El generador de voltaje de modo común ha sido modelado como una fuente de voltaje V_c independiente de la fuente real. Esto provee una forma más general de analizar su efecto en las medidas.

Finalmente dos condensadores C_s modelan el acoplamiento directo entre la sección de inyección de corriente y la sección de medida de voltaje. Este acoplamiento es debido a la proximidad física de estas dos partes, lo cual es inevitable ya que los mismos cables son usados para la inyección de corriente y para la medida del voltaje, además de las capacidades entre canales del multiplexor de corriente [36].

A continuación se describen los valores típicos aproximados de los parámetros definidos en el modelo para una situación real [36]:

R_e : 200 Ω
C_e : 2 nF a 20 nF
C_s : 2 pF a 10 pF
R_b : 10 Ω
C_b : 10 nF
R_c : 400 Ω
C_{in} : 6 pF
R_{in} : 100 kΩ
C_{cm} : del órden de las decenas de picofaradios

Nota: Los valores para R_e y C_e son variables de un paciente a otro e incluso entre diferentes zonas de la piel en el mismo sujeto. Así como también si la piel se encuentra preparada o no. Por otro lado, los valores para R_b y C_b varían de acuerdo al tipo de tejido y la posición relativa entre los electrodos inyectores de corriente y los de medida [8]

VI.4.b Errores en la inyección de corriente.

La admitancia medida es $Y_m = \frac{I}{V_d}$ donde I es la corriente inyectada y V_d es la diferencia de voltaje en los electrodos de detección.
Si queremos medir la corriente actual que está siendo inyectada, podemos medir la corriente solamente antes de los multiplexores de corriente (a menos que usemos un medidor de corriente en cada electrodo). Por ello, el error en la medida introducido por la capacitancia de aislamiento de la fuente de corriente puede ser corregido, pero no el error debido a la capacitancia de salida de los multiplexores (C_d en la hojas de datos de los multiplexores. Viéndolo desde nuestro caso sería la capacitancia de entrada ya que es donde va conectada la fuente de corriente). Analizando las limitaciones del diseño de generador de corriente y multiplexores analógicos, se concluye que

la mayor fuente de error es la capacitancia del multiplexor. Por esta razón, no se obtienen mayores mejoras midiendo la corriente que entra al multiplexor.

De la Figura VI.12, las expresiones para las partes real e imaginaria de la admitancia medida son:

$$Re[Y_m] \approx \frac{1}{R_b}\left(1 + \frac{C_{cm}}{C_e} - w^2 R_b C_b R_e C_{cm}\right)$$

$$\mathrm{Im}[Y_m] \approx jwC_b\left(1 + \frac{C_{cm}}{C_e} + \frac{C_{cm}R_e}{C_b R_b} + \frac{C_{cm}}{2C_b}\right)$$

Nota: Para los cálculos en las expresiones anteriores, se supuso Z_O lo suficientemente grande como para que toda la corriente I fluyera hacia la carga; también se consideró el valor Z_m elevado de modo que no cargara el circuito de medida; no se consideró el parámetro R_{cm}; por último, no se consideró el efecto de C_S (el cual es estudiado en la sección siguiente).

Idealmente queremos obtener $Re[Y_m] = 1/R_b$ e $Im[Y_m] = j\omega C_b$.

El término de error C_{cm}/C_e es un término independiente de la frecuencia presente en ambas ecuaciones. Considerando que C_{cm} se espera que esté en el rango de las decenas de picofaradios y C_e en el rango de las decenas de nanofaradios, concluimos que el error debido al término C_{cm}/C_e será de aproximadamente 0.1%. Los electrodos con baja capacitancia de serie, incrementan este error.

El segundo término en $Re[Y_m]$ se incrementa con el cuadrado del frecuencia. Por otra parte, este error es función de la admitancia del cuerpo humano. Si asumimos valores realistas para los parámetros en la primera ecuación, $R_b = 10\Omega$, $R_e = 200\Omega$, $C_b = 10$ nF, y f = 50 kHz, entonces C_{cm} debe ser menor que 5 nF para mantener el error por debajo del 1% a esa frecuencia.

El tercer termino en $Re[Y_m]$ es despreciable ya que $C_b >> C_{cm}$.

VI.4.c Errores de la capacitancia de realimentación.

La contribución de este parámetro al error es analizado considerando el modelo de la Figura VI.12. El error absoluto para $Re[Z_m]$ es:

$$e\left[\mathrm{Re}(Z_m)\right] = 4R_e \frac{C_s}{C_e} \frac{1 + w^2 R_e^{\,2} C_e C_s}{1 + 4w^2 C_s^{\,2} R_e^{\,2}}$$

Este error es aditivo y por ello es más significativo cuando se miden pequeñas resistencias. Las medidas de voltaje cuyos valores son los más bajos, son aquellos que proveen información acerca del centro de los objetos a medir, y por eso el error es más alto en el centro de las imágenes que en los bordes. Además, el error no es constante con la frecuencia, sino que aumenta con la misma.

Nota: Solo se considera el error en la parte real de la impedancia, debido a que el IMPETOM solamente usa esta componente.

VI.4.d Errores del voltaje de modo común.

Analizando una versión simplificada del circuito de la Figura VI.12 (o sea $C_{cm} = 0$, $R_{cm} = \infty$, $C_s = 0$, $C_o = 0$, $R_o = \infty$), asumiendo Z_{in} lo suficientemente grande ($Z_{in} >> Z_e$), obtenemos la siguiente expresión para la impedancia medida del cuerpo Z_m :

$$Z_m = Z_b\left(1+\frac{V_c}{I\,Z_{in}}\right)+\frac{V_c}{I}\frac{\Delta Z_e}{Z_{in}} \qquad (VI.3)$$

Donde Z_{in} ($R_{in}||C_{in}$) es la impedancia de entrada de los buffers, Z_e es la impedancia del electrodo, ΔZ_e es el desajuste en la impedancia de los electrodos de detección, y V_c es el voltaje de modo común en ambos extremos de Z_b [36].
Siendo el error producido en la medida de la impedncia $e[Z_m] = Z_m - Z_b$:

$$e[Z_m] = Z_b\left(\frac{V_c}{I\cdot Z_{in}}\right)+\frac{V_c}{I}\frac{DZ_e}{Z_{in}} \qquad (VI.4)$$

Efectos del voltaje de modo común causado por diferentes tipos de fuente de corriente:

Debido a que el rechazo al modo común del amplificador de instrumentación usado en la etapa de medida es limitado, al valor finito de Z_{in} y al inherente desajuste en las impedancias de los electrodos, necesitamos evitar introducir voltajes de modo común en la etapa de inyección [8].

i) Fuente de corriente single-ended:

En este caso el voltaje de modo común es la corriente total I multiplicada por la impedancia del electrodo Z_e (Rossell y Riu, 1992). Por lo tanto la ecuación *(VI.4)* queda:

$$e[Z_m] = Z_b\left(\frac{Z_e}{Z_{in}}\right)+\frac{Z_e DZ_e}{Z_{in}}$$

El error en la medida de la impedancia es entonces proporcional a la razón entre la impedancia de los electrodos y la impedancia de entrada del buffer [36].

ii) Fuente de corriente de carga flotante:

Una fuente de corriente ideal de carga flotante, no introducirá voltaje de modo común. En la práctica, el voltaje de modo común dependerá del grado de acoplamiento capacitivo (C_{cm}) de la fuente a tierra y las impedancias relativas entre los electrodos de corriente. En ciertos casos prácticos, el voltaje de modo común en las entradas del amplificador puede ser tan grande como 2 V [8].

Para una fuente de corriente real de carga flotante, tal como la representada en la Figura VI.12, el voltaje de modo común es aproximadamente:

$$V_c \approx I \frac{Z_{in}}{2(Z_{cm} + Z_{in})} DZ_{ei}$$

donde Z_{cm} es la impedancia de la fuente de corriente a tierra ($R_{cm}||C_{cm}$), asumiendo que está balanceada y ΔZ_{ei} es el desajuste de impedancias entre los electrodos inyectores de corriente.
Usando este valor para V_c, la ecuación *(VI.4)* puede ser reformulada como:

$$e[Z_m] = Z_b \left(\frac{DZ_{ei}}{2(Z_{cm} + Z_{in})} \right) + \frac{DZ_{ei} DZ_e}{2(Z_{cm} + Z_{in})}$$

El error es ahora proporcional al desajuste entre las impedancias de los electrodos, en vez de ser proporcional a la impedancia del electrodo en sí [36].

iii) Fuente de corriente dual balanceada:

Un diseño de fuente dual balanceada, elimina el problema de una fuente inadecuada de carga flotante inadecuada, pero aparece una inyección de corriente de modo común [8].

La fuente de corriente dual consta de dos fuentes de corriente referidas a tierra y trabajando en antifase. El desajuste de las corrientes entre ambas fuentes desarrollará un voltaje a través de la impedancia de entrada de todos los amplificadores en paralelo, produciendo una señal de error.

$$V_c = \frac{I_{mis} Z_{in}}{N}$$

donde N es el número de electrodos y K es el factor de desajuste o desbalance en las corrientes (mismatch), $K = I/I_{mis}$. Este desajuste es causado por una diferencia de amplitud o de fase en ambas fuentes de corriente

En este caso, el error en la impedancia medida es:

$$e[Z_m] = Z_b \left(\frac{1}{KN} \right) + \frac{DZ_e}{KN}$$

Experimentalmente se ha comprobado que un desajuste en C_e reduce el CMRR, especialmente a bajas frecuencias, mientras que un desbalance en R_e reduce el CMRR a altas frecuencias.
Si el desbalance es mantenido en valores razonables, el error puede ser suficientemente bajo. Por esto, se debe tener especial cuidado en el tipo de electrodos usado.

Discusión:

Como el error debido al voltaje de modo común puede ser considerablemente alto, se deben tomar algunas medidas.
Incrementando la impedancia de los buffers ayudaría para minimizar el efecto del desajuste en la impedancia de lo electrodos de medida, pero puede resultar en un efecto contraproducente si una fuente de corriente dual balanceada es usada, ya que

como fue visto V_c es proporcional a Z_m. Mantener el desbalance en la impedancia de los electrodos suficientemente baja no es siempre posible. Una realimentación de modo común puede ser usada para reducir V_c, y por lo tanto para reducir el error. Este método solo puede ser aplicado efectivamente a bajas frecuencias debido a problemas de inestabilidad en el lazo de realimentación [36].

VI.4.e Errores de crosstalk.

El sistema EIT está conectado al paciente mediante un conjunto de cables. A causa de la capacitancia entre cualquier par de cables y al voltaje presente en ellos, existe un error producido por el crosstalk entre los mismos.
Altos valores de voltaje, producen mayores errores. Los cables con mayores voltajes son aquellos usados en la inyección de corriente. Si simplificamos el problema asumiendo que solo estos cables producen errores de crosstalk sobre los otros cables, tenemos una situación como la descripta en VI.4.c “Errores de la capacitancia de realimentación”.

Se encontró que la capacitancia entre un par de cables de 1 m de longitud, ubicados en una posición como para una medida real, se encuentra en el rango que va desde los 2 pF (electrodos opuestos) a 10 pF (electrodos adyacentes). Si se usa algún tipo de agrupamiento mecánico de cables, esta capacitancia aumenta a valores entre 30 y 50 pF [36].
Este crosstalk entre cables está representado en el modelo de la Figura VI.12, por la capacidad C_s ($C_s = C_{se} + C_{sc}$). Donde C_{se} es la capacitancia entre los componentes electrónicos y las líneas del PCB (Printed Circuit Board), y C_{sc} es la capacitancia entre cables. Por lo que C_s debe ser lo más pequeña posible.

VI.4.f Limitación de la corriente de continua.

Por razones de seguridad del paciente, es fuertemente conveniente que exista una corriente DC nula a la salida del generador de corriente. Se puede usar un condensador de desacople para limitar la corriente DC que se le aplica al paciente, pero el voltaje DC acumulado en este condensador puede sacar a los transistores de los espejos de corriente de la zona activa. Por lo tanto el máximo valor de voltaje DC a la salida, está dado por el máximo valor de voltaje que asegure a los espejos trabajar en la zona activa.

En una fuente de corriente dual balanceada, la corriente de continua, tal como fue explicado anteriormente, tiene su origen en el término $I_B(l_P - l_N)$. Donde λ_P y λ_N son las ganancias de corriente de los espejos positivo y negativo respectivamente.
Si este valor de corriente produce un voltaje DC el cual evita que los transistores de los espejos de corriente trabajen en la zona activa, el circuito requerirá de un camino de DC a la salida para el término de corriente de bias $I_B(l_P - l_N)$ [1].

VI.4.g Directivas en el diseño.

<u>Fuente y distribución de corriente.</u>

Dado que la corriente que está siendo inyectada, no puede medirse a menos que exista un voltímetro luego del multiplexor para cada electrodo, y teniendo en cuenta además que la capacitancia de salida del multiplexor es la mayor fuente de error en este subsistema, la propuesta está en mantener C_{cm} lo más bajo posible [36].

Capacitancia de realimentación y reducción del crosstalk.

Vimos que $C_s = C_{se} + C_{sc}$, donde C_{se} es una capacidad parásita debido a la distribución de los componentes, y por lo tanto la disposición física de los componentes del sistema debe ser cuidadosamente diseñada.

Por otro lado, una gran separación física entre los subsistemas de inyección y detección no es práctico.
Apantallando o protegiendo las líneas y componentes puede ser una solución. Construir un sistema distribuido es otra solución.
Una solución ampliamente usada para reducir C_{sc} es usar cables protegidos (shielded) y llevar la protección o carcaza a un voltaje igual a (o un poco menor que) el voltaje del conductor interior. Usando esta técnica, la capacitancia entre el conductor central y la protección es casi cero, y por lo tanto el crosstalk se ve reducido.

Reducción del modo común.

El esquema clásico consiste en realimentar el voltaje de modo común medido en un amplificador diferencial. Cuánto más alta la ganancia del lazo de realimentación, mayor la reducción del voltaje de modo común. Sin embargo, debido a problemas de inestabilidad, la ganancia y el ancho de banda del lazo de realimentación deben ser limitados, resultando así en una pobre reducción del voltaje de modo común a frecuencias altas (Rossell y Riu, 1992).
De acuerdo a la naturaleza aditiva del error del voltaje de modo común, que causa relativamente grandes errores en los voltajes medidos más pequeños, éste produce mayor ruido en el centro de la imagen [36].

En cualquier caso, es necesario brindar un trayecto de retorno de baja impedancia para la corriente de modo común. Esto usualmente será un electrodo “aterrado” conectado al paciente. Sin embargo, para el caso de una fuente dual balanceada, en la cual se haya logrado un buen equilibrio entre ambas fuentes, no será necesario el electrodo a tierra, ya que la capacitancia del cuerpo a tierra es típicamente de 70 pF y puede ser suficiente para el trayecto de retorno del modo común [37].

VI.4.h Conclusiones.

Los errores asociados con el desajuste en la impedancia de los electrodos o capacitancias parásitas en el PCB, son difíciles de determinar o calcular a priori. Por esta razón, se deben obtener importantes mejoras en las partes diseñables para asegurar que estos errores no controlables estén por debajo de los límites aceptables [36].

El mejor diseño para la fuente de corriente, en cuanto a estabilidad y seguridad para el paciente, es el empleo de una fuente de corriente de carga flotante a partir de dos fuentes duales balanceadas single-ended, tal como se ve en la Figura VI.13. Sin embargo, en este sistema nunca se alcanzará a balancear las capacidades a tierra de los dos extremos de ambas fuentes single-ended.
Un sistema balanceado y de carga flotante puede “flotar” fácilmente a 50/60 Hz, sin embargo no es fácil lograr que el circuito opere a frecuencias más altas debido a las capacidades a tierra [37].

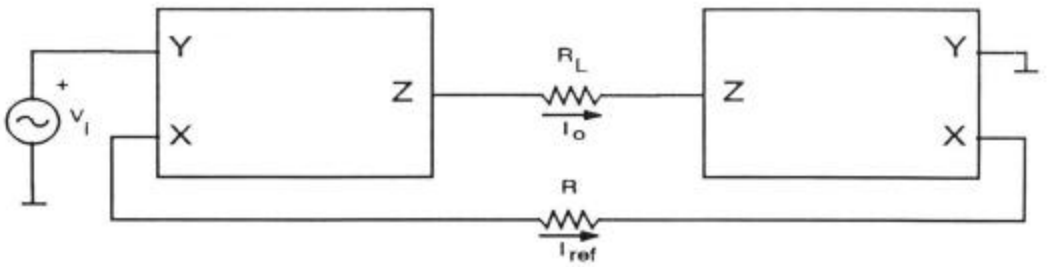


Figura VI.13 Fuente de corriente de carga flotante formada por dos fuentes single-ended.

Otro problema que presenta un sistema de inyección de corriente balanceado y de carga flotante con dos fuentes single-ended, es que cualquier pequeña diferencia entre las corrientes de salida de ambas fuentes single-ended, fluirá a través de las impedancias de salida de las mismas, introduciendo un alto voltaje de modo común que será transferido a la carga, afectando al amplificador del sistema de detección de voltaje. Aún si ambas fuentes de corriente son iguales a bajas frecuencias, el desajuste entre las respuestas en frecuencia de las dos fuentes individuales, producirá una degeneración en modo común a altas frecuencias [27].

Por lo tanto, si tenemos en cuenta las limitaciones prácticas que presentan los distintos tipos de diseño de fuentes de corriente, y si consideramos la performance en términos de estabilidad y bajo voltaje de modo común introducido en la carga, las alternativas para el diseño de nuestro sistema de inyección de corriente son:

- ✓ Fuente dual balanceada single-ended.
- ✓ Fuente de carga flotante.

Si se usa una fuente dual balanceada, el equilibrio entre los dos espejos de corriente es muy importante, ya que cualquier desbalance aparecerá como un voltaje de modo común. Se aspira a lograr un balance de 0.1% [37].

Para la fuente de corriente de carga flotante (ver VI.3.a), en la práctica se realizaron ensayos utilizando los amplificadores operacionales con entrada JFET, obteniéndose una impedancia de salida medida en la fuente de corriente de 30 kΩ aproximadamente, la cual no alcanza el objetivo establecido en VI.1 de lograr los 500 kΩ.
Estos valores concuerdan con los calculados teóricamente dado el bajo valor de la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional a la frecuencia de trabajo (≈100). Recordemos que $Z_S = R_I (A_0 + 1)$.
Por otro lado, aunque un diseño de fuente de corriente de carga flotante, solucionaría a priori el problema de la aislación del paciente ya que no existen conexiones directas a tierra, pueden existir caminos de baja impedancia que posibiliten corrientes de fuga a tierra, lo que comprometería la seguridad del paciente.

Por lo tanto, se elige para la fuente de corriente un diseño de fuente dual balanceada single-ended, donde el *buffer de corriente* visto en VI.3.c es un ejemplo.

En cuanto a la seguridad del paciente se debe tener especial cuidado en que los voltajes de referencia de las fuentes single-ended, se encuentren aisladas de la tierra de la red de alimentación (ver Capítulo IX "Seguridad del paciente").

Diseño discreto vs solución con integrados.

Otro criterio de diseño a tener en cuenta está en el uso de componentes discretos o el uso de soluciones integradas a través de IC (Integrated Circuits) disponibles comercialmente.
Las ventajas de los circuitos discretos vistos en VI.3, son la inherente estabilidad, alta impedancia de salida y un amplia banda de operación.
Los inconvenientes surgen de la no idealidad de los espejos de corriente y los amplificadores.
La mayor desventaja de las implementaciones con espejo de corriente, es la dificultad para conseguir un grupo de transistores complementarios.
Transistores no complementarios producen distorsión armónica, además de un voltaje de continua a la salida importante. A su vez lograr transistores discretos complementarios resulta en un alto coeficiente de temperatura, lo que agrava los efectos originados por el ruido térmico [27].

Para el diseño de fuente dual balanceada descrita en VI.3.c, la impedancia de salida, estará dada por el paralelo de las impedancias de salida de ambos espejos de corriente (esto puede variar si se agrega al circuito un camino de realimentación para la continua tal como se vio).
Si se busca una solución integrada para este tipo de diseño de fuente de corriente, se encuentra el AD844 (Analog Devides). Tal como se verá en la sección siguiente, este integrado cuenta en su estructura interna con una fuente de corriente del tipo descrito en VI.3.c.
Por lo tanto optamos por este diseño para la fuente de corriente, el cual soluciona los problemas originados de la implementación con componentes discretos del circuito.

En la Tabla VI.2 se indican los valores de magnitud obtenidos para la impedancia de salida Z_S a la frecuencia de trabajo tanto para el diseño de carga flotante como para el buffer de corriente.

Z_S mínima deseada	500 kΩ
Z_S fuente de carga flotante con op-amp JFET	30 kΩ
Z_S buffer de corriente (AD844) (Valor dado por fabricante: 3MΩ || 4.5pF)	573 kΩ

Tabla VI.2 Magnitud de la impedancia de salida a 50 kHz de los posibles modelos para la fuente de corriente.

VI.5 Diseño final del sistema de inyección de corriente.

VI.5.a Una solución integrada: el amplificador con realimentación de corriente AD844.

El amplificador operacional con realimentación de corriente (current-feedback amplifier: CFA) AD844 de Analog Devices, cuya estructura interna es mostrada en la Figura VI.15 (zona punteada), puede ser usado como una fuente de corriente controlada por voltaje del tipo estudiado en V3.c. Este integrado combina gran ancho de banda y muy alto slew rate con una excelente performance de continua. Su arquitectura de realimentación de corriente resulta en una muy buena performance en AC, alta linealidad y una respuesta al impulso excepcionalmente limpia. El voltaje de offset y las corrientes de bias en las entradas son ajustadas mediante láser *(laser trimmed)* durante la construcción del integrado, para minimizar los errores de continua.

Cálculo del error de continua y análisis de ruido en el AD844.

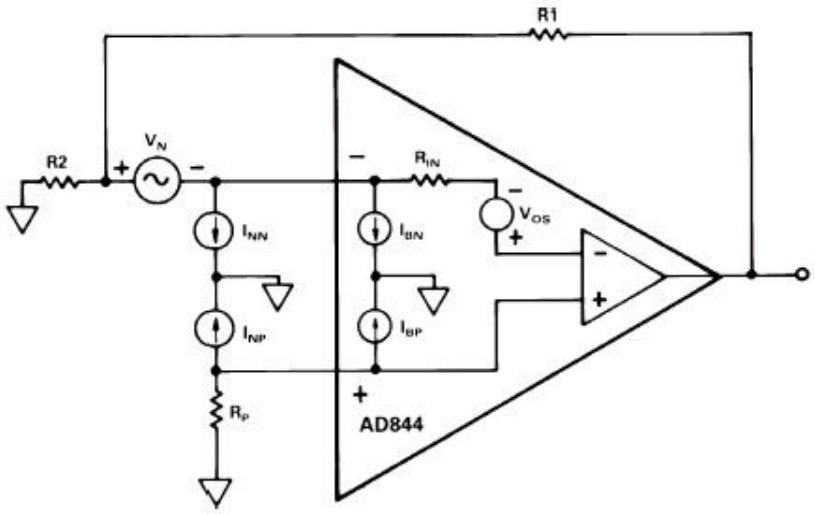


Figura VI.14 Modelo para el ruido y voltaje de offset del AD844 (extraído de la hoja de datos).

La Figura VI.14 muestra un modelo de las fuentes de error en continua y de ruido para el AD844. La corriente de bias de la entrada inversora I_{BN}, fluye a través de la resistencia de realimentación R_1. La corriente de bias de la entrada no inversora, I_{BP}, fluye a través de la resistencia del pin 3 (R_P), y el voltaje resultante (más algún voltaje de offset: V_{OS}), aparecerá en la entrada inversora. El error total de continua, V_O, en la salida es:

$$V_O = \left(I_{BP}R_P + V_{OS} + I_{BN}R_{IN}\right)\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + I_{BN}R_1$$

Tal como se puede apreciar, el voltaje DC de continua, es proporcional a la resistencia de realimentación R1.

Las fuentes de ruido pueden ser modeladas en una forma similar a las corrientes de bias DC, pero ahora las fuentes de ruido son I_{nn}, I_{np}, V_n, y el ruido inducido en la salida, V_{ON}, es:

$$V_{ON}(rms) = \sqrt{\left(\left(I_{np}.R_P\right)^2 + V_n^{\,2}\right)\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)^2 + \left(I_{nn}.R_1\right)^2}$$

El ruido total puede ser reducido manteniendo todos los valores de las resistencias en un mínimo. Con valores típicos, $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_P = 0\ \Omega$, $V_n = 2$ nV/Hz, $I_{np} = 10$ pA/ Hz, $I_{nn} = 12$ pA/ Hz, V_{ON} resulta en 12 nV/ Hz.

VI.5.b Usando el AD844 como una fuente de corriente controlada por voltaje.

El circuito del AD844 cuenta con un nodo interno accesible de alta impedancia (nodo Z en la Figura VI.15) para la compensación externa de frecuencia.
Esta característica permite su uso como una fuente de corriente, conectando la carga en este nodo.

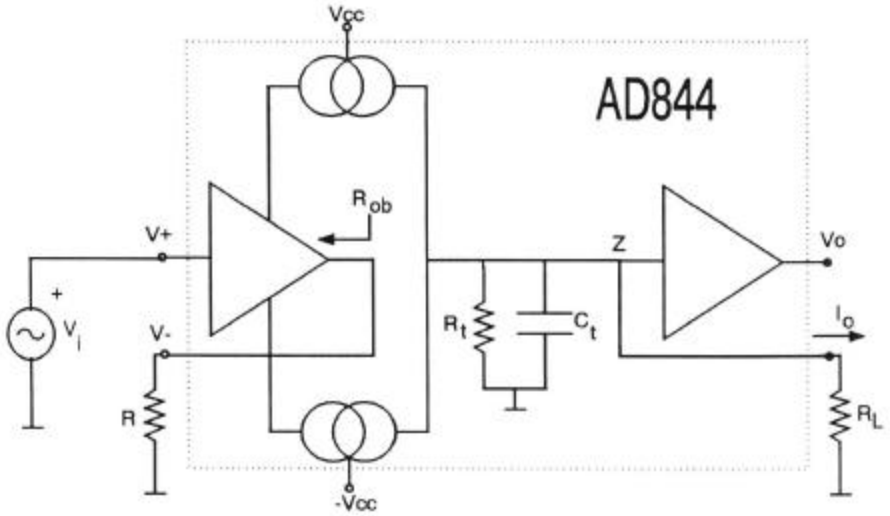


Figura VI.15 Diagrama equivalente del AD844 y sus conexiones a ctuando como FCCV.

El voltaje aplicado a la entrada no inversora de alta impedancia, es copiado hacia la entrada inversora de baja impedancia, mientras que la corriente de salida de este nodo *(I = V_i / R)*, es reproducida por los espejos de corriente.
El amplificador puede ser también considerado como un transportador de corriente seguido de un buffer de salida. Entonces, la transimpedancia del CFA (Z_t = R_t || C_t) se transforma en la impedancia de salida del transportador de corriente, y en la impedancia de salida de la fuente de corriente cuando se conecta como en la Figura VI.15.
La Z_t es de alto valor (R_t = 3 MΩ, C_t = 4.5 pF).

El uso de este circuito integrado soluciona los problemas originados en la asimetría de los espejos y la inestabilidad térmica, pero aparecen otros errores debido a la precisión en la ganancia de la primer etapa y su resistencia de salida no nula R_{ob}.
La resistencia R, la cual determina la transconductancia de la fuente de corriente, es conectada a la salida del buffer, de modo que queda en serie con R_{ob} (R_{IN} en al hoja de datos del AD844), modificando así su transconductancia nominal (ver Figura VI.16).

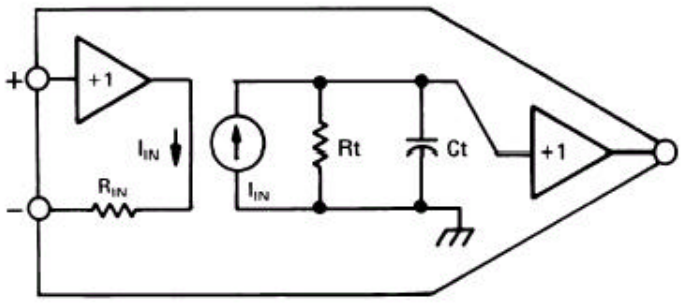


Figura VI.16 Esquemático del modelo equivalente del AD844.

La resistencia R_{IN} es la resistencia de entrada de la entrada inversora y varía de 50Ω a 65Ω. Esto constituye una diferencia sustancial con los amplificadores operacionales convencionales donde ambas entradas presentan una alta impedancia.
Podemos minimizar los efectos de las variaciones de R_{IN} incrementando el valor de V_i y R para lograr la misma corriente de entrada, pero de acuerdo al fabricante, el voltaje

de la entrada no inversora debe mantenerse entre –1 V y +1 V para mejores resultados. Por esta razón, R no puede ser arbitrariamente incrementada.
Otro problema que aparece cuando se utiliza cualquier fuente de corriente en EIT, es la carga del condensador de desacople de continua debido a corrientes DC residuales.
En el circuito de la Figura VI.15, los espejos son llevados a la saturación si el condensador es ubicado entre la salida Z y la carga. Las soluciones tradicionales basadas en ubicar una resistencia a tierra en el nodo de salida de la fuente de corriente tienen como contrapartida que reducen la impedancia de salida [27].

Descripción del circuito.

Precisión de la transconductancia de la fuente de corriente:

Para minimizar los efectos de la variación de la resistencia R_{ob} (R_{IN}), y por lo tanto para aumentar la precisión de la transconductancia de la fuente de corriente, se incluye un amplificador operacional como buffer de entrada (ver Figuras VI.17 y VI.18).

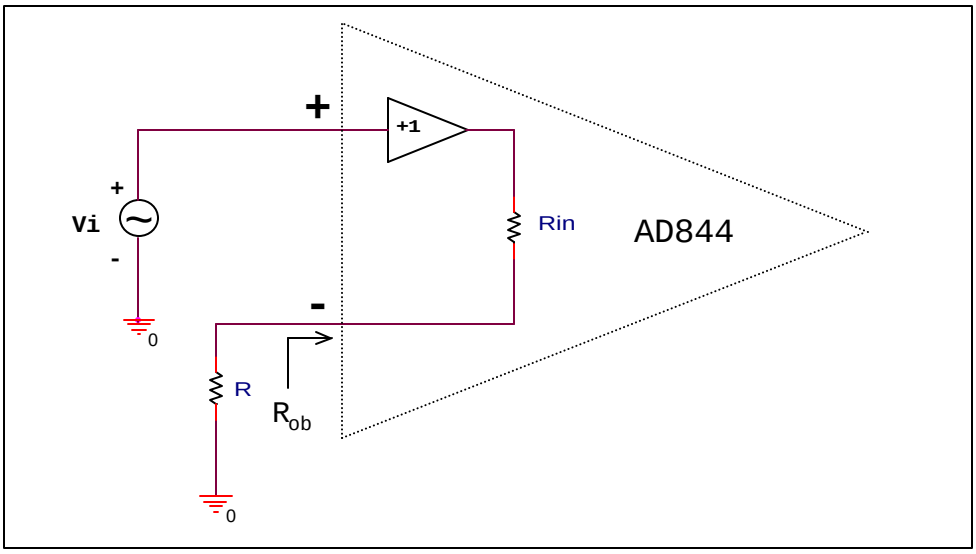


Figura VI.17 Situación sin el buffer de entrada.

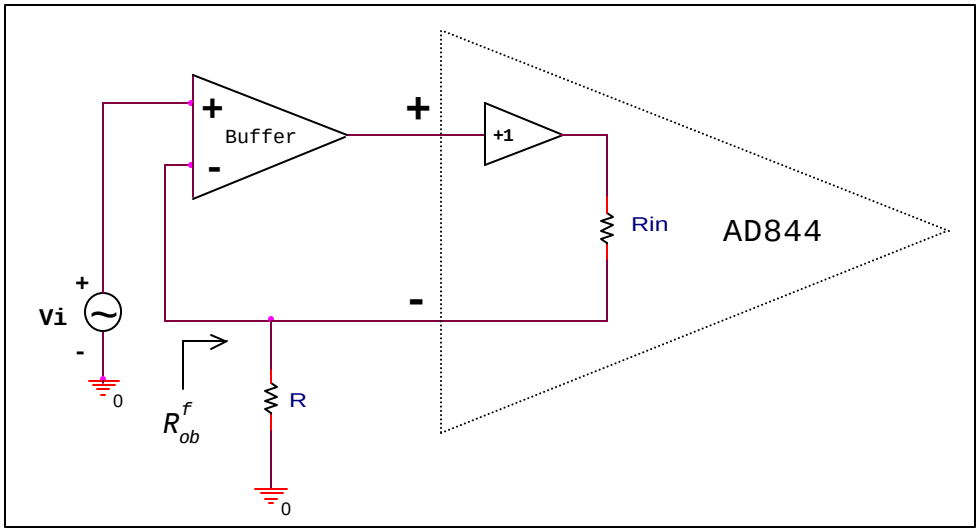


Figura VI.18 Situación con el buffer de entrada.

Con esta modificación en el circuito, la impedancia de salida del amplificador resultante es virtualmente cero y por lo tanto no introduce error en la transconductancia deseada. Esto es debido a la realimentación, lo que hace que la impedancia de salida resultante sea $R^f_{ob} = \frac{R_{ob}}{1+A}$. Donde A es la ganancia en lazo abierto del buffer de entrada a la frecuencia de trabajo, y $R_{ob} = R_{in}$ (considerando nula la impedancia de salida del amplificador de ganancia +1).

Por lo tanto se deberá elegir un amplificador operacional de alta ganancia a la frecuencia de trabajo para el buffer de entrada. Una variación del 30% en R_{ob} (variación máxima que puede experimentar) resulta en una variación del 5% en la corriente de salida cuando no es incluido el buffer de entrada con R = 200 Ω, mientras que se tiene una variación del 4 x 10^{-4} % cuando sí se incluye. En la práctica se comprobó que el error en el valor de la transconductancia, pasa de un 5% sin el buffer de entrada, a un 0.05% con el buffer.

Disminución de la corriente de continua a la salida de la fuente de corriente.

Tal como se vio en VI.3.c y más específicamente para el AD844 en VI.4.a, existirá en la salida un voltaje DC antes del condensador de desacople. Por lo que tendremos que implementar algún método de realimentación para lograr la estabilidad en continua de nuestro sistema.
Si utilizamos el método de realimentación de continua descrito en VI.3.c mediante una resistencia R_F para el camino de retorno de continua, la impedancia de salida de nuestra fuente de corriente se verá fuertemente decrementada, a menos que elijamos un valor de R_F lo suficientemente grande ($\approx$10MΩ). Esto no es posible con el AD844, dado que, tal como se vio anteriormente, se recomienda que la señal en la entrada inversora permanezca por debajo de $\pm$1VI. Lo que no sería posible usando un valor de R_F de 10MΩ.
Otra alternativa, sería implementar un lazo de realimentación mediante una resistencia R_1 desde la salida V_O del AD844 (ver Figura VI.19). Dado que entre el nodo Z y la salida V_O existe un buffer de alta impedancia de entrada (ver Figura VI.15), R_1 no afectaría en principio a la impedancia de salida de la fuente de corriente y por lo tanto se puede elegir un valor lo suficientemente pequeño para mantener el $\pm$1V en la entrada inversora del AD844.
Sin embargo, esta solución presenta varios problemas:

- ✓ Por un lado un bajo valor de R_1 resulta en un baja corriente en la entrada inversora (es la corriente que se copia a los espejos) debido a que parte de la corriente de entrada fluye por esta resistencia hacia V_O y por lo tanto la corriente de entrada será menor que $\frac{V_i}{R}$, cambiando así la transconductancia nominal de nuestra fuente de corriente.

- ✓ Por otro lado un alto valor de R_1 provocará un alto valor de V_{offset} tal como se vio en VI.4.a

- ✓ Otro problema surge del hecho de que con la realimentación por intermedio de una resistencia R_1, se estará realimentando también la componente de alterna, por lo que la corriente de 50kHz de referencia de entrada para la fuente de corriente, cambiará según el valor del voltaje de alterna a la salida, el cual a su vez es determinado por la impedancia de carga.

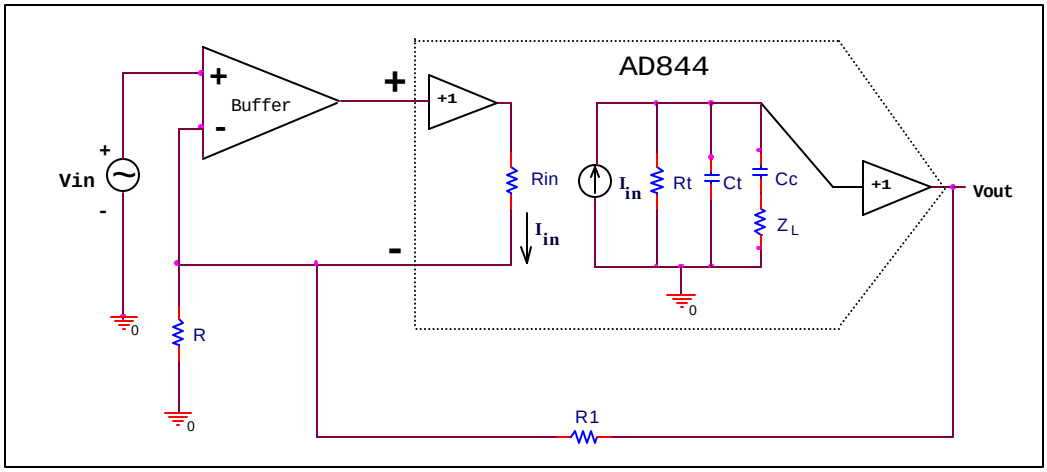


Figura VI.19 Sistema realimentado con una resistencia.

Por lo tanto, para reducir el voltaje DC a la salida optamos por incluir en el lazo de realimentación un sistema de 1º orden el cual mide el voltaje de continua existente en el nodo Z (usando el buffer de salida interno del AD844) y aplica una corrección a la entrada, tal como se ve en la Figura VI.20.
Una característica fundamental que debe cumplir el lazo de realimentación de continua es no reducir la impedancia de salida de la fuente.

La función de transferencia para el sistema de 1º orden en el lazo de realimentación es:

$$H(jw) = \frac{1}{R_1 C_1 jw}$$

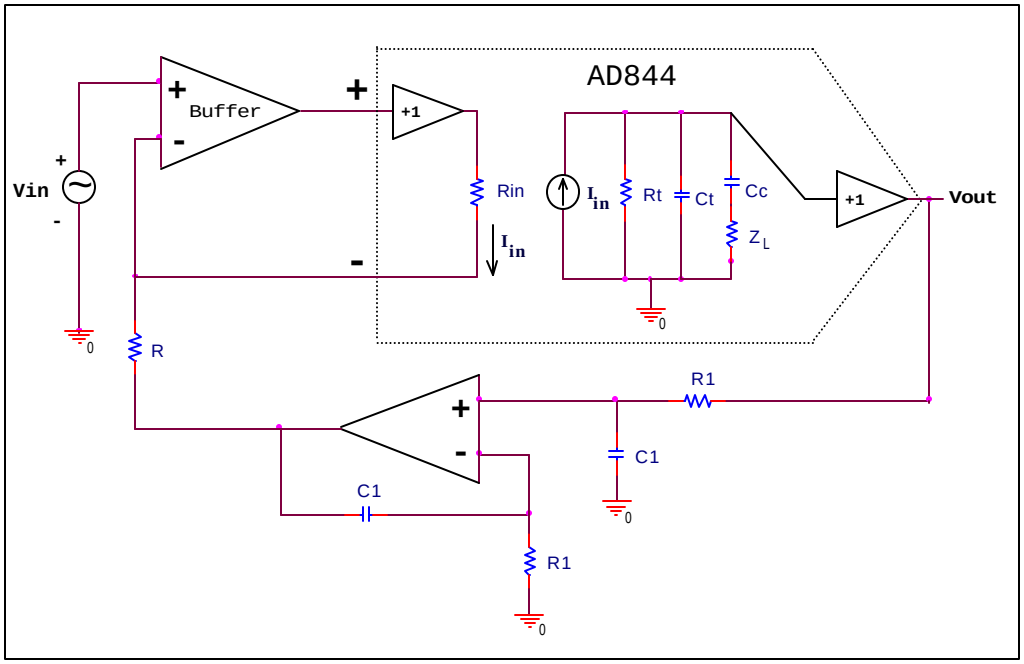


Figura VI.20 Sistema con lazo de realimentación de continua.

Como la variable a controlar es la corriente I_{in}, se debe mezclar corriente a la entrada, por lo que el lazo de realimentación de continua deberá aplicarse en la resistencia de transconductancia R.

El circuito de realimentación de continua debe cumplir con los siguientes requerimientos:

i) Alta ganancia en DC.

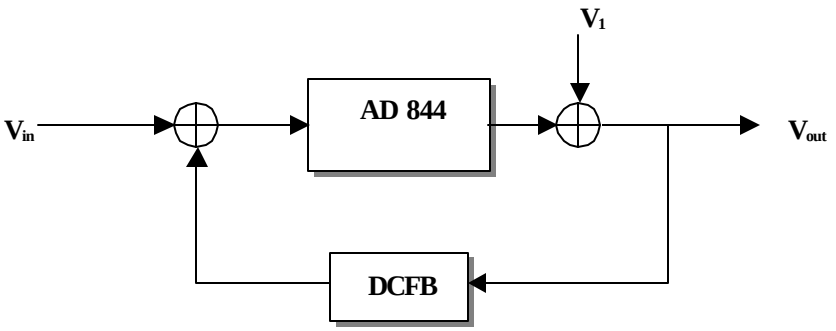


Figura VI.21 Diagrama de bloques del sistema realimentado (DCFB: DC feedback).

El circuito de realimentación de continua (DC feedback: DCFB) debe tener una muy alta ganancia en DC.
La explicación de esto puede encontrarse en el diagrama de la Figura VI.21.
Si denominamos a la función transferencia del AD844 como A, y como b la transferencia del DCFB, y consideramos un voltaje de offset V_1 a la salida del AD844, la tensión en continua a la salida de nuestro sistema estará dada por:

$$V_{out}(dc) = \frac{A(dc)V_{in}(dc)}{1 + Ab(dc)} + \frac{V_1}{1 + Ab(dc)}$$

Por lo tanto si b es ∞ en continua, siendo A finita para f = 0, se anulará toda componente de continua a la salida.

ii) Baja ganancia a la frecuencia de trabajo.

Otro punto a tener en cuenta en el diseño del circuito de realimentación de continua, es que éste debe presentar una ganancia muy baja a la frecuencia de interés.
Esto es muy importante ya que como el lazo de realimentación es aplicado directamente en la resistencia R, la salida del DCFB debe ser una tierra virtual para la señal AC a la frecuencia de trabajo. De lo contrario la corriente de entrada variaría con la impedancia de carga, ya que parte del voltaje de 50kHz generado en la salida por la carga, se aplicaría a la resistencia de transconductancia, obteniéndose una corriente de entrada $I'_{ent} = \frac{V'_{in}}{R}$, donde V'_{in} es distinto al voltaje inyectado por el generador de señal. Esto hace que ante un cambio en la impedancia de carga, se produzca un cambio en la corriente de entrada (referencia), y por lo tanto en la corriente de salida, lo cual se traduce en una disminución de la impedancia de salida de la fuente de corriente.

Por otro lado , si se realimentara la señal de 50 kHz, la cual dependerá de Z_L debido a la impedancia prácticamente nula que presenta el condensador de desacople a la frecuencia de trabajo, se cambiaría el punto de funcionamiento del sistema, y por lo tanto cambiará el voltaje de offset a la salida según el valor de Z_L.
Al realimentar solamente la componente de continua, la cual no depende de Z_L debido al condensador de desacople, se logrará la estabilización del nivel de continua independientemente del valor de Z_L. Esto hace que los requerimientos de velocidad de respuesta de nuestro lazo de realimentación no sean críticos.

Los componentes pasivos son elegidos resolviendo el compromiso entre tiempo de respuesta (ancho de banda grande), y baja ganancia a la frecuencia de trabajo (bajo ancho de banda).
El tiempo de respuesta debe ser el suficiente como para lograr estabilizar la corriente de salida en un tiempo no muy elevado. Este tiempo, a pesar de no ser crítico tal como se vio, estará dado por la velocidad de adquisición que se pretende obtener con el IMPETOM-C.
Dado que la velocidad mínima de adquisición en el monitoreo de eventos relacionados con la actividad cardíaca es de 25 frames por segundo (1 frame = conjunto de 256 medidas obtenidas luego de una vuelta completa del par inyector) [6][34], y teniendo en cuenta además que la medida de tensión se hace en paralelo para los 16 canales, se deberá lograr una corriente estable en un tiempo que, sumado al tiempo de estabilización del sistema de medida, no supere los 2.5 ms. Con esta especificación se prevé el eventual uso futuro de IMPETOM-C como parte de un sistema de tiempo real.
Si consideramos como 160µs el tiempo que es necesario esperar para obtener una medida confiable de tensión (ver Capítulo VII “Sistema de Medida”), la corriente deberá estabilizarse en un tiempo no mayor que 2.34 ms.

La elección de los valores para los componentes pasivos del DCFB, se verá en la sección siguiente.

Respuesta en frecuencia

Para poder calcular la expresión de la transconductancia de nuestro sistema de inyección de corriente, aplicamos el equivalente Thévenin en el punto “P” del circuito sin realimentar de la Figura VI.22.

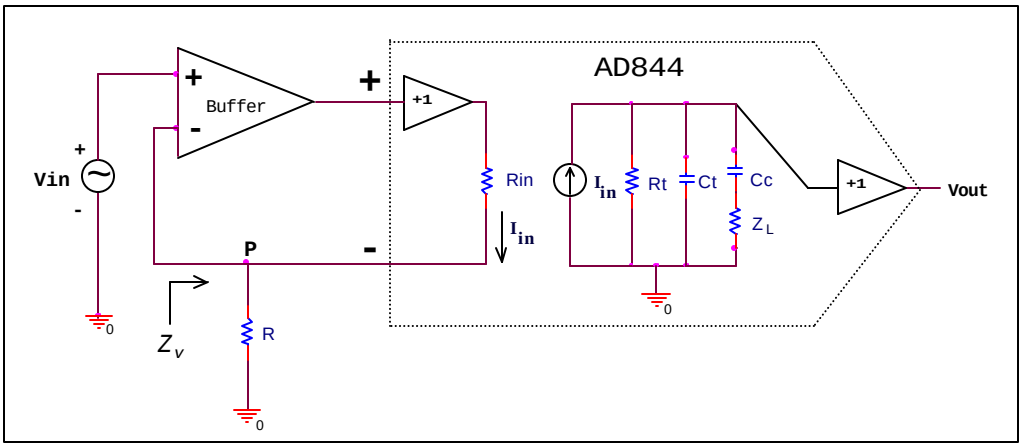


Figura VI.22 Diagrama del sistema sin realimentar.

Una vez calculados los parámetros del modelo Thévenin, el equivalente al circuito de la Figura VI.22, queda tal como se indica en la Figura VI.23.

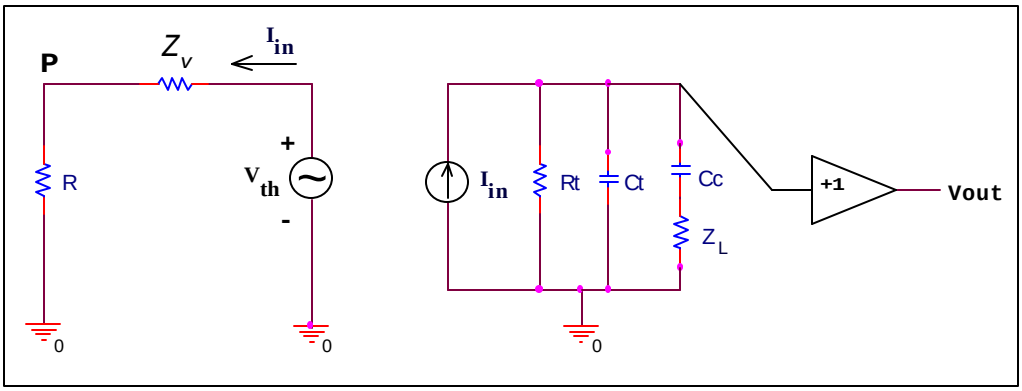


Figura VI.23 Circuito equivalente del sistema sin realimentación.

Donde:

$Z_v = R^f_{ob} \gg 0$ tal como fue visto anteriormente.

$V_{th} = \frac{A_1 V_{in}}{1 + A_1} \approx V_{in}$ donde A_1es la ganancia de lazo abierto del buffer de entrada.

En la Figura VI.24 se muestra el modelo del circuito con el lazo de realimentación de continua.

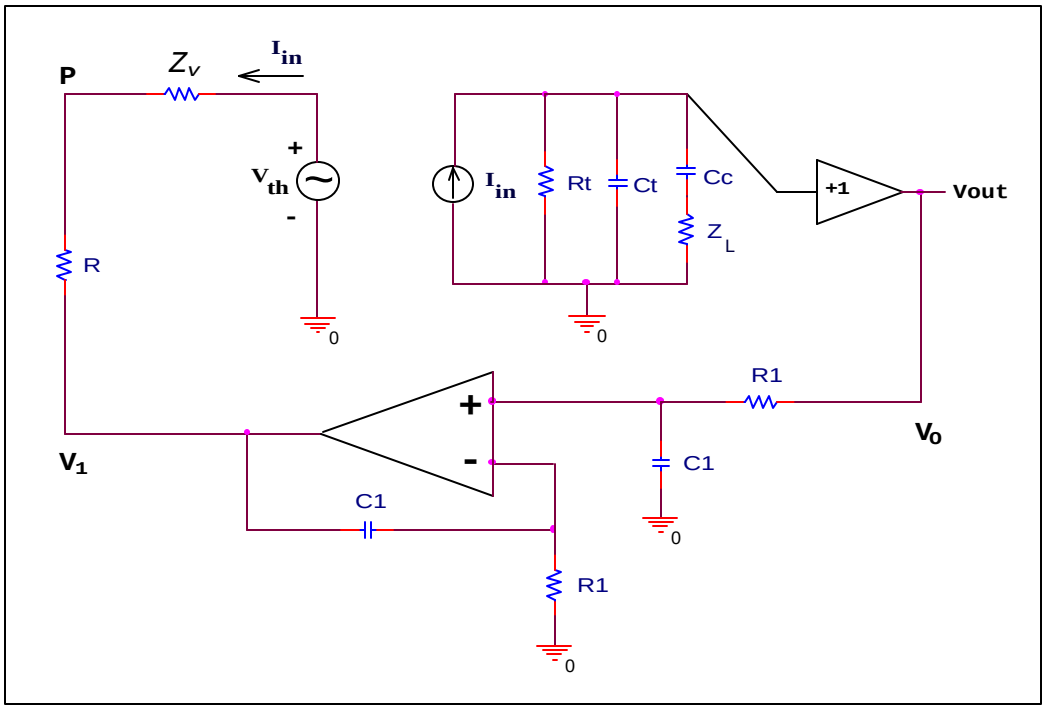


Figura VI.24 Circuito equivalente del sistema con realimentación de continua.

De la Figura VI.24 se deduce que $I_{in} = \frac{V_{in} - V_1}{R + Z_V} \approx \frac{V_{in} - V_1}{R} \Rightarrow I_{in} = \frac{V_{in} - V_1}{R}$

Por otro lado, asumiendo el modelo de la Figura VI.12 y considerando que la etapa de medida de voltajes no carga el circuito de generación de corriente (Z_{in} muy alta), en la impedancia de carga Z_L se incluye:

- la resistencia y la capacidad de la interfaz electrodo-piel (R_e y C_e respectivamente)
- el condensador de desacople de continua C_c
- la resistencia y la capacidad del cuerpo humano (R_b y C_b respectivamente)

Por lo que obtenemos la siguiente expresión para Z_L (ver Figura VI.25):

$$Z_L = \frac{R_L C_L s + 1}{C_L s}$$

donde: $R_L = 2R_e + R_b$

$$C_L = \left(\frac{1}{C_c} + \frac{2}{C_e} \right)^{-1}$$

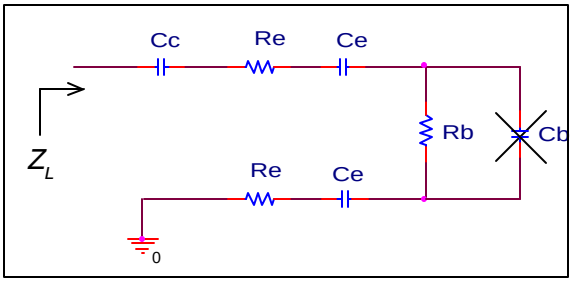


Figura VI.25 Modelo para la impedancia de carga.

Nota: La impedancia de los tejidos es prácticamente real para valores de frecuencia entre 20kHz y 100kHz [6] [40]. Por lo que C_b se desprecia en el paralelo (valores típicos para R_b y C_b son 10Ω y 10nF respectivamente [36]) .

Resolviendo el sistema de la Figura VI.24, y asumiendo que $V_{th} = V_{in}$, obtenemos:

$$\frac{I_{in}}{V_{in}} \cong \frac{R_1 C_1 s\left[\left(R_L R_t C_L C_t\right)s^2 + \left(2R_t C_t + R_L C_L\right)s + 1\right]}{as^3 + bs^2 + cs + d} \qquad (VI.5)$$

Donde

$$a = RR_1 R_t R_L C_1 C_t C_L$$
$$b = RR_1 R_t C_1 C_L$$
$$c = RR_1 C_1 + R_t R_L C_L$$
$$d = R_t$$

Además se supuso $C_t << C_L$ y $R_t >> R_L$, ya que tenemos:

$$\left.\begin{aligned} R_t &= 3\mathrm{M}\Omega \\ C_t &= 4.5pF \end{aligned}\right\} \textit{Dados por el fabricante del AD844}$$

Para valores típicos [36]:

$$C_e = 10nF$$
$$R_e = 200\ W$$
$$R_b = 10\ W$$

Y considerando el condensador de desacople de continua usado (C_c = 1 μF), tenemos:

$C_L = 5nF$
$R_L = 410\ W$

Con estos valores obtenemos:

$a = 2.7675\ X\ 10^{-11}\ R\ R_1\ C_1$
$b = 0.015\ R\ R_1\ C_1$
$c = R\ R_1\ C_1 + 6.15$
$d = 3\ X\ 10^6$

Dado que la función de transconductancia *(VI.5)*, tiene un polo real y dos polos complejos conjugados, la respuesta en frecuencia presentará un pico de resonancia, el cual afectará el funcionamiento de nuestra fuente de corriente, amplificando componentes de ruido a frecuencias cercanas a la frecuencia natural amortiguada del sistema, y provocando oscilaciones amortiguadas en la salida a dicha frecuencia, lo que enlentecerá la respuesta de nuestro sistema.
En nuestro caso, la mayor parte de las componentes de ruido a baja frecuencia tienen su origen en la salida del generador de funciones MAX038.

En las figuras VI.26 y VI.27 se indican como afectan los distintos valores de R_1, C_1 y R a la amplitud del pico de resonancia, y a la frecuencia a la cual se da el mismo (frecuencia natural amortiguada).

Nota: Teniendo en cuenta que el denominador de *(VI.5)* se puede escribir como:

$$(s+a)\left(s^2 + 2zw_n s + w_n^{\ 2}\right) \qquad (VI.6)$$
$$donde: z = factor\ de\ amortiguamiento$$

Los valores desplegados en las gráficas siguientes no son absolutos, ya que fueron calculados [41] considerando únicamente el término cuadrático de *(VI.6)* (sistema de 2º orden).
En nuestro caso (sistema de 3º orden), el efecto del polo real *"a"* es reducir el sobreimpulso máximo e incrementar el tiempo de establecimiento en la respuesta al escalón [41].

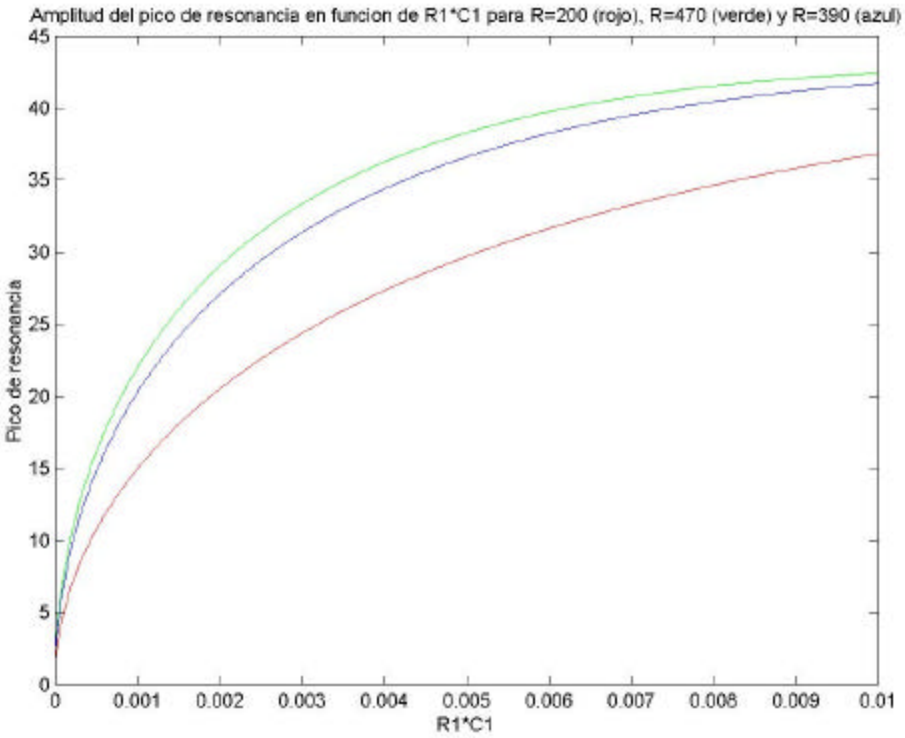


Figura VI.26 Amplitud del pico de resonancia en la respuesta en frecuencia de la corriente de salida del circuito de la Figura VI.24.

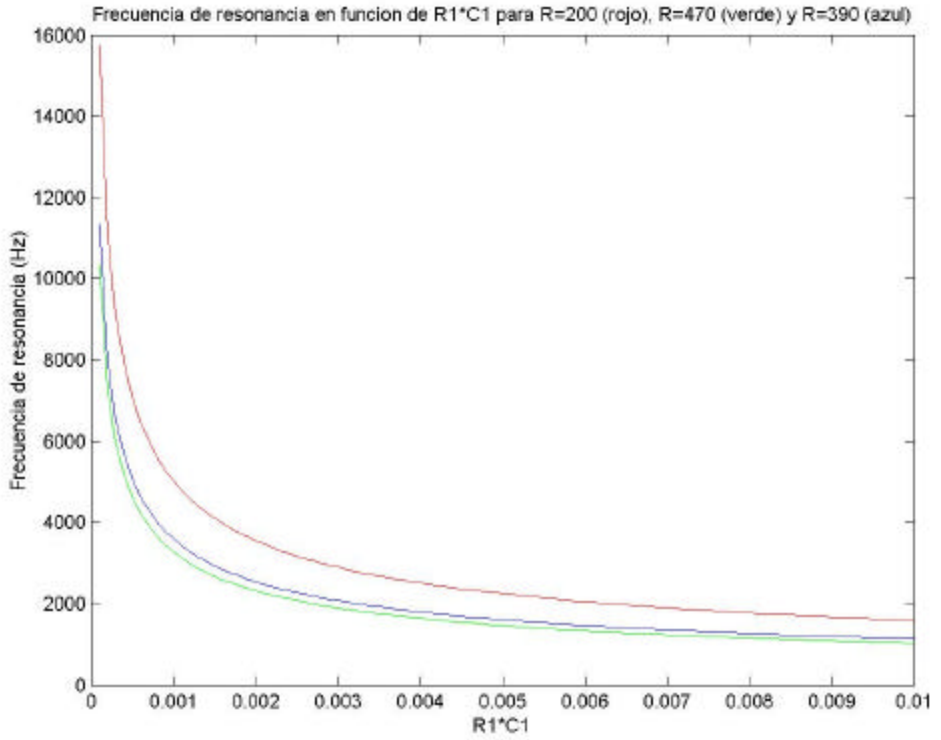


Figura VI.27 Frecuencia natural amortiguada para la corriente de salida del circuito de la Figura VI.24.

El criterio de diseño que empleamos es elegir valores para R_1, C_1 y R tal de disminuir la amplitud del pico de resonancia y lograr que la frecuencia de resonancia se encuentre lo más alejada posible de nuestra frecuencia de trabajo, de modo que el efecto del ruido en el entorno de la frecuencia de resonancia, pueda ser efectivamente disminuido mediante filtrado de la señal sinusoidal de entrada del sistema de inyección de corriente.

Para el filtrado de la señal de entrada al sistema de inyección de corriente se utilizó el filtro activo universal UAF42 de Burr-Brown, mediante le cual se implementó un filtro pasabanda de 2º orden. Los parámetros del mencionado filtro son:

- Frecuencia central: 50.06 kHz
- Ancho de banda: 16 kHz
- Ganancia: 872 mV/V
- Defasaje introducido a 50kHz: -0.4º
- Voltaje de entrada máximo: 3.2V

Nota: Para el diseño del filtro pasabanda únicamente fueron necesarias resistencias del 1% como componentes externos al UAF42. Evitando de esta forma el uso de condensadores discretos los cuales presentan una elevada tolerancia en su valor.

Volviendo a los criterios utilizados en la elección de los valores para R_1, C_1 y R, se tuvo en cuenta además que el tiempo de respuesta no fuera excesivamente alto (menor a 2.34 mseg tal como fue establecido anteriormente).

A partir de *(VI.6)*, si suponemos la siguiente relación para el tiempo de establecimiento en la respuesta al escalón [41]:

$$t_s = \frac{k}{w_n z}$$ donde k es un factor de proporcionalidad.

Definiendo "A" como $(zw_n)^{-1}$ tenemos que cuánto mayor sea el producto R_1*C_1, más lenta será la respuesta de nuestro sistema, tal como se muestra en la Figura VI.28.

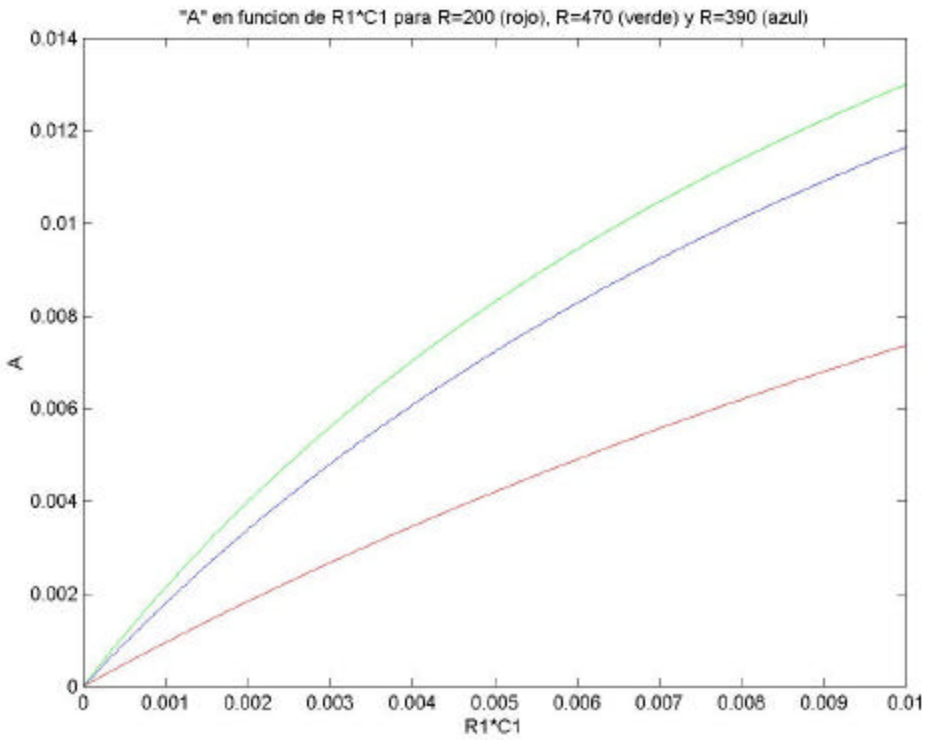


Figura VI.28 Tiempo de establecimiento (a menos de una constante) para la corriente de salida del circuito de la Figura VI.24.

Esto demuestra que la velocidad de respuesta estará directamente relacionada con el ancho de banda del DCFB (menor R_1*C_1 → mayor ancho de banda).

Tal como se indicó anteriormente, solamente se consideró el efecto del término cuadrático en *(VI.6)*. La presencia del polo real enlentecerá aún más la respuesta del sistema.

Elección de la resistencia de transconductancia R:

Tal como se ve en las curvas de las Figuras VI.26 y VI.27, cuánto mayor sea el valor de "R", menor será la amplitud del pico de resonancia y el valor de la frecuencia natural amortiguada del sistema será menor, lo que se traduce como un mejor comportamiento de nuestra fuente de corriente.
Si se aumenta el valor de la resistencia R, tendremos que aumentar V_i para alcanzar los 5 mA p-p de corriente inyectada. Sin embrago, como ya se vio, solamente es posible aumentar V_i hasta los 2 V p-p ya que de acuerdo al fabricante, se recomienda que el voltaje de la entrada no inversora del AD844 se mantenga entre -1 V y +1 V para mejores resultados.

Por lo tanto elegimos: $R = 390\,\Omega$

Elección de R_1 y C_1 en el lazo de realimentación de continua:

Tal como se vio, los valores para R_1 y C_1 en el lazo de realimentación de continua deben elegirse de forma de obtener una muy baja ganancia en 50kHz a la salida del

mismo (R_1*C_1 alto) y un tiempo de respuesta lo suficientemente pequeño y alta ganancia en DC (R_1*C_1 bajo).

A partir de lo mostrado en las curvas de las Figuras VI.26 y VI.27, elegimos valores para R_1 y C_1 de modo de disminuir la amplitud del pico de resonancia y la frecuencia natural amortiguada, además de obtener un ancho de banda del DCFB suficiente para asegurar una adecuada velocidad de respuesta (Figura VI.28).

Otra restricción en cuanto al valor de C1, es que la salida (pin 6) del AD844 soporta cargas capacitivas de hasta 100pF.

Elegimos: $R_1 = 10\ MW$ $C_1 = 100\ pF$

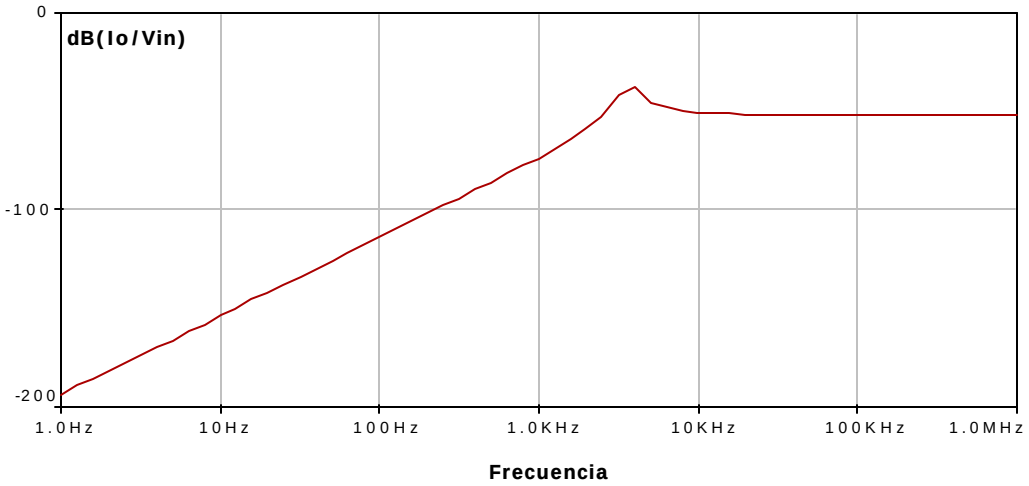


Figura VI.29 Respuesta en frecuencia del sistema de inyección de corriente.

En la Figura VI.29 de puede ver la respuesta en frecuencia del sistema de inyección de corriente controlada por voltaje con realimentación de continua. En la misma se puede ver el pico de resonancia, el cual se da a frecuencias cercanas a 4kHz. Dicha frecuencia se encuentra lo suficientemente lejos de la frecuencia de trabajo (50kHz) por lo que el efecto que el mismo produce en la onda de salida de corriente, es efectivamente anulado mediante un filtro pasabanda de 2º orden (ver capítulo "Generación de la señal") a la salida del sistema de generación de la señal sin atenuar en forma significativa la señal de entrada de 50kHz.

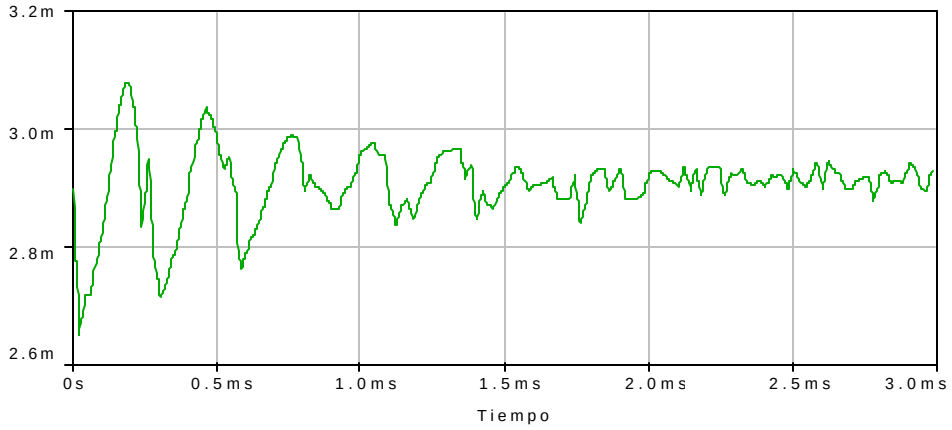


Figura VI.30 Envolvente máxima de la onda de corriente de salida.

A partir de la Figura VI.30, la cual muestra la envolvente máxima de la sinusoide correspondiente a la onda de salida del sistema de inyección de corriente, se puede observar que la misma logra estabilizarse en un 90% aproximadamente luego de los 2ms, lo cual está por debajo de los 2.34ms máximos exigidos.

Estabilidad.

Aplicando el criterio de estabilidad de Routh, al sistema de 3º orden de la ecuación (4) para los valores elegidos de R, R_1 y C_1, llegamos a que el sistema será estable independientemente de los valores de R_L y C_L. La estabilidad del sistema puede verse en la Figura VI.31, en donde se comprueba la respuesta al escalón presenta oscilaciones amortiguadas a una frecuencia cercana a los 4kHz.

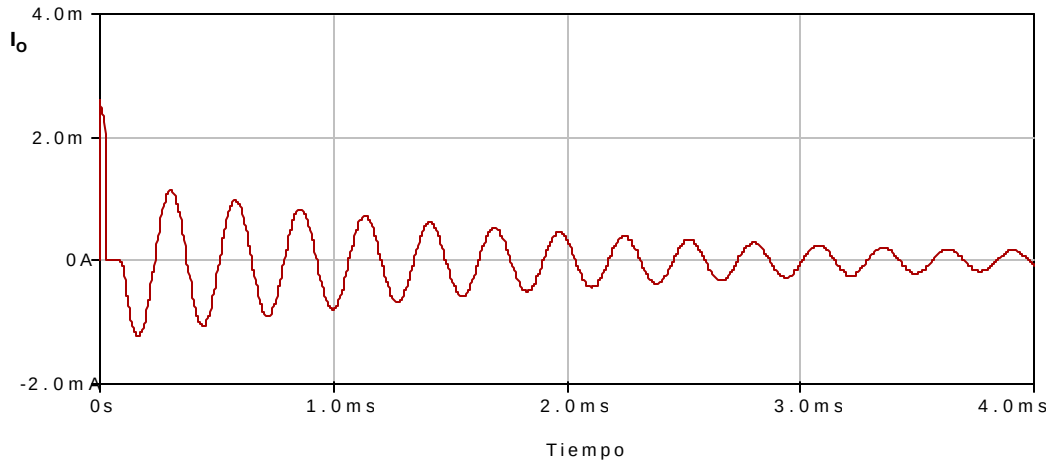


Figura VI.31 Respuesta al escalón del sistema de inyección de corriente.

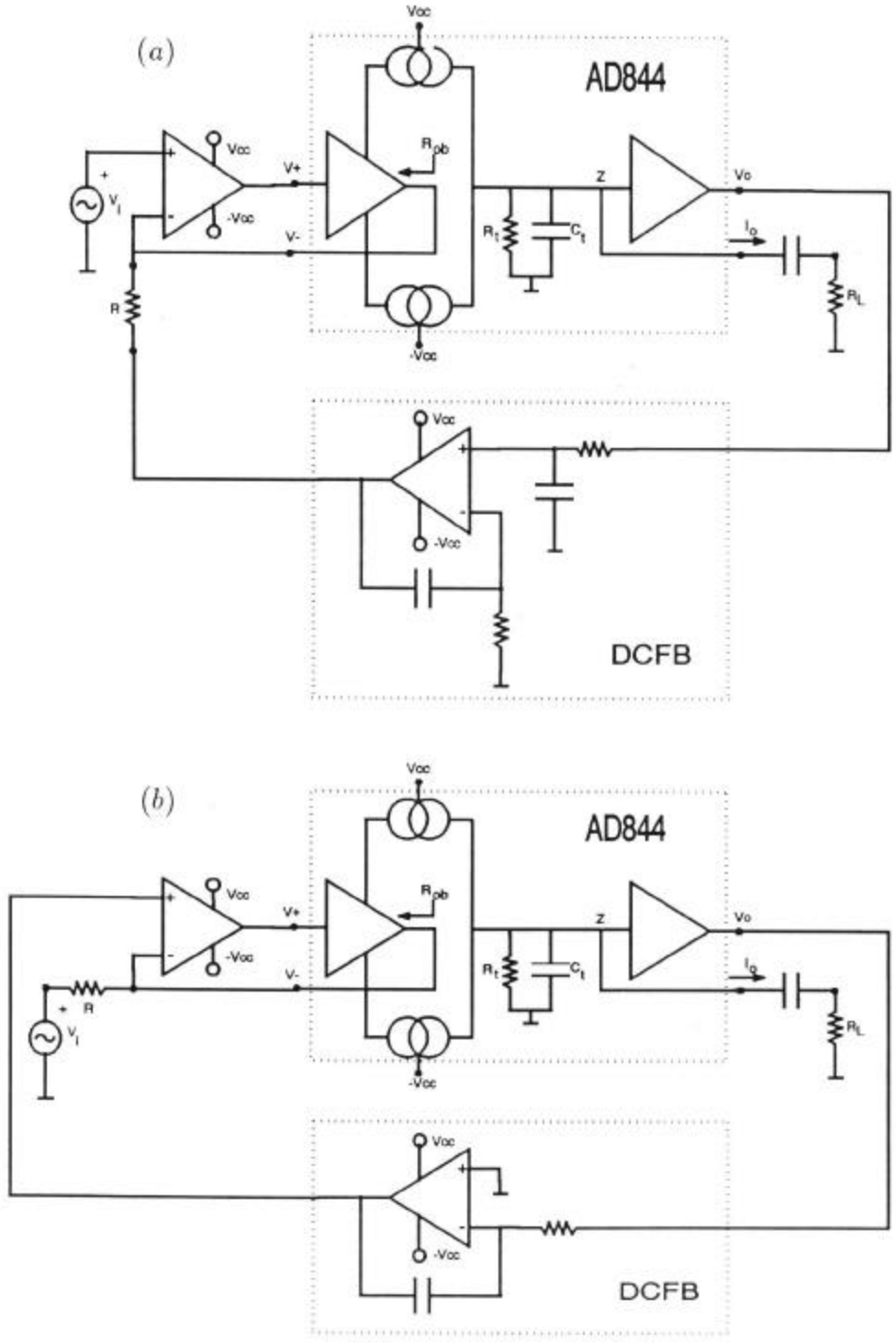


Figura VI.32 Sistema de inyección de corriente con realimentación de continua.
(a) Configuración no-inversora.
(b) Configuración inversora.

Tal como se ilustra en la Figura VI.32, el sistema de inyección de corriente aquí presentado, puede ser usado tanto en su versión inversora como no inversora, dependiendo del corrimiento de fase entre V_i e I_o [27].
Algunas diferencias pueden esperarse entre el comportamiento de ambas configuraciones. La versión no inversora presenta una alta impedancia a la fuente de tensión, mientras que la versión inversora presenta un impedancia de entrada igual a R. Debido a ello, en el caso inversor, la transconductancia es afectada por la resistencia de salida de la fuente de tensión.
Por esta razón, hemos elegido para nuestro sistema la configuración no inversora.

Performance.

Tal como se vio en VI.3.c, en el buffer de corriente, la principal causa de distorsión es el desajuste entre los espejos fuente y colector de corriente, ya que cada uno copia aproximadamente medio período de la corriente de referencia hacia la salida. Por esto, si sus ganancias no son iguales, la corriente de salida reconstruida, presentará distorsión armónica. La ventaja de usar el AD844 es que los transistores npn y pnp tienen ganancias de corriente similares y el equilibrio de temperatura es asegurado por la integración [27].
Los márgenes de operación están determinados por la saturación de los espejos de corriente del AD844, dependiendo de los valores para R y R_L.

Para la determinación de la impedancia de salida del sistema de inyección de corriente, se empleó el método indicado en la Figura VI.33 [1].

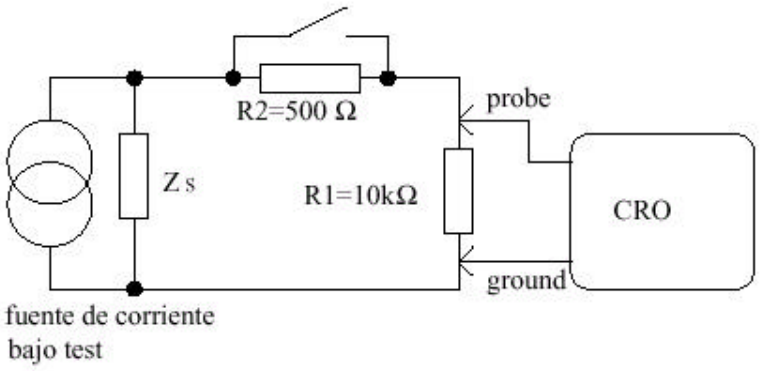


Figura VI.33 Ensayo para el cálculo de la impedancia de salida.

Cuando la llave que desconecta R2 en el circuito de la Figura VI.33 está abierta, la tensión medida en el osciloscopio en bornes de R1 estará dada por (ver Figura VI.34):

$$I_L = I_S \frac{Z_S}{Z_S + R_1 + R_2}$$

$$V_1 = I_L R_1 = I_S \frac{Z_S R_1}{Z_S + R_1 + R_2}$$

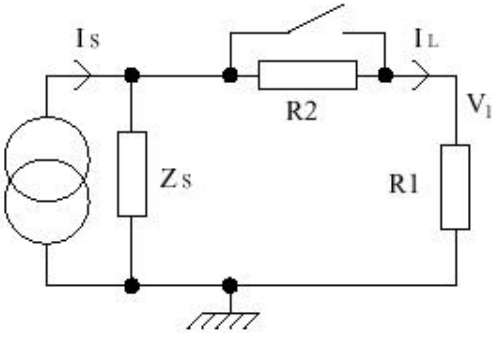


Figura VI.34 Circuito de la Figura VI.33 con R2 conectada.

Cuando se desconecta R2 en el circuito de la Figura VI.33, la tensión medida en bornes de R1 estará dada por (ver Figura VI.35):

$$I_L = I_S \frac{Z_S}{Z_S + R_1}$$

$$V_2 = I_L R_1 = I_S \frac{Z_S R_1}{Z_S + R_1}$$

$$Sea \quad r = \frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_S + R_1}{Z_S + R_1 + R_2}$$

$$\therefore Z_S = \frac{rR_2}{1-r} - R_1 \qquad (VI.7)$$

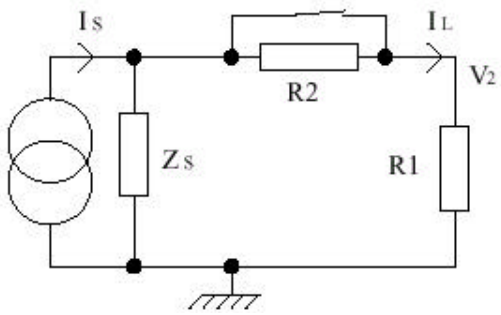


Figura VI.35 Circuito de la Figura V.33 con R2 desconectada.

La medición de altas impedancias de salida es muy difícil. El método aquí descrito tiene la desventaja de que el resultado dependerá fuertemente de los valores de R1 y R2 elegidos en el ensayo. Por otro lado se debe tener especial cuidado en evitar que las puntas del osciloscopio carguen el circuito.
El problema real es que la impedancia de salida depende de por sí en la impedancia de carga. La mayoría de los circuitos presentan no-linealidades, tales como limitaciones en el slew rate, de modo que la performance será una función de la carga y el nivel de la corriente [42]. Por esto, para medir la impedancia de salida se debe hacerlo usando cargas y corrientes de salida cercanas a aquellas que van a ser usadas en la práctica. Como fue visto anteriormente, la magnitud de la impedancia de carga típica será de 1kΩ aproximadamente, por lo tanto R1 debería ser de unos 500Ω y R2 de 1kΩ. Sin embargo con estos valores, el cambio en el voltaje medido será muy pequeño (<0.2%), por lo que la medida no será muy exacta debido a la limitación en la resolución de los instrumentos de medida, aún cuado se usen osciloscopios de lectura digital. Un compromiso mas realista es tomar un valor para R2 de 10kΩ, por lo que el cambio en el voltaje medido será de alrededor del 2%.
Han sido propuestos varios métodos para la medida de la impedancia de salida de la fuente de corriente pero ninguno es fácil. El método propuesto por Webster (1990) usa cargas en paralelo en vez de la configuración en serie, pero fundamentalmente no presenta diferencias con respecto a este último. Otros grupos de trabajo han inyectado corriente en la salida de la fuente y medido la impedancia de carga, pero esto tiene severas restricciones en la exactitud de la medida [42].

Debido a las dificultades descriptas, se realizaron varias medidas usando el circuito de la Figura VI.33 con R2 = 1kΩ y 10kΩ utilizando para la medida de voltaje tanto un osciloscopio como un tester, ambos digitales. El valor calculado para Z_S es el resultado del promedio de todas estas medidas a una frecuencia de 50kHz:

Z_S = 556 kW

La impedancia de salida puede ser negativa bajo ciertas condiciones de carga. Esto a veces puede ser visto como oscilaciones en algunas partes de la forma de onda de salida [42].

El valor para la impedancia de salida de 556 kΩ fue calculada sin incluir los multiplexores de inyección de corriente. Debido al efecto de las capacidades parásitas de los multiplexores, la impedancia real del sistema de inyección de corriente se verá un poco degradada, obteniéndose un valor de aproximadamente **510 kW** para la impedancia de salida del sistema total.

VI.6 Circuito de detección de saturación de la fuente de corriente.

El incremento de la impedancia de carga más allá de determinado valor, ocasionará un incremento del voltaje a la salida del AD844, tanto en el pin 5 como en el pin 6 (que tal como se vio será el mismo en ambos pines debido al buffer interno). Este incremento de voltaje puede ocasionar la saturación de los espejos de corriente del AD844 y por tanto provocar la distorsión de la forma de onda a la salida de nuestro sistema de inyección de corriente.
Si se alimenta el AD844 con ±15V, tal como es nuestro caso, los espejos de corriente saturarán cuando se alcance un voltaje de aproximadamente 12.6 V a la salida del AD844. Este valor nunca tendrá lugar durante el funcionamiento normal dado que el mismo correspondería a una impedancia de carga de más de 5kΩ, lo cual nunca se dará (la carga típica para la fuente de corriente será de 1kΩ), salvo que exista algún mal contacto en uno de los dos electrodos de corriente.
Por lo tanto, nuestro sistema tendrá que ser capaz de detectar tal tipo de situación, en la cual los voltajes medidos no serán válidos. Para esto se diseñó un "circuito de detección de saturación de la fuente de corriente", mediante el cual se generará una onda cuadrada periódica de frecuencia 50kHz compatible TTL, tal que pueda ser detectado por el bloque de control. Tal circuito se indica en la Figura VI.36.

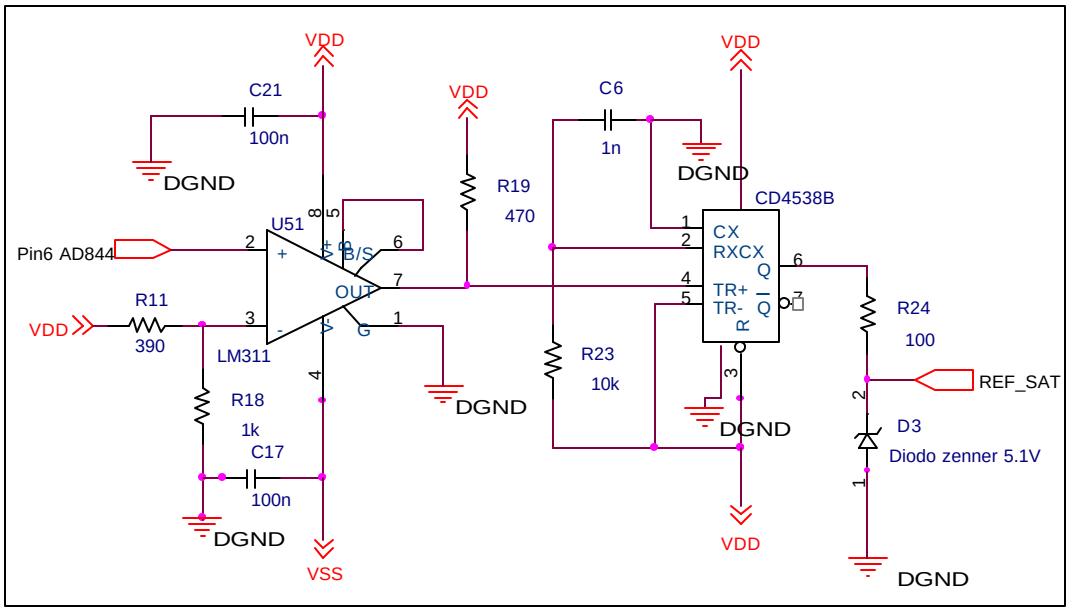


Figura VI.36 Circuito de detección de saturación de la fuente de corriente.

Tal como se indica en la Figura VI.36, este circuito tiene como entrada, el voltaje presente en el pin 6 del AD844 (esta conexión no afecta el funcionamiento del lazo de realimentación de continua gracias a la elevada impedancia de entrada que presenta el integrado LM311). Si el voltaje a la salida del la fuente de corriente (pin 6 del AD844) es mayor que 11V de pico, a la salida del comparador LM311 se obtendrá una señal de voltaje igual a VDD (VSS=-15V y VDD=15V).

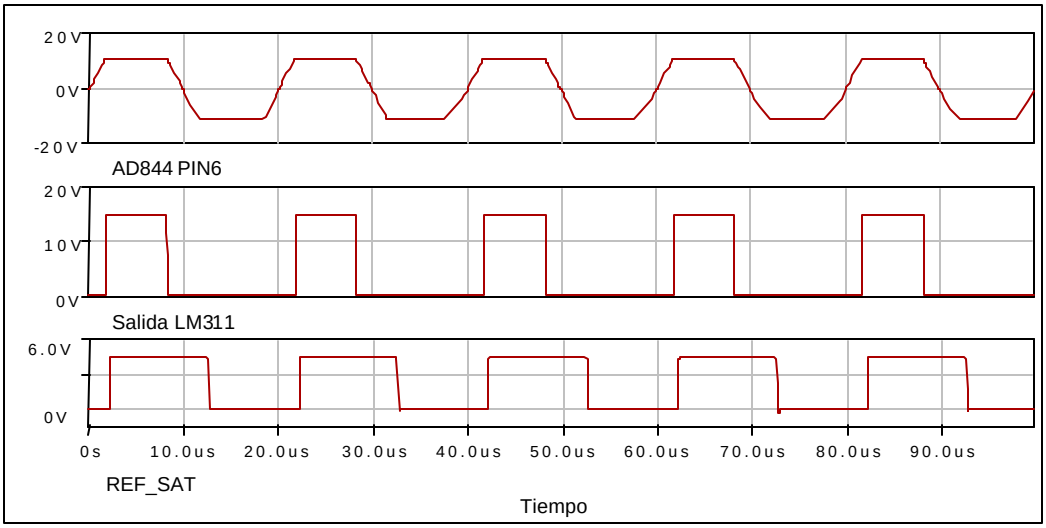


Figura VI.37 Señales en el circuito de la Figura VI.36

El tren de pulsos a la salida del comparador, el cual tiene ancho de pulso variable, es llevado al monoestable CD4538, el cual lo convierte en una onda cuadrada de frecuencia 50kHz (ancho de pulso = 10µs).
A la salida del CD4538, el diodo zenner de 5.1V se encarga de mantener la onda cuadrada de salida (REF-SAT) con niveles compatibles TTL (0V y 5V). Las distintas formas de onda en juego en el circuito de la Figura VI.36 se pueden ver en la Figura VI.37.

Nota: En la práctica se comprobó que en el caso en que un electrodo del par de corriente se desconecte, el voltaje a la salida de la fuente de corriente, no alcanzará los 12.6 V dados por la saturación de los espejos de corriente del AD844, sino que se presentará una forma de onda distorsionada de unos 6 V de pico. Este valor de voltaje viene dado por la capacidad parásita de entrada a tierra del multiplexor elegido, que en este caso es el MAX336 (ver VI.7) y la amplitud de la corriente inyectada (2.3 mA de pico).
Por lo tanto, se deberán modificar los valores de las resistencias a la entrada del comparador (R11 y R18 en al Figura VI.36) del circuito de detección de saturación de la fuente de corriente, ya que nunca se alcanzarán los 11V de pico supuestos originalmente. En particular se eligieron resistores del 1% con los siguientes valores: R11 = 1.96 kΩ y R18 = 1 kΩ. Esto hace que la onda cuadrada de salida del circuito se dispare cuando el voltaje a la salida de la fuente de corriente alcanza los 5.06 V de pico. Siendo que la corriente inyectada es de unos 5 mA p-p, este voltaje corresponde a una impedancia de carga de la fuente de corriente mayor que 2 kΩ, lo cual en funcionamiento normal nunca se dará.

VI.7 Multiplexor de corriente.

Tal como se indicó en el capítulo IV "Diseño del sistema", se optó por el uso de un multiplexor analógico para lograr acceder a los 16 electrodos a partir de una única fuente de corriente.

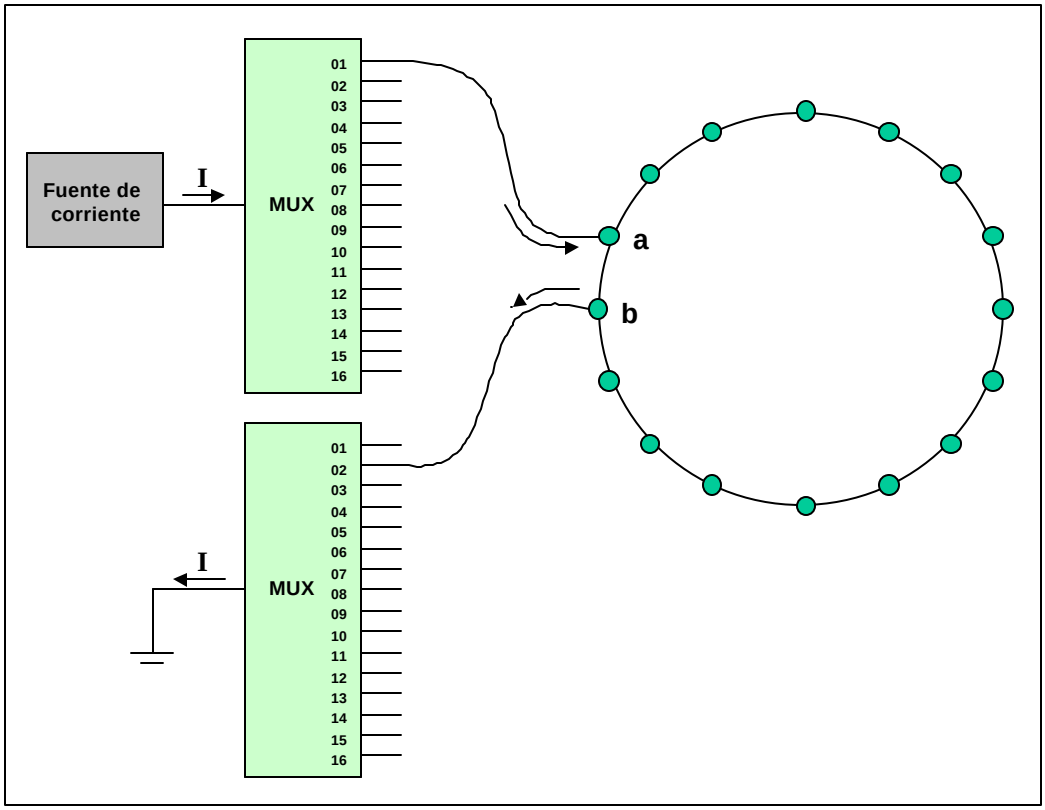


Figura VI.38 Sistema de inyección de corriente para IIMPETOM con multiplexores 16:1.

Para esto, IMPETOM cuenta con 2 multiplexores 16:1 (ver Figura VI.38), uno para inyectar la corriente desde la fuente de corriente hacia el electrodo "a" y otro multiplexor para proveer el camino de la corriente hacia el punto de referencia de nuestro sistema desde el electrodo "b" adyacente al "a" (recordemos que nuestra fuente de corriente es "single-ended"). Por otro lado, los multiplexores deben poder ser controlados a través de entradas digitales, mediante las cuales se elegirá en que par de electrodos se estará inyectando corriente.

Tal como se dijo, en el modelo de la Figura VI.12 los efectos del multiplexor y su incidencia en la magnitud del error en la medida de la impedancia, están considerados en los parámetros C_{cm}, C_s y R_e.

El parámetro C_{cm} incluye la capacitancia a tierra en la salida de los multiplexores (C_O en la Figura VI.39). La capacitancia a tierra existente en las entradas de los multiplexores (C_i en la Figura VI.39), es de uno a dos órdenes menor que C_O en todos los multiplexores considerados, tal como se ve en la Tabla 1, por lo que no se consideró en el modelo de la Figura VI.12.
Tal como se vio en VI.4.b, C_{cm} debe ser menor que 5 nF para mantener el error en la medida de la parte real de la impedancia por debajo del 1% a 50 kHz.

El parámetro C_s incluye la capacidad existente entre canales de salida del multiplexor (C_f en la Figura VI.39) la cual será mayor entre canales adyacentes.
El efecto de la capacidad C_f es producir un error de "crosstalk" entre los canales de medida y en mayor término entre los canales de medida y de inyección de corriente [6], dado que los multiplexores deben estar conectados a todos los electrodos.
El "crosstalk" puede mejorarse reduciendo el número de canales del multiplexor, por ejemplo usando dos grupos de dos multiplexores 8:1. Esto sin embargo reduce la posibilidades de elección del par inyector de corriente y complica la lógica de control.

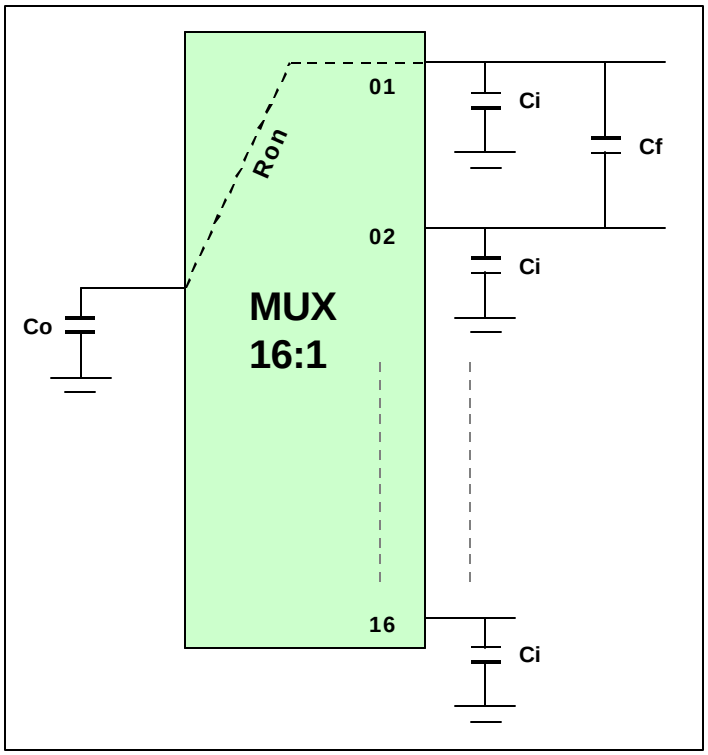


Figura VI.39 Capacidades parásitas y resistencia de contacto existentes en el multiplexor analógico de IMPETOM.

Los errores producidos por las capacidades de entrada y salida a tierra en los multiplexores se traducen en una disminución de la impedancia de salida de la fuente de corriente, lo que como se vio, provocará una menor exactitud en las medidas de tensión obtenidas.

La resistencia de contacto R_{ON} existente entre la salida y la entrada conectada en el multiplexor es considerada en R_e en el modelo de la Figura VI.12 ("Ron" en la Figura VI.37). Tal como fue visto en VI.4.b, cuánto mayor es el valor de R_e, mayor será el error en la medida de la impedancia.
Otra característica que es afectada por la resistencia R_{ON} es que en el multiplexor que brinda el retorno de la corriente a tierra (multiplexor inferior en la Figura VI.38), la caída de tensión a través de esta resistencia provocará que el electrodo de corriente que se encuentre referido a tierra, en realidad estará a un voltaje distinto de cero. Este voltaje será mayor cuanto mayor sea R_{ON}. Sin embargo, si se considera que la corriente inyectada es constante, el voltaje "residual" en el electrodo a tierra será constante, lo que provocará una disminución en la corriente neta que realmente es inyectada. Esto en un esquema de medida diferencial no constituye un problema.
Por todo esto, los criterios para la elección de los multiplexores para el sistema de inyección de corriente, son obtener bajos valores de C_i, C_o, C_f, y R_{ON}, así como

también que cuenten con un rango analógico suficiente para evitar distorsionar la forma de onda de la salida.
Los multiplexores analógicos que cuentan con los menores valores para estos parámetros, son los que cuentan con tecnología CMOS [6].

En la Tabla VI.3 se resumen los multiplexores CMOS analógicos que se tuvieron en cuenta.

MUX	Rds(on) typ	Co (pF)	Ci (pF)	Cf (pF)	Rango analógico de tensión	Tiempo de switcheo típico (T trans)	Crosstalk entre 2 canales (VCT)	Off Isolation	V Supply
DG536	55	9	3	0,1	0V ; 10V	300 ns	-60 dB		
MAX336	220	20	2		-Vcc ; Vcc	200 ns	-86 dB	- 82 dB	±4.5V to ±20V
DG506A	270	45	6	0,8	-15V ; 15V	600 ns		- 68 dB	±4.5V to ±18V
MPC506A	1300	50	5	0,1	-15V ; 15V			-68 dB	±4.5V to ±20V
CD4067B	180	55	5	0,2	Vss; Vdd	30 ns	-40 dB		Vdd-Vss <20V
MAX396	60	80	11		-Vcc ; Vcc	95 ns	-92 dB	-75 dB	±2.7V to ±8V
DG406	60	130	8		-Vcc ; Vcc	110 ns	-92 dB	-69 dB	±4.5V to ±20V
MAX306	60	130	8		-15V; 15V	110 ns	-92 dB	-69 dB	±4.5V to ±20V

Tabla VI.3. *Principales características de multiplexores CMOS analógicos estudiados.*

Nota: Off isolation = 20 log V_{out}/V_{in}(off)

A pesar de que el DG536 presenta los valores más pequeños para C_i, C_o, y R_{ON}, éste no cuenta con un rango analógico de tensión adecuado para nuestro caso, pudiendo verse distorsionada la onda de salida para valores de carga altos (por ejemplo para una carga mayor que 1kΩ, tendremos una tensión mayor a los 5 V p-p para una amplitud de corriente de 5 mA p-p).

Por esto, fue elegido el MAX336 de Maxim/Dallas como multiplexor en el sistema de inyección de corriente, el cual además cuenta con un relativamente bajo nivel de crosstalk entre canales y una buena aislación entre la salida y un entrada no activa (Off Isolation).

VII. Sistema de Medida

VII.1 Características de las señales a medir

La corriente sinusoidal inyectada produce voltajes sinusoidales de igual frecuencia en los electrodos de medida. Estos voltajes no están en fase con la corriente, debido al comportamiento capacitivo del cuerpo humano.

A las frecuencias típicamente usadas en EIT, la impedancia de los tejidos puede ser asumida como enteramente real, de modo que la componente imaginaria de la señal recibida será pequeña comparada con la componente real. En particular, la impedancia en la zona pulmonar es mayoritariamente real.
Además las capacidades parásitas en los electrodos y en el receptor, en particular capacitancias entre canales de corriente y de voltaje, introducirán una señal de error diferencial significativa en la componente imaginaria [6].
Por otro lado, se comprobó que la variación en la resistencia de los electrodos produce un error que en gran parte se da en la componente imaginaria, y aunque existen variaciones en la capacitancia de los electrodos que provocan errores en ambas componentes, es también la imaginaria la que experimenta mayor error; por ejemplo, en una investigación se encontró una señal de error de cuadratura de 50mV cuando el error en-fase fue de 0.2mV [8]. Debido a lo anterior es que, en el caso específico del monitoreo de un edema pulmonar, la mayor información, que a su vez es la menos afectada de error, la brinda la componente real de la impedancia.

En la aplicación específica de EIT, la amplitud de las señales a medir se encuentra en el rango de las decenas de microvoltios a algunos milivoltios (en teoría, entre 100µV y 20mV aproximadamente), por tal razón es que se amplifica para su posterior tratamiento.
Dicha amplitud es modulada por la impedancia de la región.

En general, si bien depende de la aplicación a implementar, un buen valor para la exactitud de medida es del 0.1% y los valores mínimos para el CMRR y para la SNR coinciden en 60dB [8].
Pero si simplemente se desea observar cambios en las imágenes, entonces la exactitud no es tan importante como los errores aleatorios, como ser el ruido, ya que todas las imágenes son diferenciales y los errores que son comunes tanto a la referencia como al conjunto de datos, se cancelan [54] [53] [6].
Por otra parte, si se quiere que el sistema tenga una resolución del 1%, el mismo debe tener por lo menos una SNR de 40dB, valor con el cual es posible detectar un cambio de 10ml en el volumen del edema [53].
Los errores de modo común provienen de varias fuentes: el rechazo de modo común finito del amplificador instrumental, los desbalances en las impedancias de los electrodos de inyección, los desbalances en las impedancias de los electrodos de recepción, y la posición recíproca entre los electrodos de inyección y los de medida. La señal común en los electrodos de medida afecta la calidad de la medición y debe ser compensada. Esto requiere un paso diferencial con alto rechazo al modo común. Los errores más significativos son los debidos a los desbalances en las impedancias de los electrodos, se necesita un CMRR mayor a 60dB para compensar un desbalance de hasta 1kΩ en los electrodos [6]. De todos modos el CMRR puede considerarse como un error sistemático [46].

En resumen:
La diferencia de voltaje a medir es muy pequeña y la "mejor" información se obtiene de su parte real.
Su frecuencia coincide con la de la corriente y está desfasada de dicha señal.
La diferencia de potencial depende de la posición de los electrodos de voltaje, de la posición de los electrodos de inyección de corriente y de la distribución interna de conductividad.
La variación en la amplitud del voltaje es considerada como una "modulación AM" de la corriente ("señal portadora"), por lo que para obtener la información del voltaje deseada se debe "demodular" las señales obtenidas.
Un parámetro importante a considerar en el proceso de medida es la SNR.

VII.2 Descripción general de la etapa de medida

Teniendo en cuenta las consideraciones y características de las señales, anteriormente mencionadas, se pasa a describir la implementación de la etapa de medida.

En esta etapa se debe obtener el valor real del voltaje diferencial de cada par de electrodos receptor.

Primero, la impedancia de entrada de la etapa de medida debe ser alta, de forma que la corriente recorra el cuerpo, pero no se escape hacia los canales de medida ocasionando pérdida de voltaje debido al contacto electrodo receptor – piel.

La señal recibida por cada electrodo receptor debe ser acoplada en alterna (en AC) de modo de rechazar el voltaje de contacto de los electrodos y las pérdidas, el ruido a baja frecuencia y la interferencia de las líneas de potencia. Además es necesario bloquear cualquier corriente de continua desde los electrodos, ya que de otro modo provocaría al paciente quemaduras de origen electrolítico [51].

El voltaje de amplitud-modulada detectado, debe ser amplificado y demodulado, previo a su posterior procesamiento, en vías de la reconstrucción de la imagen.

En el proceso de medida debe tenerse especial cuidado con el ruido; las señales deben ser debidamente filtradas.

También es necesario maximizar el CMRR, en orden de reducir el offset y los errores de ganancia debidos al voltaje de modo común que se acarrea desde la corriente inyectada y la impedancia de los electrodos [51].

Entonces, se puede concluir, que el bloque de medida constará de una etapa de acoplamiento AC, una de demodulación, una de amplificación diferencial y otra de filtrado, las cuales deberán proveer un buen rechazo al modo común.

VII.3 Impedancia de entrada y acoplamiento AC

El acoplamiento en AC y la alta impedancia de entrada pueden ser proporcionados diseñando un "buffer" para cada electrodo de detección de voltaje. Los buffers para los diferentes electrodos deben estar fuertemente apareados, de otro modo se degrada el CMRR (puesto que en el proceso analógico de las señales diferenciales, el paso con el menor CMRR determina el máximo CMRR para el canal de adquisición) [51].

Un buffer se puede implementar simplemente con un amplificador operacional, utilizando una configuración seguidora (ganancia unitaria). Para polarizar al amplificador se necesita proporcionar un camino de baja impedancia a la corriente de bias. Esto se soluciona colocando una red RC pasa-altos antes del buffer, lo que a su vez actúa como bloqueador de continua y atenuador de bajas frecuencias.

Una configuración igual a la descripta es la que se implementa para las guardas activas (ver Capítulo VIII "Implementación"). Las guardas preceden al resto de la etapa de medida, por tanto, además de cumplir la función de "guarda" para el cable coaxil, sirve también como buffer de entrada a la etapa de medida.

Nota: La descripción de la implementación de los buffers se puede encontrar en el Capítulo VIII "Implementación".

VII.4 Demodulación

VII.4.a Métodos de detección de amplitud

A continuación se describe brevemente y en forma esquemática, las distintas técnicas para la detección de la amplitud de una señal, dando sus principales características.

Detección no coherente

Principio: conversión AC-DC

Métodos: Conversión RMS-DC
Detector de pico
Dentro de estos demoduladores, se encuentra el detector de envolvente.

Limitaciones: Ruido, errores de "cruce por cero" en las realizaciones simples
Pérdida del desfasaje respecto a la señal de excitación (referencia)

Solución parcial: conversor AC-DC + detector de fase

Problema: problemas de jitter

Detección coherente o sincrónica

Principio: multiplicación de la señal por otra señal sincronizada con la de referencia

Ventaja: en el caso particular de EIT, se conoce la portadora o referencia

Métodos:

a- Detección "homodina" - Multiplicador Analógico

Implementación con multiplicadores de precisión
Rechazo a interferencias
Rechazo a ruido

b- Rectificación síncrona - Amplificador Switcheado

limitaciones: errores de ganancia y fase
ventanas de ruido
armónicos en la señal de entrada

c- Detección digital

Se adquiere a una frecuencia mucho mayor que la de la señal, y se procesa correlacionando con sinusoide digital

Limitaciones: adquisición no necesariamente síncrona
ventanas de ruido

d- Muestreo síncrono – (caso particular de la detección digital)

Control preciso del instante de muestreo
Se puede realizar también el submuestreo
Implementación analógica sencilla.

Ventajas de la detección coherente

- robustez
- aumento de CMRR y SNR

Por lo tanto:

El rechazo a señales parásitas en la demodulación de amplitud es llevada a cabo por la demodulación coherente (detección sensitiva de fase) utilizando como referencia o una onda sinusoidal ("detección homodina") o una onda cuadrada ("detección conmutada"), por medio de multiplicadores lineales o demoduladores conmutados respectivamente. Sus desventajas son: la variación de los parámetros debida a la temperatura y el envejecimiento de los multiplicadores, los cruces por cero de los demoduladores conmutados, y la necesidad de filtros a la salida de los demoduladores sincrónicos clásicos limitando así la velocidad de conmutación.
Una alternativa es el uso de un procesador digital de señal, con el cual se obtienen mejores resultados al precio de un aumento significante en la complejidad y en el costo del sistema.
Esto último se puede evitar si se utiliza en particular el muestreo síncrono, donde se tiene control preciso del instante de muestreo.

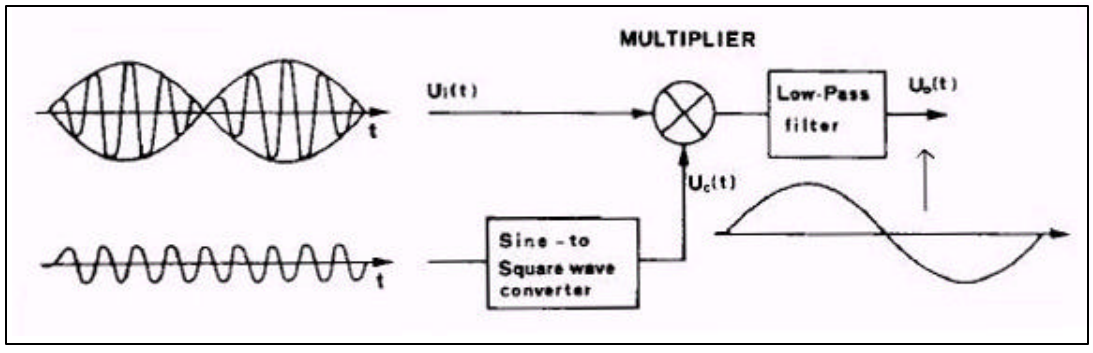


Figura VII.1 Diagrama de bloques de un demodulador sincrónico.
(Extraído de [51])

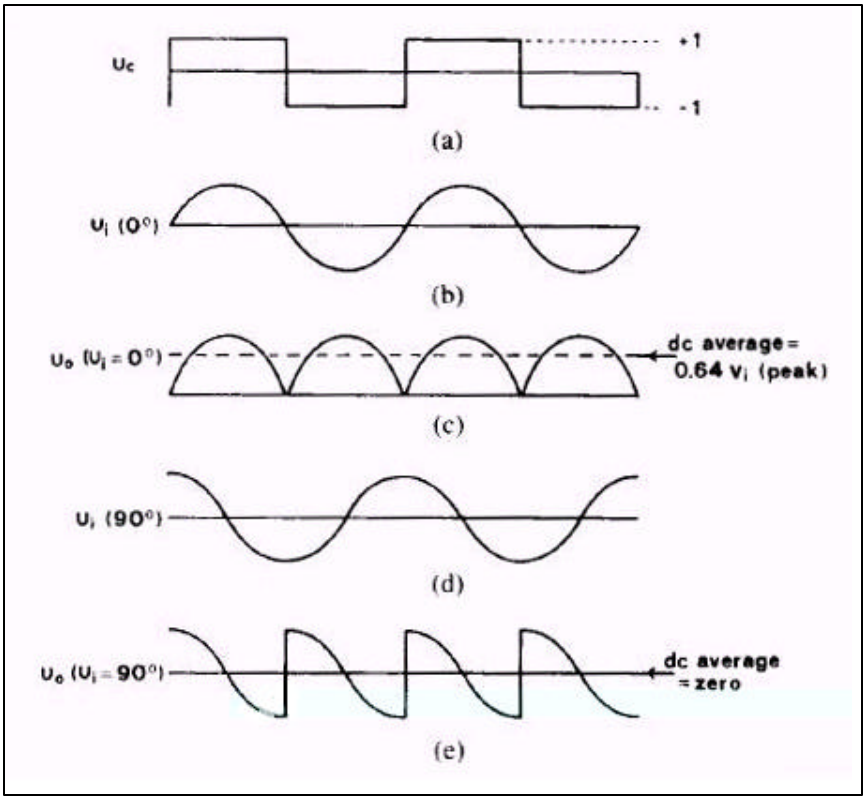


Figura VII.2 Formas de onda de un demodulador AM sincrónico. (a) Señal de referencia; (b) Señal de entrada sinusoidal con un defasaje de 0º; (c) Producto de las señales a y b; (d) Señal de entrada con un defasaje de 90º; (e) Producto de las señales a y d.

La Figura VII.1 muestra el diagrama de bloques de un demodulador sincrónico clásico, y la Figura VII.2 explica su funcionamiento. En las partes (a) y (b) de esta figura se muestran una forma de onda rectangular sincrónica con una señal sinusoidal. El demodulador multiplica estas dos señales, y la salida se muestra en la Figura VII.2 (c). Un filtro pasabajos extrae el valor promedio de continua (línea punteada). Este filtro descarta los armónicos mayores o iguales del doble de la frecuencia de la señal de entrada.
Un caso extremo donde la señal sinusoidal a ser demodulada tiene un defasaje de 90º con la señal de referencia, es mostrada en la Figura VII.2 (d). En este caso la salida del filtro pasabajos de la señal mostrada en la Figura VII.2 (e) será 0.

VII.4.b Demodulación síncrona usando un S&H

La técnica de demodulación por muestreo por pulso, se trata de la demodulación de amplitud de señales con portadora suprimida, sin la necesidad de usar un multiplicador y el filtro asociado. En cambio, la señal modulada es muestreada cuando la aplicada alcanza su valor de pico [49]**.**

Es posible demodular sincrónicamente utilizando un circuito de “sample and hold” (S&H), como se verá a continuación (Ver Figura VII.3).

Si asumimos que la señal aplicada es A cos(ωt), la señal medida será:

$$V(t) = B\cos(\omega t) + C\cos(\omega t + \theta) = D\cos(\omega t + \upsilon) \qquad (VII.1)$$

Donde B es la amplitud a ser medida (parte real de la señal), C es la amplitud de la señal (imaginaria) debido al desplazamiento de la corriente a través de las capacidades del cuerpo sumadas a las parásitas, D es la amplitud de la señal recibida, υ es la diferencia de fase entre la señal recibida y la aplicada, y θ es la diferencia de fase entre la señal aplicada y la componente imaginaria.

Una muestra de la señal (VII.1), tomada cuando la señal aplicada alcanza el valor de pico
(t = 0), resulta en un voltaje de salida del circuito S&H de

$$v_o(dc) = B + C \cos \theta \qquad (VII.2)$$

El término C cos θ contribuye al error en la medida. Como la señal que provoca las capacitancias tiene casi 90º de corrimiento de fase, el término cos θ es igual a cero.
Por lo tanto la salida del S&H corresponde a la magnitud B, la cual es la deseada:

$$v_o(dc) = B = D \cos \upsilon \qquad (VII.3)$$

Nota: Las muestras tomadas en el momento en que la señal aplicada cruza por cero, provee la parte imaginaria de la señal medida.

Si la señal de corriente que se aplica, es generada digitalmente, se puede usar este generador para brindar un pulso correspondiente a fase cero (pico) de la señal aplicada. Este pulso luego es usado para manejar la entrada de muestreo del circuito S&H.

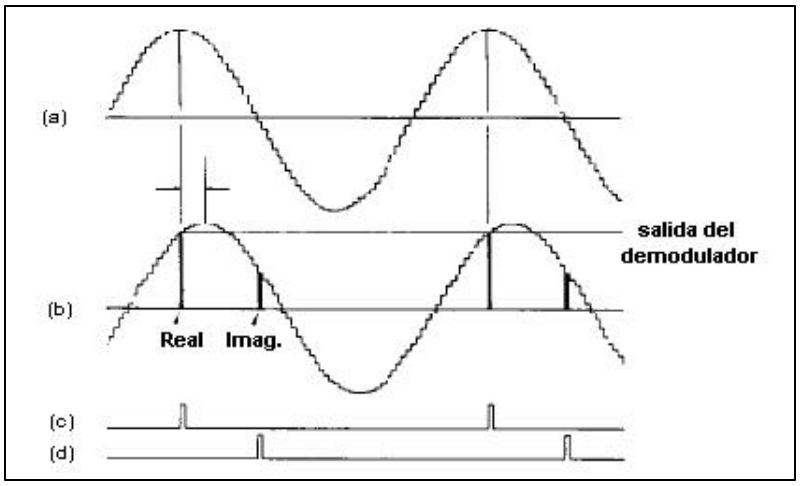


Figura VII.3 Demodulación de una señal modulada en AM usando un S&H: (a) señal aplicada; (b) señal recibida: la diferencia de fase entre (a) y (b) es υ; (c) tren de pulsos el cual maneja la entrada de muestreo del S&H para la estimación de la parte real, y (d) tren de pulsos para la parte imaginaria. Ambos trenes pueden ser obtenidos mediante un generador digital de onda.

VII.4.c Implementación del demodulador diferencial

Una alternativa es restar entre sí las señales de un par de electrodos receptor, y luego demodular la diferencia, la cual va a resultar invariablemente pequeña. Otra posibilidad es demodular primero y amplificar después La ventaja de esta última arquitectura es que la calidad de la señal diferencia es mayor, pues no se operaría el amplificador a 50kHz sino que se haría a baja frecuencia. Esto ocurre porque el CMRR de los amplificadores diferenciales es mayor cuanto menor sea la frecuencia de trabajo.
Por lo tanto la opción adoptada consiste en demodular primero las dos señales (una de cada electrodo del par receptor) y restarlas luego, ya que así se maneja el amplificador

diferencial casi en continua. Esta característica puede aprovecharse del hecho de que la salida del demodulador es un voltaje constante, siempre y cuando no exista un cambio en la posición relativa de los electrodos o en la distribución de conductividad interna. Este esquema tiene la ventaja de usar el máximo CMRR posible en la etapa diferencial.

Para mejorar el CMRR se pueden usar dos demoduladores iguales, uno para cada canal, antes del amplificador diferencial, y así el amplificador opera a una frecuencia prácticamente de cero. La desventaja es que los dos dispositivos S&H podrían presentar diferentes voltajes de offset, provocando el desbalance, una pobre calidad de medida.
La solución a la arquitectura anterior, es utilizar un único S&H para la demodulación de ambos canales. El muestreo se realiza alternando el S&H en períodos de la sinusoide, por medio de un multiplexor 2 a 1 entre ambos canales. Luego los valores pico de cada canal son almacenados en los capacitores del S&H, y son restados por el amplificador instrumental. Esta implementación reduce las diferencias de offset e incrementa el CMRR pues la salida del S&H es casi de continua.

En la Figura VII.4 se observa las tres implementaciones mencionadas anteriormente.

Hay que tener en cuenta que los capacitores previos al amplificador diferencial, deberán cargarse rápidamente para maximizar la velocidad de la demodulación y mantener el voltaje sin dejarlo decaer de modo de mejorar la exactitud. Además se necesitará una alta impedancia de entrada del amplificador para ayudar a que la descarga de bs capacitores sea lenta.

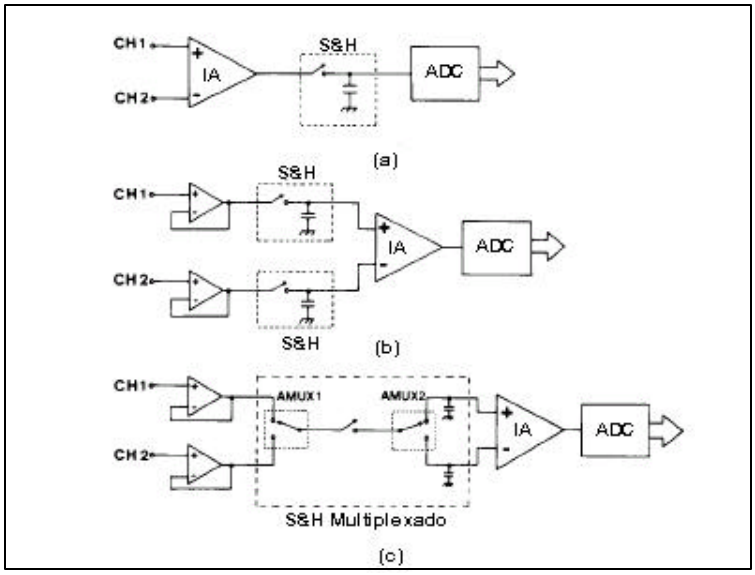


Figura VII.4 Tres implementaciones del demodulador diferencial sincrónico.

VII.4.d La técnica del Capacitor Flotante

La técnica del capacitor flotante es adecuada cuando se desea un CMRR alto. Esta no es otra que la demodulación síncrona con un S&H, con la particularidad que en vez de usar dos capacitores, el voltaje diferencial a ser amplificado carga un único capacitor y luego el voltaje almacenado es transferido al amplificador (Figura VII.5). Primero se carga un capacitor (C_S), y luego, un capacitor (C_H) retiene la salida mientras la entrada es muestreada otra vez; ninguno de los dos condensadores es referenciado a tierra. Dada la existencia de capacidades parásitas, al voltaje almacenado en C_S se suma una

entrada de modo común, pero si C_S es lo suficientemente alto, dicho valor será despreciable. El capacitor flotante es más insensible al voltaje de modo común [51].

Es entonces que esta implementación del S&H provee mejor CMRR que aquella cuyos capacitores están conectados a tierra, por lo que se opta utilizar un S&H de capacitor flotante.

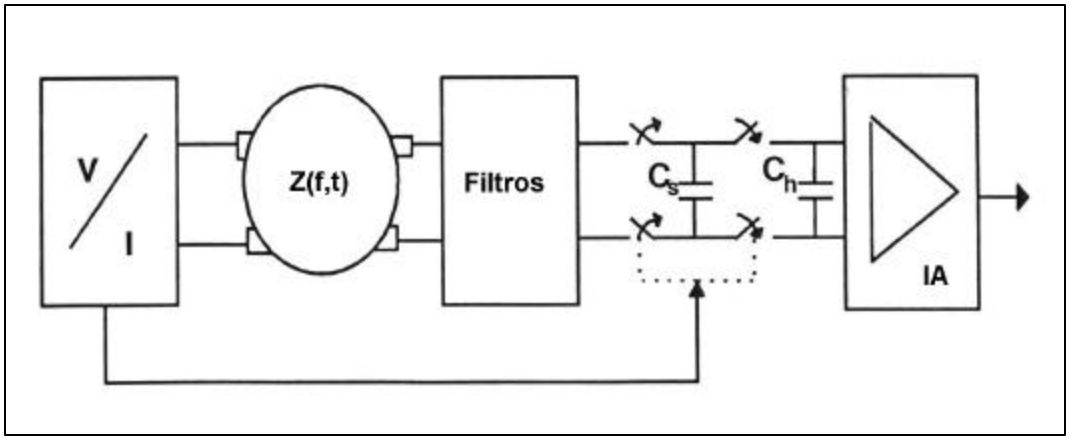


Figura VII.5 Sistema de medida con demodulación mediante técnica de capacitor flotante.

VII.4.e Implementación del S&H de capacitor flotante

Un S&H de capacitor conmutado puede puede llegar a construirse con un par de switches que conmuten a un condensador, para que el mismo pueda cargarse con el voltaje que le llega y luego pasar la carga a otro condensador conectado a la salida.
Pero sabiendo que existen dispositivos integrados que implementan tal función (la de capacitor conmutado), se optó por elegir uno. En realidad, el único que se encontró fue el fabricado por Linear Technology: LTC1043.

LTC1043

El LTC1043, es un bloque dual de instrumentación de capacitor switcheado, de carga balanceada, monolítico. Un par de switches conectan alternadamente un capacitor externo a una entrada de voltaje y luego conectan el capacitor cargado a través de un puerto de salida. Cabe notar que el implementar el S&H con este componente, requiere la utilización tanto del capacitor de muestreo como del de retención, es decir los capacitores no están incluidos al integrado, son externos.
El LTC1043 está provisto de un reloj interno y su frecuencia puede ser ajustada con un capacitor externo. También puede ser manejado con un reloj CMOS externo.

Inyección de Carga del Switch

La Figura VII.6 muestra uno de los ocho switches del LTC1043, configurado como un circuito de S&H básico. Cuando el switch abre se produce un escalón de voltaje cuya magnitud depende del valor del voltaje de entrada, y el cual se traducirá en un error para la medida. La Figura VII.7 muestra la carga inyectada en el capacitor de retención (Ch) versus el voltaje a la entrada del circuito. Por ejemplo, 2pCb de carga inyectada en un capacitor de 0.01µF causa un paso de voltaje de 200µV. Como se

muestra en la Figura VII.7 existe una cancelación de carga predecible, cuando el voltaje de entrada es aproximadamente la mitad del voltaje de alimentación del LTC1043. Esta es una característica única de este componente, ya que contiene switches de carga balanceada fabricados con un proceso de auto-alineación de compuerta CMOS. Cualquiera de los switches del LTC1043, cuando es alimentado con voltajes duales simétricos, hará el muestreo y la retención de señales pequeñas alrededor de la tierra, sin ningún error significante.
Por esto último es que se opta por alimentarlo simétricamente (con V+=5V y V-=-5V).

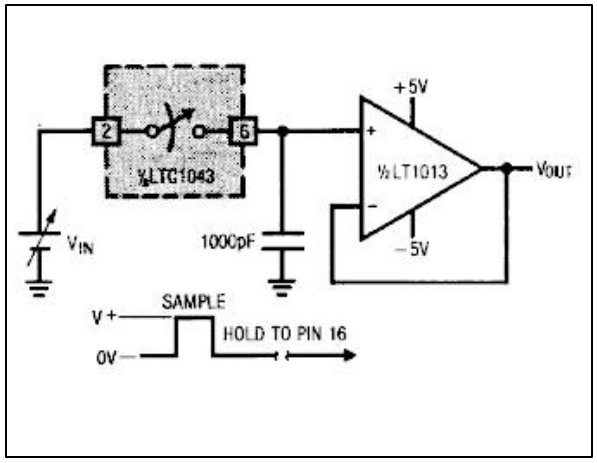


Figura VII.6 S&H construido con uno de los switches del LTC1043

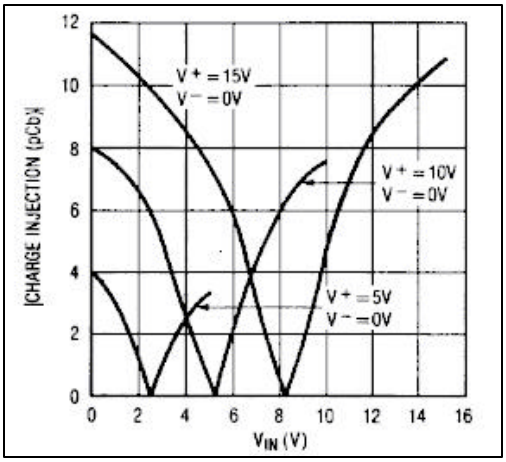


Figura VII.7 Inyección de carga de un switch vs voltaje a la entrada

Conmutación de los switches

Existen dos formas de obtener una señal cuya frecuencia sea con la que se quiere conmuten los switches.
El pin “Cosc” del LTC1043 puede ser usado con un capacitor externo Cosc, conectado a los pines 16 y 17, para modificar la frecuencia del oscilador interno.
Este pin también puede ser manejado con un reloj externo que sobrescriba al oscilador interno. De este modo es posible sincronizar el muestreo de los voltajes que llegan al S&H, y así poder realizar la demodulación síncrona.
Por tanto, ya que la señal de reloj para el manejo del demodulador debe estar en sincronía con la corriente aplicada, y permitir el muestreo sincrónico para la obtención de la parte real del voltaje, se opta por la utilización de un reloj externo. Entonces se debe hacer llegar al pin 16 del LTC1043 una señal en sincronía con la corriente aplicada. Como se vio en el capítulo de “Generación de las señales” esta señal es obtenida mediante un generador digital de ondas.

La señal que comandará la conmutación de los switches, será por lo tanto la que imponga los tiempos de muestreo y de retención de cada muestra. Entonces, debe ser tal que permita cargar el condensador de muestreo C_S con el valor de la parte real de cada canal de medida y que pueda descargarse a la vez que se carga el condensador de retención C_H.

Los switches que conectan los conductores de voltaje al condensador C_S, permanecerán cerrados todo el tiempo que la señal de sincronía esté alta; y el resto del tiempo conectarán C_S al condensador C_H. Es por esto que la mayoría del tiempo la señal permanecerá baja, tomando un criterio, el tiempo de muestreo debe ser no mayor al 10% del tiempo total del período de la señal (20μs): es decir 2μs. Lo mínimo a lo que puede llevarse el pulso de la señal de sincronía obtenida en el bloque de generación de

señal mediante el dispositivo MAX038, es de 1μs. Es decir que el tiempo de muestreo del voltaje será de 1μs.

Elección de los condensadores del S&H

Se debe calcular los valores de los condensadores, para que sean capaces de manejar las señales a medir. El condensador C_S tiene que ser capaz de cargarse rápidamente, en el tiempo de muestreo (1μs).

Cuando se cierran los switches para conectar C_S, las resistencias de entrada de los mismos quedan en serie con el condensador, pudiendo modelar esta situación como un pasabajos (ver Figura VII.8). La entrada al mismo es idealmente la parte real del voltaje de cada canal de medida (V_R), por lo tanto el voltaje en el condensador C_S quedará dada por la siguiente ecuación:

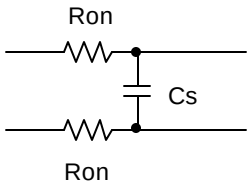


Figura VII.8 Modelo del switch del LTC1043 y Cs

$$v_{Cs} = V_R(1 - e^{-tm/t}) \quad \textit{(VII.4)}$$

donde *tm* es el tiempo de muestreo y *t* la constante de tiempo del sistema ($t = 2R_{on}C_S$). (R_{on} es aproximadamente de 100Ω bajo la condición de que la alimentación sea simétrica de 5V y el voltaje de sea menor a 1V).

Para que el voltaje en C_S sea aproximadamente el valor real del recibido por los electrodos de medida, *t* tiene que ser bastante mayor a *tm*.
Por esto se decide probar con C_S=1nF.

Al conectar C_S con C_H, el último tiene que poder cargarse de modo de que en bornes presente un voltaje igual al muestreado por C_S y además retener ese valor. Por esto C_H debe ser menor que C_S así como también la impedancia vista hacia delante debe ser lo suficientemente grande como para no descargarlo. (Ver Figura VII.9).
Por esto se elige C_H= 0.1nF.

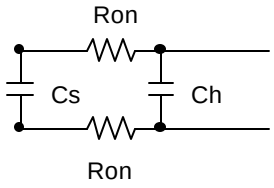


Figura VII.9 Modelo del switch del LTC1043, del Cs y Ch.

El tipo de condensador recomendado es el de poliéster, pues tiene buena exactitud, con respecto a las pérdidas es excelente, es de alta calidad y se recomienda para la implementación de filtros de señales.

Para comprobar el funcionamiento del circuito del S&H implementado con el LTC1043 con los valores de los condensadores elegidos, y tomando como señal de sincronía un tren de pulsos de 1μs de ancho y período de 20μs, se simuló el circuito con el programa de simulación Pspice A/D, y se obtuvo excelentes resultados al muestrear una señal de entrada sinusoidal de 50kHz. Lo mismo se afirmaría luego mediante las pruebas en *protoboard*.

VII.5 Filtrado en la demodulación síncrona de capacitor switcheado

VII.5.a El ruido y la demodulación

Aparte de la habilidad de recobrar las componentes en fase y en cuadratura de una señal, la detección sincrónica es una técnica muy efectiva para la reducción del ruido. Ella limita el ancho de banda, así reduce el ruido blanco, ya que trabaja a frecuencias donde la contribución del ruido del tipo 1/f es insignificante. Y también con este tipo de demodulación se rechazan interferencias discretas, tal como las provenientes de las líneas de alimentación.

Existen similitudes entre la detección analógica sincrónica basada en un multiplicador y un filtro pasabajos, y el muestreo sincrónico.

Primero , analizando la detección analógica [50]:

Dada una señal

$$u(t) = (2)^{1/2} V_u \cos(2\pi f_u t + \theta_u) \qquad (VII.5)$$

si se multiplica por una sinusoide de referencia

$$r(t) = (2)^{1/2} V_r \cos 2\pi f_r t \qquad (VII.6)$$

se obtiene

$$v_p(t) = V_u V_r \cos[2\pi (f_r + f_u)t + \theta_u] + V_u V_r \cos[2\pi (f_r - f_u)t - \theta_u] \qquad (VII.7)$$

Un filtro pasabajos rechaza las componentes de alta frecuencia y produce el voltaje de salida

$$v_o(t) = LPF\{v_p(t)\} = V_u V_r \cos[2\pi (f_r - f_u)t - \theta_u] \qquad (VII.8)$$

Si se asume que el filtro es de primer orden con frecuencia de -3dB = f_o , se tiene

$$v_o(t) = \frac{V_u V_r}{(1 + [(f_r - f_u)/f_o]^2)^{1/2}} \qquad (VII.9)$$

Por lo tanto, el ancho de banda de -3dB para el sistema es $2f_o$. Cuanto más pequeño f_o, menor el ancho de banda y menor el ruido, pero también mayor es el tiempo de respuesta. La salida máxima es obtenida cuando $f = f_o$, y este es el criterio de diseño usual.

Si la señal de referencia r(t) fuera cuadrada en vez de sinusoidal, se puede demostrar que el ancho de banda equivalente es el mismo ($2f_o$). Pero en este caso hay una "ventana" en cada armónico impar de f_r por lo que si u(t) tiene armónicos impares, estos contribuirán a la salida (adición aritmética) así como también lo hará el ruido de cada ventana (adición vectorial).

Por otro lado, se puede considerar al proceso de muestreo de una señal como el producto de una señal muestreada por un tren de pulsos ideales

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \qquad (VII.10)$$

donde *T* es el período de muestreo. r(t) es periódica y con buen comportamiento por lo que se la puede representar por series de Fourier

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \exp(\, jn2pt / T) \qquad \textit{(VII.11)}$$

El espectro de frecuencia del producto u(t)r(t)=u*(t) es

$$U^{*}(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(f - n/T) \qquad \textit{(VII.12)}$$

Donde U(f) es el espectro de la señal que esté siendo muestreada. El espectro de la señal muestreada por tanto consiste en la réplica de U(f) a intervalos de 1/*T*.

Si se toma T=k/f_u, donde k es un entero (k≥1), comparando (VII.12) y (VII.7), se concluye que el muestreo sincrónico puede ser visto como una demodulación con múltiples "ventanas" de frecuencia ubicadas a 1/T unas de otras.
La primera a f_u dará la componente de continua la cual es la salida de interés. Pero se obtiene de (VII.10) que r(0)=1, y R(0)=1/T donde R(f) es la transformada de Fourier de r(t). Una de esas ventanas es a f=0, y por lo tanto cualquier ruido de baja frecuencia o interferencia superpuesta a u(t) también resultará en una componente de continua que se sumará a la señal de salida útil. Por esto es muy importante asegurar que la señal de entrada sea en efecto una señal pasabanda. Para señales de bioimpedancia, esto implica que se coloque al menos un filtro pasa-altos antes de la demodulación de manera de prevenir ruido de baja frecuencia e interferencias.
Además, para reducir el ruido aportado por el muestreador, y dado que u(t) no tiene información en frecuencias menores a f_u, se debe reducir el número de ventanas eligiendo k=1 (pues 1/T=f=f_u/k).

Si la señal es retenida hasta la próxima muestra, el contenido de armónicos se reduce mucho (se autofiltra) debido al "efecto apertura". Obviamente en un caso donde no hay cambio en la amplitud pico, no se necesita filtrar.
Por el contrario, el demodulador clásico siempre necesita de un filtro pasabajos para poder manejar los armónicos de la salida del multiplicador, el cual, en el mejor de los casos, se parece a una onda sinusoidal totalmente rectificada [49].
De todos modos, ya que por sí solo el S&H no es suficiente para obtener una alta SNR, es necesario un filtro pasabajos luego del mismo, por si las altas frecuencias no son filtradas [51].

Hay que tener en cuenta que dependiendo de la aplicación biomédica, podría ser necesario eliminar otro tipo de interferencia, como ser la electrofisiológica (por ejemplo la respiratoria). Si la eliminación de la misma no es contemplada con los filtros previos, se deberá colocar un filtro pasa-altos adecuado, antes del amplificador de instrumentación.

Para mantener el CMRR muy alto, se usan filtros diferenciales (entrada diferencial y salida diferencial) [52].

SNR

Se ha hecho un estudio [47], donde fue analizada y medida la SNR para tres métodos de demodulación coherente de amplitud aplicadas para detectar eventos fisiológicos con medidas EIT. Se comparó la performance teórica de un demodulador sincrónico

basado en un multiplicador analógico (AMD), un detector síncrono basado en un amplificador de ganancia switcheado (SD) y un método de muestreo síncrono (SS) implementado con la técnica del capacitor switcheado. Se consideró la influencia del ruido fuera de la banda de la señal detectada (RUIDO), es decir ruido fisiológico, armónicos de la señal inyectada (ARM), interferencia de las líneas de potencia (INT) y voltaje de modo común (CMV).
Se encontró que cuando la referencia es una onda sinusoidal (AMD), se tiene la contribución más baja de RUIDO, ARM e INT. La contribución para CMV depende del CMRR del amplificador instrumental usado. Si la referencia es una onda cuadrada (SD), el producto es más fácil de realizar pero hay ventanas espectrales de ruido abiertas a múltiplos impares de la frecuencia de portadora de la corriente inyectada f_u (o sea la frecuencia de muestreo). Sin embargo, debido a que la amplitud relativa de la ventana n es 1/(2n-1), la pérdida máxima de SNR es 0.9dB. La contribución de CMV a la SNR en SD también depende del CMRR del amplificador.
En SS no se necesita ningún demodulador analógico pero se abren varias ventanas espectrales de igual amplitud, el ruido es traducido en las vecindades de todos los múltiplos de f_u a bajas frecuencias. Sin embargo, si se usa la ténica de capacitor flotante como muestreador sincrónico usando el LTC1043, es posible conseguir un CMRR de hasta 100dB en un rango de 10 a 100kHz.
La contribución al CMV es por tanto más baja que cuando se usa AMD o SD. En orden de reducir la degradación de SNR debido al RUIDO, ARM e INT, se debe filtrar pasabanda la señal antes de demodular usando SS.
Se ha concluido que aunque la técnica de muestreo síncrono utilizando la técnica de capacitor flotante resulta en un voltaje de SNR 6db peor que otros demoduladores, si la señal a demodular es filtrada pasabanda se puede llegar a obtener el mismo nivel de ruido (con el máximo CMRR).

VII.5.b Implementación de los filtros

Se concluye por lo tanto que es necesario filtrar antes y después de la demodulación.
Previamente la señal de voltaje se debe filtrar pasabanda, y luego de demodulada se tiene que hacerlo pasabajos.

En este punto, se cuestiona el tipo de filtros a utilizar, pudiendo optar por activos, pasivos o de capacitor switcheado.

Filtros Activos, Pasivos o de Capacitor Switcheado – Cuál es la mejor opción?

Cada tecnología de filtro presenta ventajas y desventajas que la hacen la solución casi ideal en algunos casos y completamente inaceptable en otras aplicaciones.

Exactitud: Los filtros de capacitor switcheado tienen la mejor exactitud en la mayoría de los casos. Para que filtros pasivos o activos convencionales, alcancen esta clase de exactitud se requiere usar resistores, capacitores y a veces inductores, todos ellos muy precisos. Es posible obtener mejor exactitud con pasivos y activos pero el costo es mucho mayor.

Costo: No es claro qué tipo de tecnología sea la apropiada respecto a este punto. Si todo lo que se necesita es un filtro de un único polo, tal vez la solución ideal sea una red pasiva RC. Cuando se necesita buena exactitud, los componentes pasivos, especialmente los capacitores, pueden ser bastante caros. Por otro lado, cuando la velocidad y exactitud no son importantes, algunos filtros activos convencionales pueden resultar bastante baratos.

Ruido: Los filtros pasivos generan muy poco ruido (sólo el térmico de los resistores), y los activos convencionales generalmente tienen menor ruido que los de capacitor-switcheado. Estos últimos, usan integradores basados en amplificadores operacionales como bloques básicos. Los componentes de integración usados en esos circuitos deben ser muy pequeños por lo tanto sus valores deben ser también muy pequeños. Por lo tanto los resistores de entrada de sus integradores deben ser muy altos en orden de obtener constantes de tiempo útiles. Pero grandes resistores producen altos niveles de voltaje de ruido térmico, salidas típicas para los capacitores-switcheados son niveles del orden de los 100μV a 300μV en un ancho de banda sobre los 20kHz. Además, el ruido térmico no es el único tipo de ruido que los filtros de capacitores-switcheados inyectan al camino de la señal. Debido a que éstos son dispositivos controlados por reloj, una porción de la onda de reloj (del orden de 10mV pico a pico) se adicionará a la salida del filtro. En muchos casos, la frecuencia de reloj es suficientemente alta comparado con la frecuencia de la señal, tal que lo introducido por el filtro puede ser ignorado, o al menos filtrado con una red pasiva RC a la salida, pero hay aplicaciones que no soportan este nivel de ruido.

Voltaje de Offset: Los filtros pasivos no tienen inherentemente voltaje de offset, y en los activos el offset será una función simple de los voltajes de offset de los amplificadores operacionales y las ganancias de continua de los filtros, mientras que los capacitores-switcheados tienen grandes offsets, usualmente desde varios milivoltios a aproximadamente 100mV.

Conclusión:
Por una parte se establece [55] que para aplicaciones que requieran buen rechazo al ruido tal como filtrado de ruido pasabajo para instrumentación general, filtrado anti-aliasing para sistemas de adquisición de datos, etc, pueden ser bien manejados tanto con capacitores-switcheados como con filtros activos convencionales.
Además por lo anotado anteriormente y teniendo en cuenta que en un sistema de EIT, es estrictamente necesario contar con buen rechazo al ruido y un buen CMRR, la mejor opción es la de utilizar **filtros pasivos o activos**.

Filtro Pasabanda

Por un lado, en EIT la información deseada (la impedancia del cuerpo) se encuentra en la amplitud de la señal de voltaje a medir. Por otro, para que cuando se muestree dicha señal con el S&H, este instante sea exactamente en donde se anule la señal de corriente aplicada para así obtener el valor real del voltaje medido, se necesita que los filtros aplicados antes de la demodulación no desfasen la señal a medir. Por lo tanto se necesita un filtro con buena pendiente cuya función de transferencia sea del tipo Butterworth y uno con respuesta lineal de fase en la banda de interés que no introduzca “ringing” ni “overshoot”, tal como ocurre con los filtros derivadores de fase, como ser el de Bessel.
La elección del tipo de filtro adecuado deberá derivar de la experimentación.

La desventaja de la realización de estos filtros es el gran número de componentes que se necesita para su implementación, el cual aumenta con el grado del filtro y el que se traduce en una mayor área asignada en la placa del DAS; y la necesidad de determinados valores de los componentes pasivos, como ser los condensadores, para poder obtener precisamente el tipo de filtro buscado y los cuales no siempre son fáciles de hallar.
Existen integrados con bloques de filtros activos, con los que se puede armar cualquier tipo de filtro simplemente conectando resistencias externas. Muchos de estos integrados

pueden ser diseñados como un filtro de determinadas condiciones, mediante programas de diseño específicos.
Dado lo importante que es eliminar el ruido antes de la demodulación se decidió probar con uno de estos integrados, para poder realizar un pasabanda de banda angosta alrededor de los 50kHz y que combine las mejores características. El componente utilizado fue el MAX274, de Maxim. El mismo es un filtro activo de tiempo continuo consistente en cuatro secciones independientes de segundo orden en cascada; cada sección puede implementar tanto una respuesta de pasabanda como de pasabajos (en total se puede alcanzar una de orden 8), del tipo de Butterworth, Bessel o Chebyshev.
Se implementó un filtro pasabanda con los parámetros mostrados en la Figura VII.10 – en donde se muestra una de las pantallas del programa, en la que se ingresan las características deseadas. Se comparó uno de Butterworth y otro de Bessel; con el de Bessel se obtuvo la menor atenuación de la señal y menos desfazaje a 50kHz, por lo que se optó probar con este último.
Con un mismo componente se implementaron 2 filtros pasabanda de cuarto orden por canal (uno por cada señal proveniente de un electrodo del par de medida), con ganancia unitaria en la banda de interés. Las pruebas en protoboard demostraron que cada una de las señales era amplificada de modo diferente a la salida, puesto que se utilizaron resistencias al 1% seguramente se debía a desbalances en ambas mitades del filtro. Por otra parte, el voltaje de offset a la salida del MAX274 es de 40mV, lo que se torna inadmisible para el caso de querer realizar medidas de decenas de milivoltios.

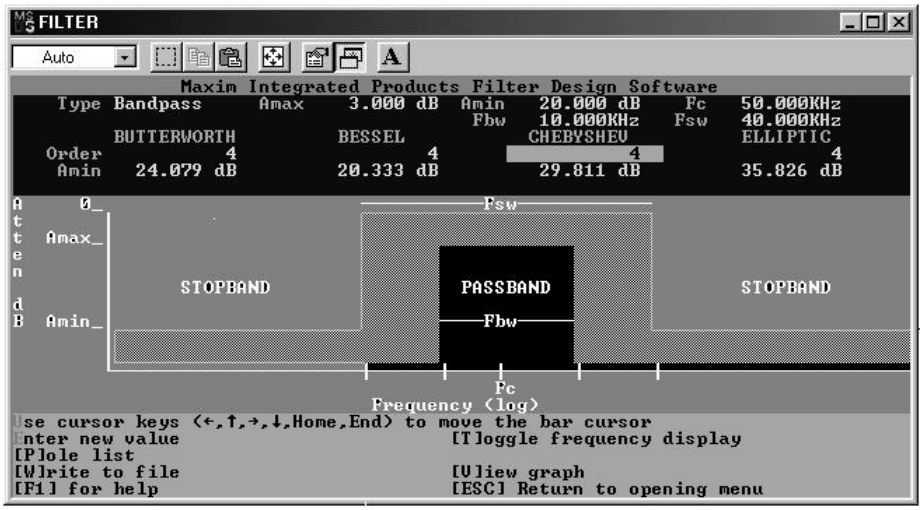


Figura VII.10 Tipo de filtro a utilizar, y sus parámetros.

No se dan datos del CMRR del integrado, por lo que no se puede saber cuánto está afectando este parámetro. Los resultados prácticos demostraron que ambas señales de cada par de medida se veían afectadas de manera muy diferente por el filtro pasabanda, lo que ocasionaba que la diferencia medida a la salida de dicho filtro fuera, aunque libre de ruido, muy distinta a la diferencia a la entrada, y a partir de allí se arrastraba el error de modo de que al final de la etapa de medida se obtenía un valor diferente al esperado (es decir, distinto al voltaje de entrada amplificado por la ganancia total de la etapa).

Por consiguiente se optó implementar el pasabanda con un filtro pasa-altos activo (HPF) seguido de uno pasabajos diferencial (LPF), ambos de primer orden. La característica principal en esta implementación es la construcción de una etapa pasa-altos formada por dos HPFs acoplados, es decir ni R ni C están conectados a tierra, tal como se muestra en la Figura VII.11. Esto provee un alto CMRR, ya que al construir el HPF de esta manera, el voltaje de modo común (que será igual en ambas entradas al circuito),

se copiará a la salida de los amplificadores operacionales, ya que no pasará corriente provocada por este voltaje común en el lazo que une ambos amplificadores. Por lo tanto en una etapa diferencial se elimina el modo común independientemente de la tolerancia de los componentes.

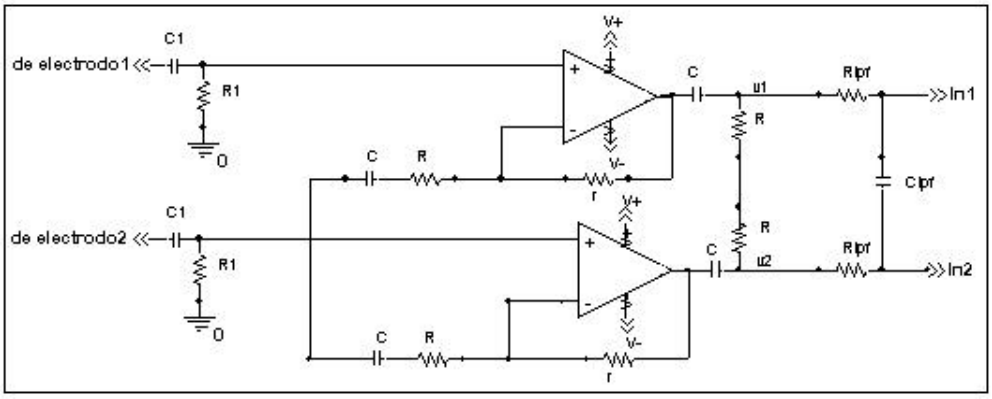


Figura VII.11 Implementación del filtro pasabanda, cuya característica principal es la de proveer alto CMRR a la etapa de medida.

Previo al filtro se coloca un pasa-altos "RC" que provee un camino de baja impedancia para la corriente de polarización de los amplificadores operacionales.
Para la implementación del LPF, se decidió utilizar uno pasivo diferencial también acoplado, de primer orden.
El polo del HPF está a 3.6kHz y el del LPF a 294.7kHz. En la Figura VII.12 se muestra la respuesta del filtro.

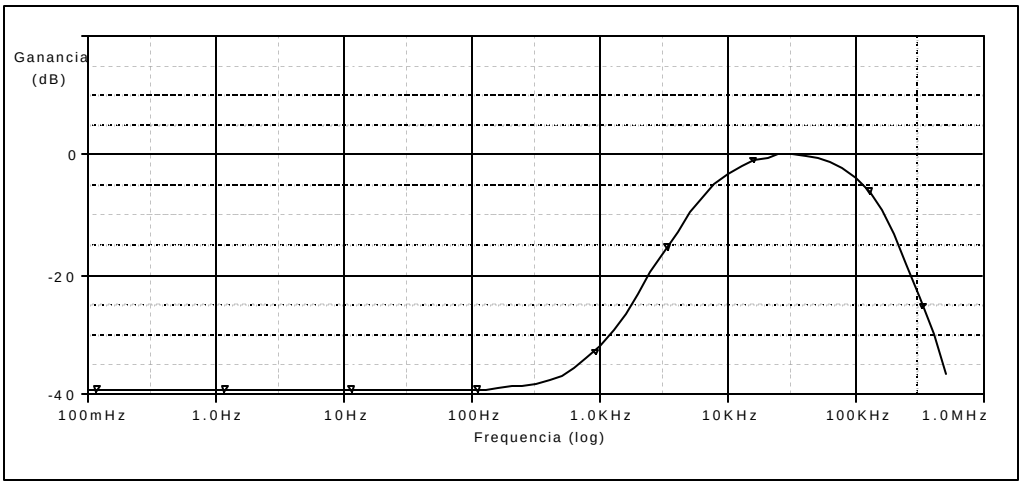


Figura VII.12 Respuesta del filtro pasabanda.

La ganancia total de la etapa es 1+ r/R. Se decidió no dar ganancia en esta primera instancia, ya que de hacerlo cada señal se amplificaría por separado en un amplificador diferente y posiblemente existirían diferencias debido a las tolerancias de las resistencias r y R. Por esta razón se eligió r mucho menor a R (1Ω y 220Ω respectivamente).

Filtro Pasabajos

Aunque la salida del demodulador implementado con el LTC1043, de por sí actúa como un pasabajos (ver Figura VII.9), el polo del mismo se da a 8MHz aproximadamente. Se

comprobó experimentalmente que la señal se ve mejorada si se la filtra pasabajos luego de demodulada. El filtro a colocar luego de la demodulación no necesita contar con una pendiente extremadamente vertical ni con una banda muy pequeña ya que en este punto la señal es prácticamente de continua y viene de otra etapa de filtrado. Por esta razón, y sumado al hecho de que lo mejor para mantener el CMRR alto es que los filtros sean diferenciales, se optó por un sencillo filtro pasivo "RC". Este filtro no da ganancia, y su polo está a 117kHz (si se elegía que el polo se diese en una frecuencia menor, se atenuaba la señal).

VII.6 Diferenciación y Amplificación

El amplificador debe tener impedancias de entrada diferencial y de modo común altas, así como también alto CMRR a las frecuencias de trabajo. La impedancia alta de modo diferencial es necesaria en orden de evitar atenuaciones no lineales en el voltaje. La impedancia de modo común alta es para no degradar el CMRR.

Teniendo en cuenta las características buscadas y el hecho de que se debe diferenciar el voltaje obtenido en cada electrodo de un par receptor, resulta obvio que el amplificador a utilizar tiene que ser uno de instrumentación. Así se logra a la vez amplificación y diferenciación, con la mejores cualidades.

Amplificador de Instrumentación (IA)

La performance del amplificador instrumental (IA – Instrumental Amplifier) tendrá un efecto significativo en la performance total del DAS. Se debe elegir un dispositivo de bajo ruido, además de un alto CMRR, y buen slew rate y ancho de banda para operar bien con la amplitud esperada de las señales a la frecuencia de trabajo.
Pero como se optó por amplificar luego de la demodulación, para así trabajar con una señal de muy baja frecuencia y aumentar el CMRR, los parámetros de slew rate y ancho de banda no son críticos.

Se han considerado varios amplificadores: AD624 y AMP01 de Analog Devices, LT1167 de Linear Technology e INA114 de Burr Brown (como representante de la línea de amplificadores INA1XX). En la tabla VII.1 es posible observar los valores de densidad de ruido y de CMRR, para cada uno:

MODELO	RUIDO nV/ $\sqrt{Hz}$	CMRR dB
AD624	4	120
AMP01	10	130
INA114	11	120
LT1167	7.5	125

Tabla VII.1 Comparación de ruido y CMRR de los IA

El AD624 es el que tiene superior performance de ruido, y le sigue el LT1167. El CMRR es similar en los cuatro dispositivos, aunque es ligeramente mayor el del AMP01. Sin embargo, los precios del LT1167, AMP01 y AD624, son aproximadamente 2, 3 y 4 veces mayores respectivamente, que el del INA114 (cuyo costo es de U$S 6.82). Ya que son 16 los canales de medida (*), y teniendo referencia de que se ha usado el INA114 en sistemas EIT obteniendo buenos resultados, se optó que fuera también éste el IA a utilizar en el prototipo.

(*) Decisión que se explica en VII.7 "Canales de recepción paralelos VS multiplexados".

Polarización del IA

La impedancia de entrada del INA114 es extremadamente alta, aproximadamente $10^{10}\Omega$. Por tanto, se debe proporcionar un camino para las corrientes de polarización, de ambas entradas, para que el amplificador opere correctamente. Sin un camino de retorno para la corriente, las entradas flotarán a un potencial que excederá el rango de modo común del IA haciendo que saturen los amplificadores de la entrada. Dicho camino se da conectando cada una de las entradas a una resistencia a tierra, de este modo se brinda mejor rechazo al modo común que si se conectara una sóla de las entradas.
Se probó con el valor de resistencia sugerido en la hoja de datos del INA114, 47kΩ, pero se observó que se atenuaba demasiado a la señal, a la entrada del IA. Esto se explica porque la serie de filtros formado, por un lado por C_s, C_h y Ron de los switches del LTC1043, y por otro el filtro pasabajos que le sigue, y las resistencias de polarización (de 47kΩ en por ejemplo), filtran las frecuencias altas pero atenúan a –20dB la señal de entrada que es prácticamente continua. (Ver Figuras VII.13 y VII.14)

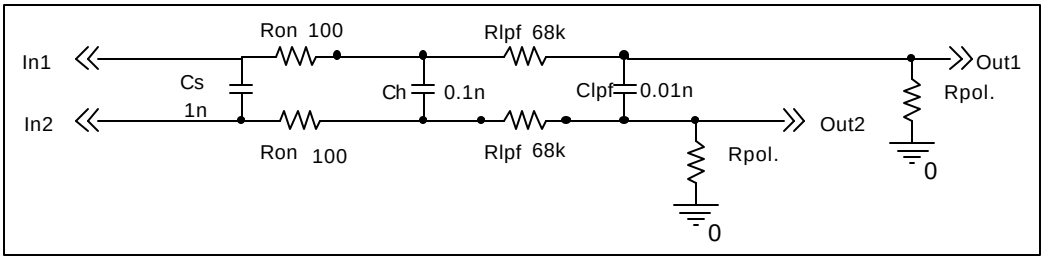


Figura VII.13 Filtro formado por los condensadores C_s, C_h, Ron de los switches del LTC1043, y las resistencia de polarización del INA114.

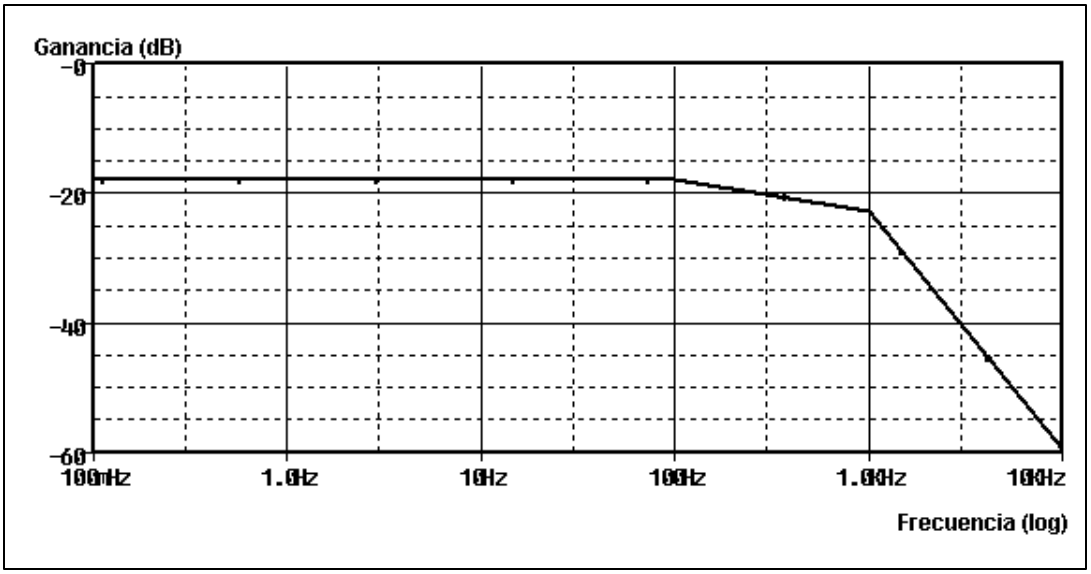


Figura VII.14 Respuesta del filtro de la Figura VII.13, con Rpol = 47kΩ.

Por tal motivo se optó por un valor de 2.2MΩ para las resistencias de polarización, de este modo es posible polarizar al IA, sin atenuar la señal ni correr el riesgo de que la señal a la entrada del IA caiga fuera del rango de modo común soportado. En la Figura VII.15 se muestra el comportamiento del filtro de la Figura VII.13 correspondiente.

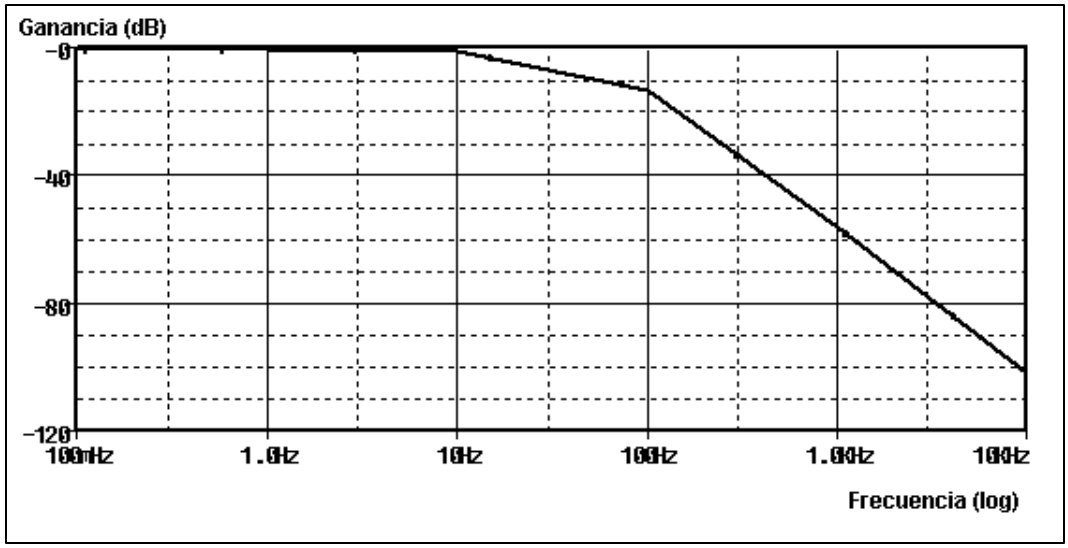


Figura VII.15 Respuesta del filtro de la Figura VII.13, con Rpol = 2.2MΩ.

Ganancia del IA

Como se ha mencionado, en etapas anteriores no se dio ganancia ninguna, puesto que se optó por hacerlo en esta en la que se amplifica a la señal ya diferenciada.
Cabe notar que de todos modos conviene que a la salida de cada canal receptor se coloque un amplificador de ganancia programable (PGA – programmable gain amplifier) para reducir el rango dinámico de las señales medidas previo a la conversión análogo-digital, y de esta manera asegurar que las señales de amplitud diferente sean digitalizadas al máximo de resolución – señales grandes necesitarán poca o ninguna amplificación mientras que las de bajo nivel necesitarán alta amplificación para reducir el efecto del ruido de conversión. Este punto resulta razonable que sea parte del proyecto que realice el sistema de control del tomógrafo, pues será en esa instancia en la que se decida qué conversores utilizar y qué rangos se podrá manejar con los mismos.

Para la decisión de qué ganancia dar en la etapa de amplificación por medio del IA, se debe tomar en cuenta también, que es necesario evitar que los valores más altos de voltaje recibidos por los electrodos provoquen la saturación del IA al intentar amplificarlos. Aunque se sabe que un valor típico para el voltaje de recepción es de 25mV (la resistencia corporal a nivel del tórax es típicamente de 10Ω y la corriente que se está inyectando es de 2.5mA de pico), no se conoce a priori los niveles de voltajes que se pueden llegar a medir en el fantoma, pues dependerá de la conductividad de los materiales utilizados. Sin embargo se ha comprobado que los mismos no superan comúnmente los 50mV pico a pico [6].
Teniendo en cuenta el dato anterior y sabiendo que será necesario una instancia posterior de PGA, se optó por dar una ganancia no muy grande al IA. De este modo se cubre el hecho de posibles saturaciones en el amplificador, pudiendo por otro lado aumentar luego la ganancia, por medio del PGA.

Se eligió dar al amplificador una ganancia de 51. Para esto se optó por que la resistencia a colocar entre pines del IA, encargada de fijar la ganancia del mismo, sea del 1% de tolerancia, para evitar amplificar distinto cada canal receptor.

Posterior al IA se coloca un filtro pasabajos a 10.6kHz.

VII.7 Canales de recepción paralelos vs multiplexados

En este punto se plantea la posibilidad de utilizar un multiplexor para que actúe entre los pares de electrodos receptores del voltaje y un único circuito medidor del mismo. Esta es la alternativa a utilizar canales paralelos de recepción.

El utilizar un único circuito de medida abarata y simplifica la circuitería del DAS. Como contraparte, el multiplexor contribuye a la introducción de señales de error, causa de la existencia de capacidades parásitas canal-tierra y canal-canal inherentes al dispositivo, que degradan seriamente las señales.

Por otra parte, si se usa un arreglo de 16 canales de recepción para tomar las medidas de voltaje asociadas a una única aplicación de corriente, se logran varias ventajas respecto al hecho de tomarlas en forma serial [6]:

- Se disminuye el tiempo de adquisición.
- Cada medida puede ser realizada en un período de tiempo mayor, y por lo tanto el SNR de las medidas aumenta, lo hace como la raíz cuadrada del tiempo de medida. Realizando las 13 medidas en paralelo asociadas a cada par de electrodos de corriente, se logra un aumento de 11dB en el SNR (lo que corresponde a $\sqrt{13}$).
- Un buen aumento del SNR hecho de este modo, evitaría tener que realizar el promedio de las señales.
- Si aún así se desea promediar, el sistema paralelo de recepción mide a la vez tanto el set de datos independiente (104 medidas por cada “frame”), como su contraparte recíproca. Éstas son medidas independientes una de la otra y por lo tanto pueden ser promediadas para brindar una ganancia de SNR de 3dB, en tiempo reducido.

Basándose en la experiencia, los investigadores de EIT aconsejan altamente colocar un demodulador y un filtro por canal, y luego sí, o un multiplexor seguido por un amplificador el cual sea compartido en el tiempo, o de lo contrario un amplificador por cada canal [51].

Pero, los multiplexores de voltaje contribuyen al ruido del sistema y además degradan seriamente el CMRR, principalmente a altas frecuencias.

Por lo tanto, teniendo en cuenta lo anterior, se concluye que ni el costo ni la posible complicación debido al aumento en el control del hardware, justificarían un diseño que comprometa la calidad de la imagen. (Además, en caso de querer obtener imágenes en tiempo real, se debe minimizar el tiempo de adquisición).
Todo esto justifica la elección de canales paralelos de recepción.

VII.8 Diseño elegido – Resultados

En la Figura VII.16 se muestra el esquema general de uno de los 16 canales de medida.

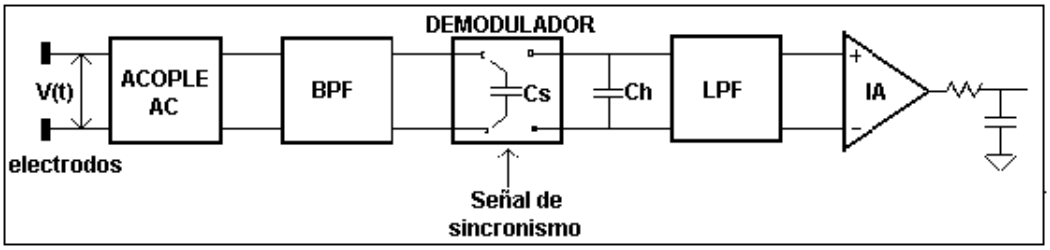


Figura VII.16 Esquema general de un canal de medida.

En la Figura VII.17 se muestra la sinusoide diferencia de dos señales de 50kHz no desfasadas entre sí, de 200mV y 100mV respectivamente a la entrada del sistema (emulando las señales recibidas por un par de electrodos) y la salida del demodulador (en bornes de Ch). Es posible observar que el demodulador está detectando correctamente la amplitud de la señal de entrada.

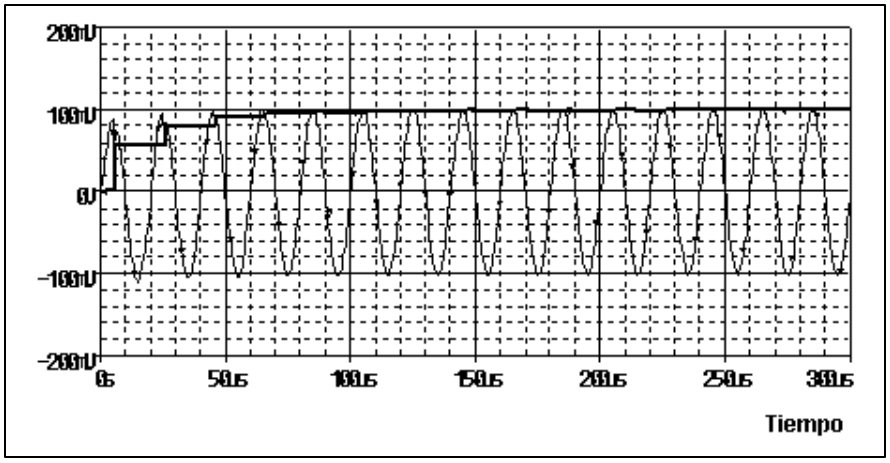


Figura VII.17 Señal resultado de diferenciar dos entradas de 200mV y 100mV respectivamente, y señal correspondiente a la salida del demodulador.

En la siguiente figura puede observarse más en detalle la forma de la onda a la salida del LTC1043: se ve claramente la carga y descarga del condensador de retención Ch.

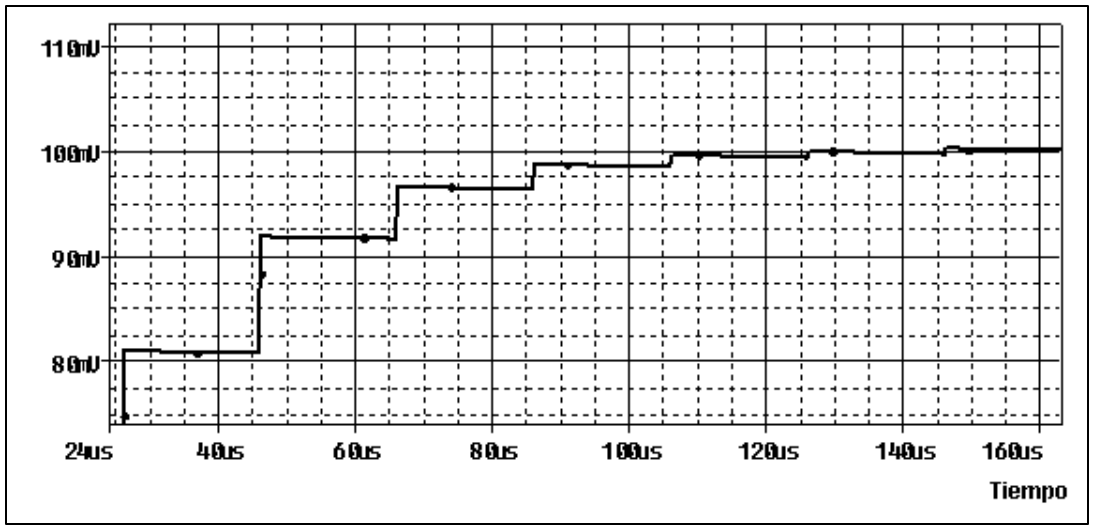


Figura VII.18 Forma de la señal demodulada.

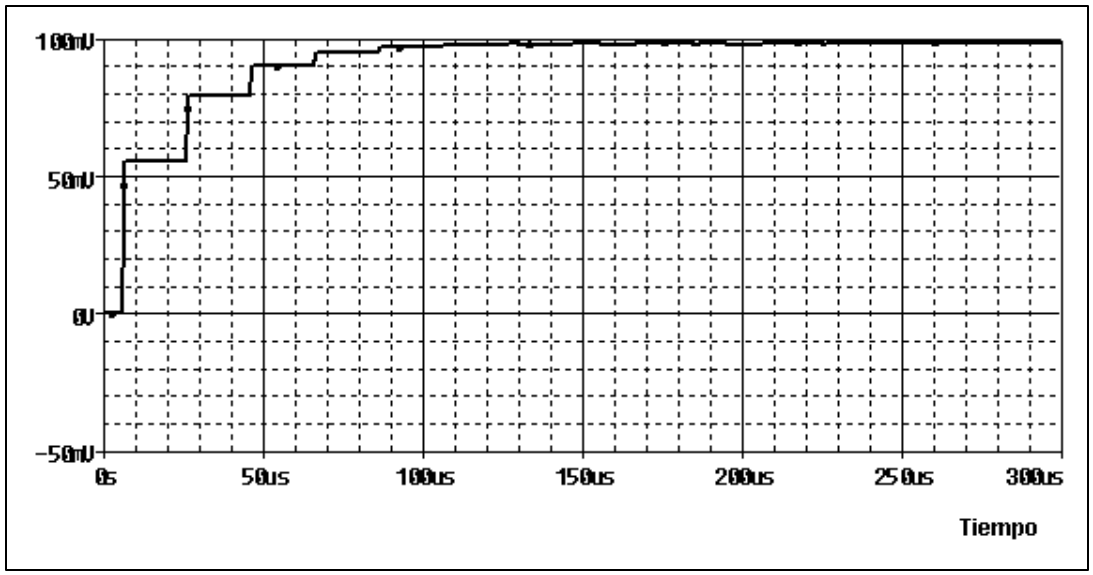


Figura VII.19 Salida del LTC1043 como respuesta a la diferencia de dos sinusoides a 50kHz cuya diferencia es de 100mV.

Los resultados obtenidos con el simulador de circuitos muestran que el tiempo que el sistema de medida tarda para alcanzar un estado estacionario es aproximadamente igual a ocho ciclos de 20μs – como ejemplo, esto puede apreciarse también en la Figura VII.20.

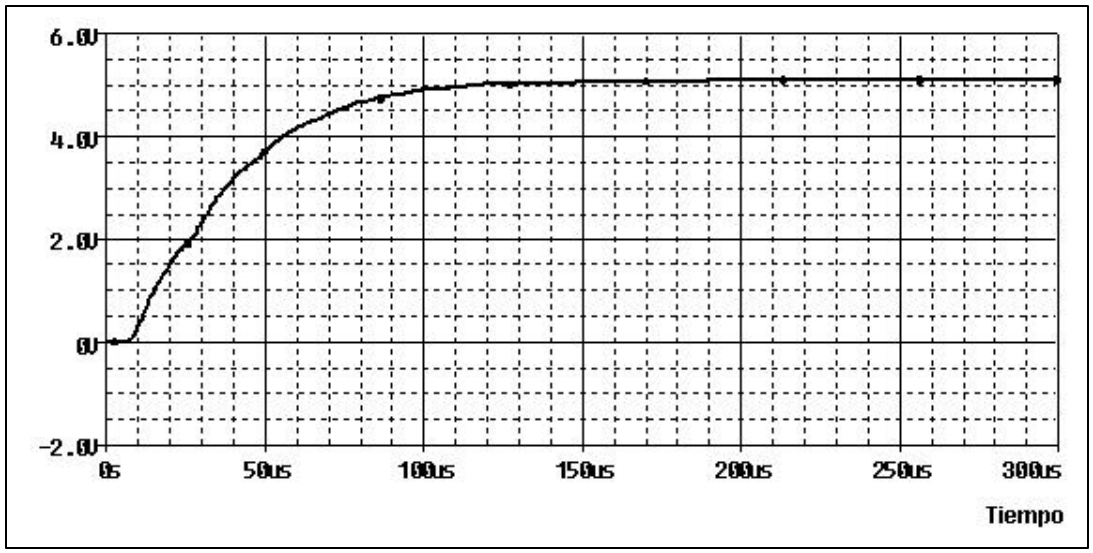


Figura VII.20 Salida total del canal de medida como respuesta a la diferencia de dos sinusoides a 50kHz cuya diferencia es de 100mV – la ganancia total es 51.

En el protoboard se obtuvo similares resultados, aunque fueron peores que los esperados. El motivo de ello lo causaba el ruido provocado por la señal digital de sincronismo obtenida del generador de señales, el cual distorsionaba mucho las pequeñas señales cercanas. Se estudió la posibilidad de experimentar con la técnica de *wire-wrap* pero se terminó soldando los componentes a una plaqueta, para la comprobación de este circuito.

En el Capítulo XII "Resultados", se muestra los resultados prácticos obtenidos con el circuito total.

VII.7.a Cálculo de SNR

A continuación se detalla las posibles técnicas de medida de la SNR.

La SNR de las medidas es la relación de la potencia de la señal y la potencia del ruido a las salidas de los canales de medida.
En lo que sigue se realizará un cálculo teórico de la potencia del ruido [43]:
La fuente de ruido dominante en un sistema de EIT es el amplificador diferencial. El INA114 tiene una densidad espectral del ruido a las entradas, de 1.87×10^{-10} $V^2 Hz^{-1}$ aproximadamente, a la frecuencia de trabajo del mismo (casi continua) y ganancia 51. El ancho de banda del ruido equivalente de los canales de medida es teóricamente igual a $1/T_m$, donde T_m es el tiempo durante el cual se mide el voltaje recibido por los electrodos, entre dos conmutaciones sucesivas de la fuente de corriente. Este último dato no se tiene, ya que habría que considerar la etapa de control del circuito que entre otras cosas se encargaría de la conversión análogo-digital de las señales (tener en cuenta que esta etapa escapa a los alcances de este proyecto). Sin embargo se puede estimar el tiempo T_m, bajo la hipótesis de obtención de imágenes en tiempo real, esto equivale a 25 *frames* por segundo. Como ya fue explicado, se llama frame a un conjunto completo de medidas de una imagen y también al intervalo durante el que se realizan esas medidas. Un frame consiste en 16 conjuntos de medidas de diferencia de voltaje, un conjunto por cada una de las 16 posiciones de los electrodos inyectores. Cada conjunto, y también el intervalo durante el cual es medido, suele llamarse "perfil". El hecho de obtener 25 frames por segundo requiere un intervalo de frame a lo sumo de 40ms, y el intervalo "perfil" como máximo una decimosexta parte de esto, es decir

2.5ms. El período de la corriente es 20µs, por tanto un perfil abarca exactamente 125 ciclos y un frame de 16 perfiles, toma 2000 ciclos. Durante un tiempo después de la conmutación de la fuente de corriente, persiste un voltaje transitorio en el par por donde se estaba inyectando, lo que puede provocar la saturación del correspondiente IA. Durante este tiempo la diferencia de voltaje de los electrodos no puede ser medida. El tiempo de persistencia de esta saturación dependerá del tipo de electrodos usados; se tiene datos de que el peor caso observado fue de 0.25ms. A su vez, en paralelo con la necesidad de esperar que se extinga el voltaje residual, se tiene también que esperar que la fuente de corriente se estabilice, luego de la conmutación. Como se aclara en el Capítulo VI "Sistema de inyección de corriente", el tiempo que esto consume es de 2ms. Por tanto el peor de las dos restricciones la da la estabilización de la fuente, es decir 2ms. Por otro lado se tiene que esperar aproximadamente ocho ciclos para obtener un valor estable de voltaje medido, esto es 0.16ms. Entonces el tiempo máximo que se debe esperar para evitar cometer errores en la medida es 2.14ms. Por lo tanto el tiempo de medida efectivo será igual al intervalo restante del perfil, o sea 0.36ms (la diferencia de 2.5ms y 2.16ms). Entonces el tiempo de medida es T_m= 0.34ms.
La potencia del ruido (N) esperada a la salida de los canales de medida es igual al producto de la densidad de potencia y el ancho de banda del ruido del canal, entonces:

$N = 1.87 \times 10^{-10}\ V^2 Hz^{-1} * (1/0.34 \times 10^{-3}\ s) = 5.5 \times 10^{-7}\ V^2$

De este modo es posible calcular un estimativo teórico al valor de la SNR para una medida obtenida, basta con realizar el cociente del cuadrado del valor del voltaje medido y N. Cabe aclarar que la hipótesis de imágenes en tiempo real no es contemplada por este proyecto, por lo que la potencia de ruido hallada de esta manera refleja un valor muy exigente.

Alternativamente, en la práctica la SNR se mide estadísticamente como el cociente del valor medio y la desviación estándar del conjunto de medidas realizadas.

Como sea, es necesario obtener medidas para luego poder calcular la SNR.

VIII. Seguridad del Paciente

El diseño y el uso seguro de equipos médicos son grandes temas que involucran muy de cerca todos los procedimientos médicos, cada forma concebible de energía, y el concepto muy familiar de que todo lo que *puede* salir mal, eventualmente *saldrá* mal. Los procedimientos médicos generalmente exponen al paciente a más peligros que en una área residencial, debido a que en los ambientes médicos, la piel y las membranas de la mucosas son alteradas o penetradas frecuentemente, y debido a que existen muchas fuentes de sustancias potencialmente peligrosas y formas de energía que pueden dañar al paciente o al personal médico [56].

VIII.1 Efectos fisiológicos de la electricidad

Para que un efecto fisiológico ocurra, el cuerpo debe convertirse en parte de un circuito. La corriente debe entrar al cuerpo en un punto y salir por otro. La magnitud de la corriente es igual al voltaje aplicado dividido la suma de las impedancias en serie de los tejidos del cuerpo y las dos interfaces en los puntos de entrada. La mayor impedancia es generalmente la resistencia de la piel en la superficie de contacto. Tres fenómenos pueden ocurrir cuando una corriente eléctrica fluye a través del tejido humano [56]:

1- estimulación eléctrica de tejido excitable (nervios o músculos).
2- calentamiento resistivo del tejido
3- quemaduras electroquímicas y daño de la piel por corriente directa y voltajes muy altos.

Para altos valores de corriente los nervios y los músculos son estimulados vigorosamente, y eventualmente puede ocurrir dolor y fatiga en el sujeto. Las contracciones involuntarias de músculos o reflejos de un paciente experimentando cualquier corriente por encima de un cierto umbral puede causar daños físicos secundarios. Si la corriente sigue aumentando hasta cierto punto, las contracciones involuntarias del sujeto pueden evitar al mismo retirarse voluntariamente al llegarse a determinado umbral de corriente. Esta corriente de umbral (algunos autores la denominan “let-go current") es definida como la máxima corriente a la cual el sujeto puede retirase voluntariamente. La misma para mujeres es cerca de 2/3 del valor para hombres.
Este umbral de corriente aumenta a medida que aumenta la frecuencia de la corriente inyectada a partir de los 20 Hz [56].
La elección de la señal aplicada en términos de frecuencia y amplitud, está dictada por lo tanto, por los requerimientos de seguridad del paciente. El standard IEC 601-1 de la Intenational Electrotechnical Comission establece las amplitudes máximas de corriente listadas en la Tabla VIII.1. Tal como se ve, la corriente máxima que se pude aplicar aumenta con la frecuencia. Esto es debido a que los efectos biológicos de la corriente, disminuyen cuando aumenta la frecuencia [1].

Frecuencia (Hz)	< 0.1Hz	0.1Hz-1kHz	1-100kHz	>100kHz
Corriente máxima (μA_{rms})	10	100	f /10	10000

Tabla VIII.1 Corrientes máximas que pueden aplicarse *in vivo* según la IEC 601-1.

Dada la dependencia del umbral seguro de corriente aplicada y la frecuencia, existen tres efectos biológicos relacionados con la frecuencia de la señal aplicada.
A bajas frecuencias (< 0.1 Hz), el mayor efecto es la electrólisis. Esto puede ocurrir a corrientes tan bajas como 100mA, y el efecto biológico es la aparición de pequeñas úlceras en la piel en las cercanías del electrodo.
A medida que aumenta la frecuencia la electrólisis se va haciendo reversible y comienza a aparecer un estímulo neuronal. A medida que aumenta la amplitud de la corriente, se estimulan las fibras de los nervios sensores. Con mayores incrementos de la corriente, las fibras de los nervios motrices se activan y ocurren contracciones musculares. Este efecto puede ser una amenaza para la vida humana. En altos niveles de corrientes trans-torácicas, la despolarización asíncrona del tejido cardíaco puede resultar en fibrilación y esa condición puede continuar luego de cesada la corriente.
Si la frecuencia aumenta más allá de 10kHz, el nivel de la corriente aplicada requerido para producir estimulación neuronal es tan alto que el calentamiento del tejido se convierte en el efecto dominante [3].
El aumento lineal de las corrientes permitidas por encima de 1kHz, es debido a la reducción de la sensibilidad biológica a mayores frecuencias. Esto brinda algunas ventajas en el uso de frecuencias relativamente altas en EIT debido a las mayores corrientes permitidas y por lo tanto una mayor SNR obtenida en las medidas. El límite superior para la frecuencia usada estará dado por los límites prácticos, ya que a medida que aumenta la frecuencia, la reactancia entre los electrodos y otros nodos con el DAS se decrementa, causando errores en los datos medidos en la periferia [1].
La especificación IEC 601-1 sin embargo, no especifica si el límite de la corriente es por electrodo o si corresponde a la corriente total [1]. En nuestro caso ambos límites son lo mismo ya que se inyecta corriente por un electrodo a al vez.

Según la Tabla VIII.1 se define 5 mA_{rms} como límite de corriente seguro para equipamiento médico a una frecuencia sinusoidal de 50kHz. La corriente inyectada por IMPETOM está muy por debajo de este límite: 1.8 mA_{rms} a 50kHz.

VIII.2 Aislación de la alimentación eléctrica

VIII.2.a Ambiente eléctrico en la cercanía del paciente

Los denominados “microshocks” pueden ocurrir si existe un potencial suficiente entre superficies conductoras expuestas en la cercanía del paciente, tal que se supere el umbral máximo de corriente tolerable.
Los potenciales máximos permitidos que de detallan a continuación entre dos superficies conductoras en la vecindad del paciente son especificadas en el artículo 517-15 de la NEC (1996):

1. Áreas de cuidado general: 500 mV bajo operación normal.
2. Áreas de cuidado crítico: 40 mV bajo operación normal.

En áreas de cuidado general, los pacientes solamente tienen contacto accidental con dispositivos eléctricos.
Para áreas de cuidado crítico, los pacientes son expuestos intencionalmente a dispositivos eléctricos, y es necesario asegurar una correcta aislación de conductores cardíacos exteriorizados de superficies conductoras. En áreas de cuidado crítico, todas las superficies conductoras en la vecindad del paciente deben estar “aterradas” en un único punto de tierra [56].

VIII.2.b Sistemas aislados de alimentación

Aún instalando un buen sistema de tierra separado para cada paciente, no se pueden prevenir posibles voltajes dañinos que puedan resultar de una falla a tierra. Una falla a tierra es un corto circuito entre un conductor de alimentación activo *(hot conductor)* y tierra que inyecta grandes corrientes en el sistema de tierra [56].

La red eléctrica opera a baja frecuencia (50Hz) por lo que es relativamente peligroso en comparación con las señales típicas aplicadas en sistemas EIT. Las corrientes de fuga son de tres tipos (ver Figura VIII.1)

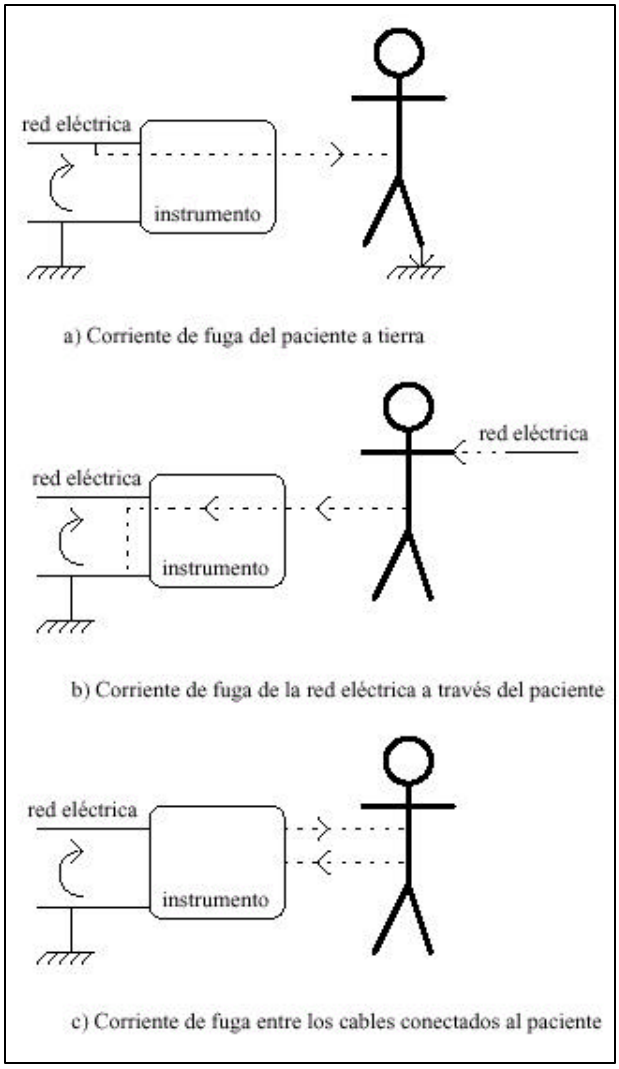


Figura VIII.1 Tipos de corrientes de fuga.

Para los casos a) y b), la seguridad debe proveerse mediante la aislación entre la alimentación del equipo y la red eléctrica. Esto puede lograrse mediante opto-copladores para el caso de las señales y por un transformador de aislación en el caso de las fuentes de alimentación [1][56]. Los transformadores estándar no necesariamente proveen suficiente aislación DC entre la red eléctrica y el equipo debido a que el camino de conducción a través de la aislación del bobinado y el núcleo magnético, puede permitir el pasaje de corrientes mayores al máximo de $100\mu A_{rms}$. Los transformadores de aislación deben proveer una grado suficiente de protección.

Alternativamente, la aislación podría lograse alimentando al DAS mediante una fuente de alimentación basada en baterías. Esto provee una excelente aislación pero tiene el inconveniente de agregar peso y tamaño al sistema y un período limitado de operación.

En al Figura VIII. 2 se muestra un esquema típico de aislación en EIT.
El transformador provee la aislación necesaria y un enlace serial óptico provee la comunicación entre el DAS y el PC donde se encuentra corriendo el programa de reconstrucción de imágenes [1].

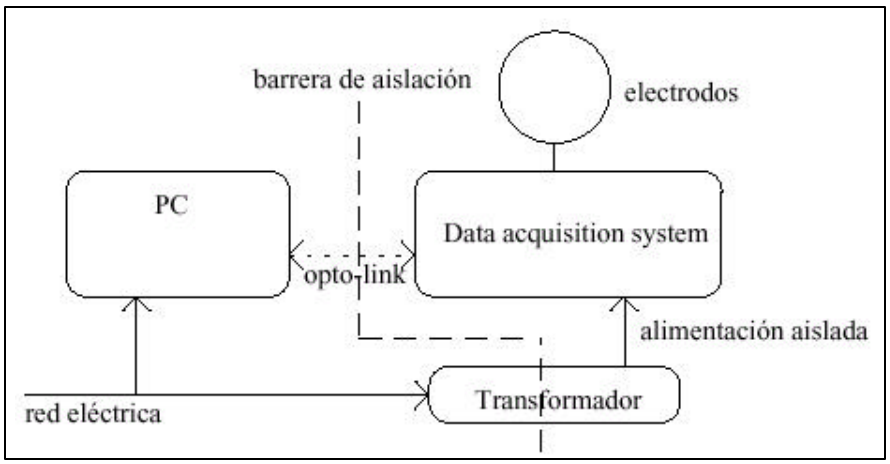


Figura VIII.2 Esquema típico de aislación en EIT.

Las corriente de fuga entre cables conectados al paciente, como en el caso c) de la Figura VIII.1, no son posibles dado que IMPETOM utiliza una única fuente de alimentación para el DAS la cual trasforma y regula a bajos voltajes del lado del paciente. El exceso de corriente entre los cables conectados al paciente, será por lo tanto solo debido a excesos de corriente en el sistema de inyección de corriente, lo que con el nivel de corriente elegido, no ocurrirá.

Fuente de alimentación de grado médico

Tal como fue visto en el Capítulo VI “Sistema de Inyección de Corriente”, fue elegido un diseño de fuente de corriente single-ended, o sea con un nodo a un voltaje fijo de referencia. Por esto, se debe tener especial cuidado en que este nodo de referencia se encuentre aislado de la tierra de la red de alimentación.
Como ya se dijo, la aislación entre la fuente de alimentación del equipo y la red eléctrica es comúnmente lograda mediante un transformador de aislación. Este tipo de aislación se logra mediante una fuente de alimentación de grado médico. La fuente de alimentación de un sistema EIT debe cumplir con los requerimientos para equipamiento Clase I (protección contra shocks eléctricos) tal como es definido en el standard europeo EN 60601-1 (IEC 601) [58]. Por tanto, fue elegida para IMPETOM una fuente de alimentación de grado médico que cumpliera con el standard mencionado anteriormente.

Los requerimientos de IMPETOM para la elección de la fuente de alimentación fueron:

- Fuente DC de grado médico
- Potencia: > 9W (±15V@0.6A)
- Voltajes disponibles a las salidas (aisladas):
  - ±15V
  - COM (referencia)
- Modo de operación: lineal (menor ripple)
  - *Switched ripple: 150mV p-p*
  - *Linear ripple: 3 mV p-p*
- Alimentación: 220V / 50Hz
- Normas de seguridad: EN60601-1 (IEC 601-1)

Se adquirió el modelo MBB15-1.5A de Condor (Figura VIII.3) ya que cumple con todos los requisitos citados anteriormente y por otro lado además en EIT existe buena experiencia usando esta marca de fuentes DC [25] [58].



Figura VIII.3 Fuente de grado médico modelo MBB15-1.5A

En la Tabla VIII.2 se detallan las especificaciones del modelo MBB15-1.5A

INPUT	**AMBIENTE**
Rango de voltaje: 100/200/220/240 Frecuencia: 47-63Hz.	Temperatura de operación: 0°C to +50°C Enfriamiento: Por convección
OUTPUT	**GENERAL**
Output 1: 12/15 @ 1.7/1.5A	Dimensiones (mm): 177,8 X 124 X 74,9
Output 2: -12/15 @ 1.0/0.8A	
Ajuste de voltaje: ±5%	**STANDARDS**
Regulación (salida principal): 0.05%.	Seguridad comercial: EN60950, UL1950, CSA22, CE
Ripple & Ruido (p-p): 3 mV +0.05%. Eficiencia: 5V 45%, 12-15V 55%, 20-24V 60%.	Seguridad médica: EN60601-1, UL2601, CSA22.2-601.1 EMC: EN55022-B, FCC B
Protección contra sobrevoltajes: Si (salida principal)	
Carga minima: No.	**OTROS**
Remote sense: Si	Corrientes de fuga: < 10µA
Remote on/off: No	Voltaje aislación entre primario y secundario: 4000 VAC

Tabla VIII.2 Fuente de grado médico modelo MBB15-1.5A

Nota: Las salidas de la fuente DC están pensadas para señales de entrada/salida y circuitos intermedios solamente. Las salidas no son aceptables para conexión directa al paciente sin aislación adicional. Se requieren además fusibles externos para mantener la seguridad buscada.

VIII.3 Peligros de macroshock

La alta resistencia de la piel seca y la distribución espacial de la corriente a través del cuerpo cuando una persona recibe un shock eléctrico son dos factores que reducen el peligro de una fibrilación ventricular. Por otro lado el equipamiento eléctrico debe estar diseñado para minimizar la posibilidad de que el paciente entre en contacto con voltajes peligrosos.

IX.3.a Fallas eléctricas en el equipamiento

Todos los dispositivos eléctricos están diseñados para minimizar la exposición a voltajes dañinos. Sin embargo, muchos dispositivos tienen un chasis y gabinetes metálicos que pueden ser tocados por el personal médico y los pacientes. Si el chasis y el gabinete no están "aterrados", entonces una falla en la aislación o un "corto" entre el cable activo de alimentación y el chasis resulta en un gran potencial entre el chasis y cualquier objeto a tierra. Si una persona simultáneamente toca el chasis y cualquier objeto a tierra, puede resultar en un "macrochock".

El chasis y el gabinete pueden estar aterrados vía un tercer cable (denominado cable "verde") en el cordón de alimentación y en el sistema eléctrico. Este cable de tierra es conectado a un cable neutro y tierra en un panel de distribución de alimentación. Entonces, cuando una falla ocurre entre el cable activo y el chasis, la corriente fluirá de forma segura hacia tierra por el cable verde [56].
Por lo tanto todo equipamiento de Clase I, requiere que el chasis se encuentre conectado a una "tierra de protección" en la aplicación final, por lo que IMPETOM deberá contar con un chasis debidamente "aterrado".

VIII.4 Aislación de señales

Tal como fue indicado anteriormente, para poder cumplir con las regulaciones de seguridad eléctrica para equipamiento conectado a un paciente, debe existir aislación eléctrica entre el PC (cuya alimentación no se encuentra aislada y por lo tanto no es segura) y el hardware de IMPETOM (con alimentación aislada).
Para el caso en que el bloque de control de IMPETOM sea implementado mediante una tarjeta adquisidora desde el PC, deberá existir algún tipo de aislación para las señales entre este último y el DAS (ver Figura VIII.2). Para esto se deberá implementar aislación tanto para las señales digitales de control como para las señales analógicas de medida.
En el caso en que el bloque de control sea implementado en una placa externa al PC mediante un microprocesador, la aislación deberá existir entre el PC y el bloque de control (ver Figura VIII.4). Este sistema requerirá solamente aislación para las señales digitales, lo que facilitará la implementación .
Debido a que el bloque de control de IMPETOM aún no fue diseñado en esta etapa de desarrollo, se desconoce por el momento cual de las dos implementaciones se realizará (con tarjeta adquisidora o con un microprocesador externo), y por lo tanto no se sabe a priori donde estarán físicamente ubicados los dispositivos de aislación.
Por otro lado, tal como se verá más adelante en este capítulo, tanto para la aislación de las señales digitales como de las analógicas, se debe tener acceso a la fuente alimentación no aislada de un lado de la barrera de aislación, y a la fuente de alimentación aislada del otro lado de la barrera. Dado que no se dispone del bloque de control, actualmente se carece de acceso a la fuente de alimentación no aislada.
Por todo esto, no parece coherente implementar una etapa de aislación en el DAS, en esta situación.

Sin embargo, el tema se ha estudiado, y se han investigado en forma teórica qué opciones se tiene para la etapa de aislación de las señales.

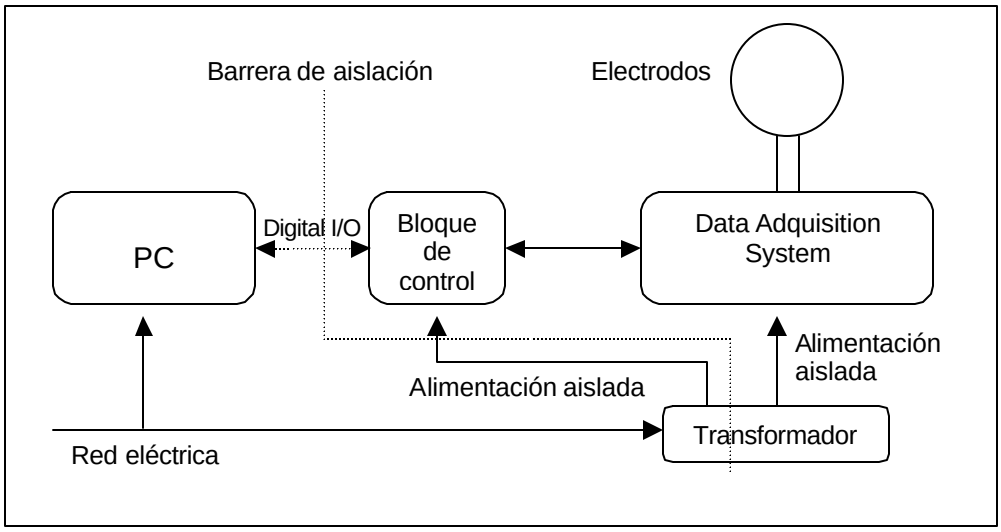


Figura VIII.4 Esquema de aislación en EIT con el bloque de control externo al PC.

Un dispositivo aislador actúa como una interfaz entre dispositivos externos y sistemas de adquisición de datos. Esto proporciona aislación galvánica entre la entrada y la salida, donde ambas señales están eléctricamente separadas y no comparten un camino de retorno en común. También rechaza las señales de alto modo común que aparecen en la entrada y evita los loops de tierra ya que la entrada y la salida están flotando una con respecto a la otra.

Se dispone de una amplia variedad de dispositivos de aislación para ayudar al diseñador de un sistema a resolver características delicadas de una aplicación, en campos que van desde procesos industriales de control a instrumentación médica para sistemas de adquisición de datos basados en PC.

VIII.4.a Señales de IMPETOM a ser aisladas

Siguiendo la nomenclatura usada por IMPETOM, las señales que deben ser aisladas son:

- señales digitales de control de los dos multiplexores de la fuente de corriente: [A0,A3], [B0,B3] y EN_MUX
- señal digital de sincronismo entre la placa de adquisición de datos y la de control: REF_SINC
- señal digital de aviso de eventual estado en el que se pierde el contacto piel-electrodo en el par de corriente: REF_SAT
- señales analógicas cuyo voltaje es el adquirido en cada par de electrodos receptor: [Out1, Out16]

VIII.4.b Dispositivos aisladores

Concepto básico

Un dispositivo de aislación pasa una señal, tanto analógica o digital, desde la entrada a la salida a través de una barrera aislada. Esta barrera asegura que no haya conexión galvánica (óhmica) entre entrada y salida. Para ser efectiva, la barrera de aislación debe tener un alto voltaje de "breakdown", bajas pérdidas en DC (alta resistencia de la barrera), y bajas pérdidas en AC (baja capacitancia de la barrera).

Tecnología del dispositivo de aislación

Se dispone de un gran número de arreglos de barrera de aislación y esquemas de modulación. La barrera puede ser óptica, de transformador magnético, capacitiva, o de transferencia de calor. Los métodos de modulación incluyen amplitud, voltaje-a-frecuencia, "duty cycle", ancho de pulso, etc. El voltaje de ripple de la modulación puede ser eliminado colocando un filtro en serie con la salida. Las tres técnicas de uso más común son la aislación óptica, la aislación inductiva y la capacitiva.

- *Aislación Óptica*

La barrera de aislación consiste en un LED hecho de GaAsP o AlGaAs, y un fotodetector. La señal de entrada modula el LED y el fotodetector convierte la luz en corriente. La salida del LED decrece con el tiempo, incrementando la temperatura de operación o la corriente de operación, acelerando el deterioro, y eventualmente podría resultar en una falla del dispositivo. Existen varias técnicas para compensar este fenómeno.
En aplicaciones digitales el driver del LED, debe contar con un mecanismo que incremente la capacidad de consumo de potencia. En aplicaciones analógicas, donde el preservar la amplitud de la señal es importante, hay dos técnicas comunes. Si la señal es pasada a través de la barrera en su forma analógica, se requiere un enfoque más complicado que usa un segundo fotodiodo para que brinde retroalimentación a nivel de la compensación. Este enfoque ofrece transmisión en tiempo real de la señal analógica y es relativamente inmune a la interferencia. Alternativamente, la señal puede ser digitalizada, pasada a través de la barrera, luego reconvertida a señal analógica con un conversor D/A. Esto evita el uso de un segundo fotodiodo, que es caro, pero incrementa la complejidad de la circuitería, y las etapas de conversión A/D y D/A introducen errores adicionales.

- *Aislación Inductiva*

Aquí la señal modula una portadora de mayor frecuencia y es transformada y acoplada desde la entrada a la salida. Los dispositivos transformadores-acoplados son efectivos en su mayoría, al transmitir potencia en un volumen dado y son invariablemente usados en los conversores DC/DC. Las desventajas incluyen baja inmunidad a los transitorios y la radiación electromagnética. Además, puede haber dificultad para adaptar el transformador en una forma apropiada para fabricación en gran volumen.

➢ *Aislación Capacitiva*

La señal modula una portadora de alta frecuencia y es capacitivamente acoplada desde la entrada a la salida. Se usa tanto la técnica de modulación de "duty-cycle" como en frecuencia, y la señal es pasada diferencialmente a través de la barrera. Los capacitores de 25pF pueden ser internos al IC, reduciendo el costo total. Los dispositivos capacitivos tienen una baja performance de inmunidad transitoria dado que rápidos pulsos transitorios de modo-común pasan a través del capacitor de acoplamiento y no son filtrados.

Dispositivos de aislación

En términos de la función de los circuitos, hay tres categorías principales de dispositivos de aislación:

Conversores DC/DC Aislados. Usados en una gran variedad de aplicaciones, estos conversores proveen potencia tipo DC aislada para los circuitos en el lado aislado de la barrera. Ellos pueden además eliminar loops de tierra, brindar un punto de uso para alimentación, y generar voltajes negativos, ejemplo -5V desde +5V. Los conversores están disponibles en una cantidad de diferentes topologías tanto de forma regulada como no regulada y en un amplio rango de potencias de salida.

Amplificadores Analógicos de Aislación. Estos consisten en un op-amp de entrada seguido por una etapa de aislación, de ganancia unitaria. Las barreras de aislación pueden ser ópticas, capacitivas o inductivas. Las opciones incluyen amplificadores de instrumentación aislados y amplificadores con etapas de entrada especializadas tales como interfaces RTD. Comúnmente se dispone de exactitudes hasta de 12 bits. Hay varias combinaciones de topologías con alimentación aislada y sin aislar.
Las aplicaciones van desde procesos de control, adquisición de datos, monitoreo médico, y muchas otras aplicaciones industriales.

Dispositivos Digitales Aislados. Estos incluyen "transceivers" y acopladores usados para brindar aislación galvánica en sistemas digitales. Entre sus aplicaciones se encuentran las interfaces de sistemas de microprocesador, aislación digital para conversiones A/D y D/A, aislación de transistor de potencia conmutado, aislación externa de tipo I/O, y eliminación de loops de tierra.

VIII.4.c Diseño de la aislación de las señales para IMPETOM

Aislación de las Señales Digitales

Se adopta la utilización del integrado 4N25 (6-Pin DIP Optoisolator Transistor Output), de Fairchild Semiconductor. Se trata de un diodo de emisión infrarroja ópticamente acoplado a un detector fototransistor.

Aislación de las Señales Analógicas

Se adopta la utilización del integrado ISO122 (Precision Lowest Cost Isolation Amplifier), de Burr-Brown.

Descripción del ISO122

El ISO122 es un amplificador de aislación capacitiva de precisión que incorpora una novedosa técnica de modulación-demodulación de duty cycle. La señal es transmitida digitalmente a través de una barrera diferencial capacitiva de 2pF. Con la modulación digital las características de la barrera no afectan la integridad de la señal, resultando en una excelente confiabilidad y buena inmunidad a los transitorios de alta frecuencia a través de la barrera. Los capacitores de la barrera están dentro del paquete del integrado.

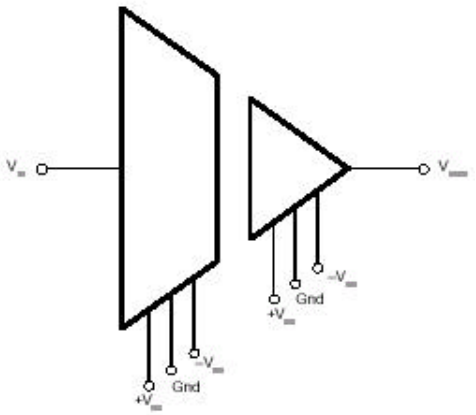


Figura VIII.5 ISO122 separa la fuente no aislada (S2) de la aislada (S1)

El ISO122 es fácil de usar. No se requiere de componentes externos para su operación.
Tal como se ve en la Figura VIII.5, el ISO122 necesita tener acceso a la fuente de alimentación aislada y a la fuente de alimentación no aislada.
Cada pin de alimentación debería ser conectado a capacitores de "bypass", de tantalium y de 1μF, colocados lo más cerca posible al amplificador.
La frecuencia interna del modulador/demodulador está ajustada a 500kHz por un oscilador interno. Por lo tanto, si se desea minimizar algún ruido de realimentación (frecuencias de pulsación) desde un conversor DC/DC, usar un filtro π en la fuente de alimentación. La salida del ISO122 tiene un ripple a 500kHz de 20mV, la cual puede ser removida con un simple filtro pasa-bajos de dos polos con corte a 100kHz usando un op-amp. Ver Figura VIII.6.

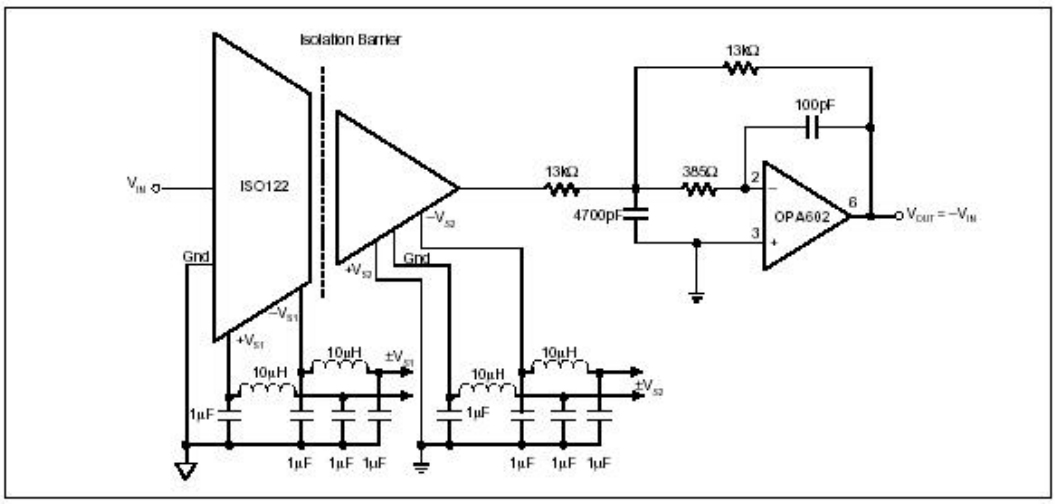


Figura VIII.6 Filtro π opcional para minimizar el ruido de realimentación de las fuentes de alimentación; filtro de salida para remover el ripple a 500kHz.

IX. Implementación

El sistema adquisidor de datos IMPETOM consta de una placa con la circuitería, una fuente de alimentación de grado médico y un conjunto de dieciséis cables conectados a electrodos. La placa contiene el circuito de generación de señales, el de fuente de corriente, los multiplexores de la fuente y los dieciséis canales de medida, así como también la parte de potencia con los reguladores de voltaje que obtienen 5V simétricos a partir del voltaje entregado por la fuente (existen dos niveles de alimentación simétrica para los componentes: 15V y 5V). Además cuenta con conectores para las señales digitales y las analógicas de entrada y salida, provenientes o hacia el bloque de control, y dieciséis conectores para los cables con electrodos.

En este capítulo se describe la implementación de la placa con el circuito impreso (Printed Circuit Borad -PCB) y la elección de cables y electrodos – la fuente de alimentación fue comprada y se describe en el Capítulo VIII "Seguridad del paciente".

IX.1 PCB

Las dimensión del PCB es 13.4x9.5 pulgadas, y esta es el área que se necesita para poder montar todos los componentes. Dada la complejidad de construir dicha placa se optó realizarla en el exterior, contribuyó a tal decisión además, el hecho de que se consiguió obtenerlas gratis. Para esto se necesitó generar archivos del tipo "Gerber" con la información necesaria para la construcción del PCB, que se obtuvieron luego de diseñado el layout mediante el programa de diseño de circuitos.

Se tuvo mucho cuidado en el diseño del layout, lo que insumió un tiempo importante.
A continuación se da un conjunto de consideraciones que se tuvieron en cuenta para el diseño del layout.

- Planos de tierra y de alimentación

Un plano es una capa sólida de cobre. Los planos actúan como capacitores pequeños (aunque no son suficientes para poder sustituir a los de *bypass*, dan la carga inicial suficiente). Todas las señales deben tener una señal de retorno, es bueno que estas señales de retorno se hagan a través de los planos o de tierra o de potencia.
Una de las razones para diseñar en planos es para controlar las emisiones de interferencia electromagnética (EMI).
En el mundo de la alta velocidad, frecuentemente se tiene *crosstalk* debido a rutas paralelas. El *crosstalk* disminuye si aumenta la separación entre rutas. También disminuye si la distancia entre ruta y plano disminuye. Por lo tanto los planos ayudan a controlar y disminuir el *crosstalk*.
Se habla de que las rutas PCB pueden llegar a tomar características de líneas de transmisión. El problema de las líneas de transmisión son los efectos de reflexión, que causan voltajes de ruido y señales falsas que hacen que el circuito falle. La impedancia característica de las líneas de transmisión es función de la geometría, pero en PCB, lo es de varios parámetros, entre ellos, el ancho y la altura (respecto al plano) de las rutas . Si se pasa la longitud crítica (3'' para señales con 1ns de tiempo de

subida, en “FR4”), y no hay plano a dónde referenciar la ruta, posiblemente no haya control de su impedancia, y por tanto no se puede controlar las reflexiones [60].

- Condensadores de bypass

Si las señales tienen tiempos de subida altos, se puede llegar a dar un fenómeno llamado "rebotes a tierra". Este representa una fuente de ruido y distorsión para la señal, que sucede dentro de los paquetes de circuitos integrados (IC). Como sucede dentro de los paquetes IC no hay mucho por hacer, pero algo similar sucede 'fuera' por lo que allí, el diseñador sí puede intentar mejorarlo. Lo que se hace es tratar de evitar incluir inductancias entre tierra (o la fuente de alimentación, Vcc) y el circuito, que puedan provocar problemas de rebotes, para que el ruido no se haga mayor, entre otras cosas. En realidad se tiene la inductancia de los pines del chip y los conectados a tierra o la fuente de alimentación. Para esto lo mejor es tener planos con mucho cobre, con la menor cantidad posible de cortes y agujeros. Sin embargo, generalmente esta inductancia es tan grande que se debe poner condensadores de *bypass*, que les dan a las corrientes transitorias un camino desde y hacia dónde fluir, en lugar de hacerlo hacia cualquier otra parte del circuito. Hay otro punto más: los conductores y las rutas asociadas a los condensadores de bypass tienen inductancias asociadas: por un lado mejoran el ruido que introducen los caminos a tierra o Vcc, pero por otro introducen su propio ruido. De esta forma un IC va a tener los rebotes de sus propios conductores (pines) sumados a los de la inductancia del capacitor, debido a esto es que se ponen los condensadores de bypass lo más cerca posible del chip que se quiere proteger, para minimizar esa inductancia introducida [61].

- Áreas de “loops”

Cada señal tiene otra de igual magnitud y opuesta, de retorno, asociada a ella. Es importante tener en cuenta el camino de retorno de cada señal. Una fuente significativa de EMI son las áreas de loop, que hacen que se propaguen las señales veloces. Si las rutas de una señal y de su retorno están muy separadas, el área de loop puede llegar a ser grande, y por tanto provocar radiaciones. Una de las razones para tener planos de tierra o Vcc, es que si una señal va sobre uno de estos planos, luego retornará por el mismo.
Una señal puede llegar a crear un campo magnético expansivo que induce una señal opuesta en la ruta de la señal de retorno. La señal en realidad refuerza a la de retorno, la que a su vez también crea un campo magnético que induce una corriente en la ruta que refuerza la corriente de la señal. Este acoplamiento aumenta cuando las dos rutas se encuentran más cerca una de otra. Cuanto mayor es el acoplamiento mutuo, menor la impedancia total para el flujo de la señal. Por tanto, es deseable que la señal y su retorno estén tan cercanas como sea posible. Si se limitan las señales a cables o rutas, entonces no existirá problema al respecto; pero si la señal de retorno se da en un plano, querrán naturalmente estar en donde la impedancia total es la menor posible, lo cual será tan cerca de la ruta como sea posible, es decir debajo de ella. Una ruta cuyo retorno sea en un plano directamente por debajo tiene un área de loop pequeña [62].

Si se tiene excesivos “claros” entre pines o malas estrategias de asignación del pin puede llevar a grandes áreas de loop. Lo mejor es tener un camino a tierra cerca de cada conexión a un pin.

- Ruteo de señales analógicas y digitales

Si una señal de alta velocidad es ruteada sobre un área a la cual no pertenece (por ejemplo si una señal digital debe pasar por un área en la que se tiene señales analógicas), el resultado será un incremento en el ruido, mayor área de loop, o ambos efectos. Entonces la solución es nunca rutear una señal digital por un área en la que se tiene señales analógicas, o viceversa.

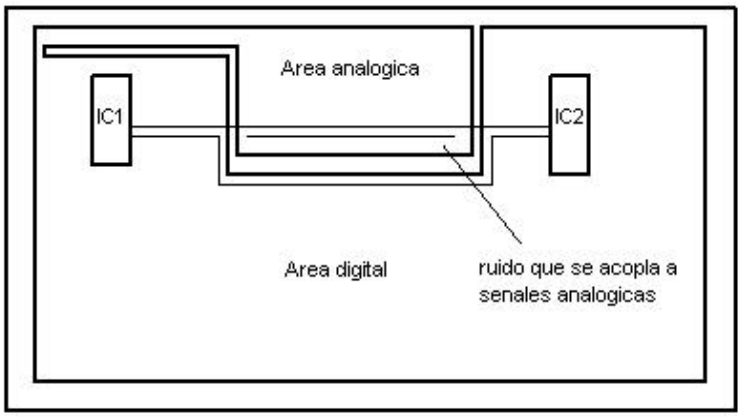


Figura IX.1 Ruteo de señales analógicas y digitales.

- Vias

Las vias tienen un efecto capacitivo y tienden a atenuar los armónicos de muy alta frecuencia de la señal. Pero este efecto, es de un orden menor que lo correspondiente a las pérdidas a lo largo de una ruta sin ninguna via. Por tanto si se usa componentes con tiempos de subida relativamente bajos, el impacto del resultado de tener una via será prácticamente inofensivo. Aunque autores afirman que es mejor poner capacitores de bypass cerca de las vías para proporcionar el camino de retorno, la mayoría no le da importancia alguna a este hecho [63].

- Ángulo de las rutas

Las esquinas de 90º en las rutas bajan la impedancia de la ruta, causando reflexiones, distorsión de la señal y ruido, además de radiación electromagnética destructiva. Pero sin embargo se han realizado estudios, y se concluyó que para la mayoría de los PCBs se espera que la discontinuidad en paquetes de ICs y las vias produzcan mucho más reflexión o efectos de radiación que las esquinas de 45º o 90º [64].

Diseño del PCB de IMPETOM

- Dado que el fabricante del PCB sólo daba la posibilidad de realizarlo en dos capas, no hubo opción de tener planos, ni de tierra ni de alimentación.
- Fueron colocados condensadores de bypass en la mayoría de los chips, principalmente en aquellos que se sugería su uso.

- Las rutas para señales digitales se eligieron menor a las correspondientes a las señales analógicas: 0.012'' y 0.006'' respectivamente. Se eligió 0.0015'' para las rutas de los voltajes de alimentación.

- Como separación entre rutas, y entre ruta y via se utilizó 0.012''.

- Dentro de las posibilidades, se separó las áreas de componentes con señales analógicas de las digitales, por medio de lazos conectados a tierra.

- En lugares donde necesariamente se tiene señales tanto analógicas como digitales, como ser las cercana a uno de los conectores (el DB25), se colocó entre medio de ellas rutas conectadas a tierra.

- Se utilizó la facilidad de autoruteo del programa de diseño de ciruitos impresos, debido a la complejidad que representa no hacerlo de esta forma en el caso de una placa con tantos componentes. Por este motivo no se tuvo el control directo sobre el número de las vías, sin embargo el autoruteo trata de minimizarlas.

- Se usaron ángulos de 45º en las rutas.

En la Figura IX.2 se muestra el layout del PCB IMPETOM.

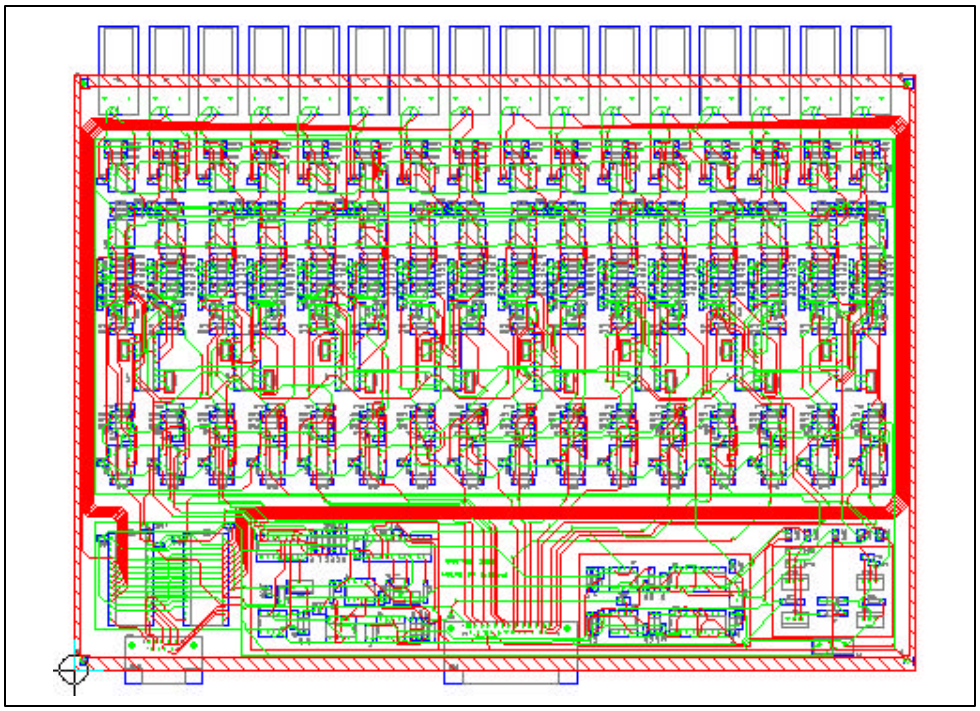


Figura IX.2 Layout del PCB de IMPETOM.

IX.2 Cables y electrodos

IX.2.a Utilización de conductores blindados

Los conductores son apantallados para minimizar el efecto de la capacitancia de los cables en la impedancia de entrada del sistema receptor. Además blindando, se evita el *cross-talk* entre canales así como interferencias de otros agentes externos. Estas últimas son numerosas en un ambiente hospitalario y particularmente en un centro de terapia intensiva (CTI), más aún cuando el largo de los conductores es considerable ya que deben conectarse sin dificultad al paciente (normalmente acostado) y al circuito del sistema.
Se optó utilizar cable coaxil. A 50kHz es indiferente utilizar cable de 50Ω o 75Ω.
En plaza, sólo se consiguen básicamente de dos tipos: RG58 de 50Ω y RG59 de 75Ω. En caso de realizar estudios en pacientes, cualquiera de los dos cables mencionados presentan la desventaja de tener una sección demasiado grande, y puesto que es necesario conectar dieciséis, al paciente puede resultarle muy incómodo y pesado (siendo esto más complicado en caso de tratarse de pacientes en CTI). Por tal motivo se analizó la posibilidad de utilizar algún otro tipo de cable, y se encontró que el RG174/U (de 50Ω) es bastante utilizado en aplicaciones médicas. Para la elección de qué tipo de cable utilizar se realizó una comparación a nivel de costos (ver Tabla IX.1), y teniendo presente además que el sistema constituye un prototipo, con todo un camino por delante de investigación e integración, se eligió usar RG58 y comprar los plugs también en plaza.

Jack BNC acodado 75Ω (17 unds)	U$S 76.16	sólo lo venden en el exterior
Plug BNC 75Ω -en exterior (17 unds)	U$S 24.82	
Plug BNC 75Ω RG 59-en plaza (17 unds)	U$S 17	
Total paquete 75Ω (comprando en plaza)	U$S 93.16	
Total paquete 75Ω (comprando en exterior)	U$S 100.98	(*)
Jack BNC acodado 50Ω (17 unds)	U$S 31,11	sólo se venden en el exterior
Cable 50Ω RG 174/U (30.48 mts)	U$S 33,4	
Cable 50Ω RG58 (25mts)	U$S 18	impuestos incluidos
Plug BNC 50Ω RG 174/U -en exterior (17 unds)	U$S 24.82	
Plug BNC 50Ω RG 58 -en plaza (17 unds)	U$S 17	
Total paquete 50Ω (comprando en exterior)	U$S 95.33	(**)
Total paquete 50Ω (comprando sólo plugs en plaza)	U$S 87.51	(**)
Total paquete 50Ω (comprando plugs y cable en plaza)	U$S 66.11	

Tabla IX.1 Comparación de precios en plaza y en el exterior, para elección del cable y conectores.

Cada cable es de 1.20m y la resistencia a lo largo del mismo fue medida en 0.2Ω.

Es importante destacar que en la etapa de pruebas del prototipo ocurrió que varios de los conductores fallaron (19%), a pesar de que en continua el mismo no tenía problemas. Por tanto se debe tener esto en cuenta, para futuras pruebas.

(*) Incluye gastos de envío.
(**) Incluye gastos de envío y U$S 6 de gastos adicionales por peso del cable.

VIII.2.b Guardas Activas

Blindar los conductores tiene sus ventajas, sin embargo, el blindaje pasivo a tierra también suma una significativa capacitancia tipo "shunt". Para obtener los beneficios de blindar y a la vez evitar la carga capacitiva, se pone una guarda conductora para cada canal. Una guarda es simplemente una protección adicional entre el conductor de la señal y el blindaje del cable el que es llevado al mismo potencial de la señal. Como ambos conductores, el de la señal y el del blindaje, están al mismo potencial, sus capacitancias mutuas no resultan en un drenaje de corriente. Se debe tener cuidado al diseñar el circuito de guarda conductora ya que pude volverse inestable debido a capacidades aparentes negativas, resultantes en una realimentación positiva. Para evitar esto, la ganancia de la guarda conductora debería ser levemente menor a uno o de lo contrario utilizar componentes muy estables. Esto será estable bajo varias condiciones de carga y producirá un gran decremento de las capacidades parásitas (aproximadamente 35pF comparado con 100pF de no contar con la guarda [33]).

La guarda conductora puede implementarse con dos amplificadores operacionales estables a ganancia unitaria para poder utilizarlos en configuración seguidora, tal como se observa en la Figura IX.3. Para bloquear la continua y bajas frecuencias, y además brindar un camino a las corrientes de polarización de los amplificadores es que se coloca un filtro pasa-altos, a 0.7Hz.

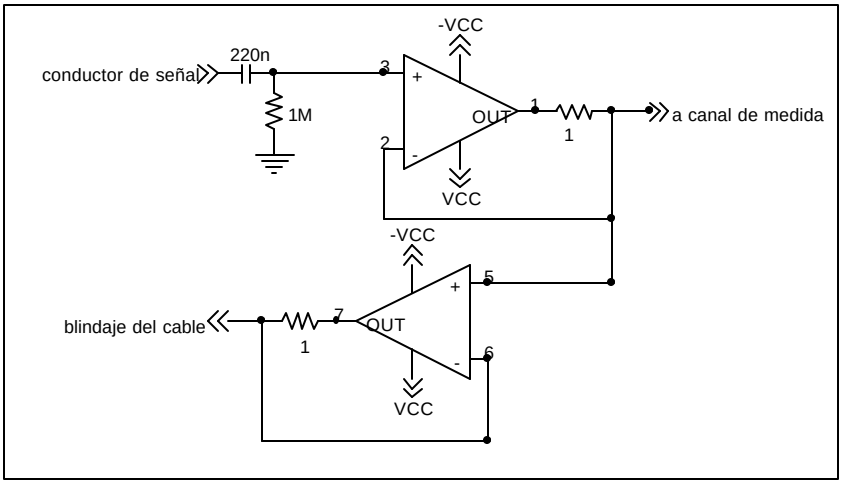


Figura IX.3 Acoplamiento AC y guarda.

Para la implementación de las guardas se prefirió utilizar amplificadores en bloques duales. Esto sumado al hecho de que los mismos debían ser estables a ganancia unitaria llevó a la consideración de los siguientes componentes: MAX412 y OPA2227. Ambos de bajo ruido, bajo offset, gran ancho de banda y con alto CMRR. A pesar de que el primero tiene menor densidad de ruido que el segundo (2.4nV/$\sqrt{Hz}$ y 3nV/$\sqrt{Hz}$ respectivamente), el CMRR es menor (121dB en comparación con 138dB del OPA2227). En la hoja de datos del OPA2227 no se menciona la necesidad de colocar una resistencia de aislación a la salida de cada amplificador, cosa que sí se sugiere para el MAX412 cuando la carga capacitiva supera los 100pF para no tornarse inestable. Se utilizó entonces el OPA2227 para las guardas.

Las guardas activas sirven además de buffers de entrada en la etapa de medida, encargándose del acoplamiento en AC.

VIII.2.c Elección de los electrodos

Dieciséis electrodos para electrocardiografía (ECG) son colocados circunferencialmente alrededor del tórax del sujeto y conectados tanto a la fuente de corriente, por medio de un multiplexor, como al sistema de medida el cual envía el voltaje de cada par de electrodos a un computador para el posterior cálculo de la imagen. Para mejores resultados, los electrodos deben estar igualmente espaciados alrededor de la parte superior del tórax, soliendo colocarse entre el segundo y el sexto espacio intercostal [4].

El diseño de los electrodos ha recibido considerable atención por varios investigadores. Los electrodos comerciales de plata/cloruro de plata (Ag/AgCl) de tipo ECG son fáciles de usar y baratos, y su uso ha sido ampliamente satisfactorio.

Los arreglos de electrodos de plata o cobre en una hoja plástica flexible han sido usados por varios grupos con buenos resultados. Otros diseños de electrodos incluyen la electrónica para la fuente de corriente en cada electrodo. Además se han construido soportes para usos específicos, como para el pecho por ejemplo. Estos tienen la ventaja de proveer información geométrica para formas no circulares; como ejemplo, se ha utilizado un arreglo rectangular de electrodos en una aplicación de detección de tumor de pecho, que era sostenido manualmente contra la piel [14].

Caso en que el paciente es un recién nacido

Se han hechos estudios acerca de la aplicación de EIT en el caso de que el paciente sea un bebé. Uno de los problemas encontrados es decidir qué tipo de electrodo usar en el tórax del neonato. En adultos, se usan electrodos ECG desechables con conectores a presión (tipo 140-2545; ConMed USA). Este tipo de electrodo no puede ser usado con neonatos porque los infantes tienen que yacer sobre los electrodos. Cualquier electrodo usado debe tener un perfil delgado. Los electrodos deben adherirse bien pero de modo que no rasgue ni dañe la piel al sacarlos. Los electrodos deben ser hipoalergénicos dado que la piel del neonato es muy sensible.
Para este caso fue probado el tipo de electrodos descartables (Blue Sensor, tipo NF-50-K; Medicotest A/S, Dinamarca), con buenos resultados [65].

Electrodos Activos

La literatura concerniente a la tomografía por impedancia enfatiza el importante efecto de las capacitancias parásitas en los multiplexores y en los cables, considerando la conexión entre el *front-end* (parte del equipo donde se brinda el acceso hacia y desde los electrodos) y los electrodos como una fuente de error. Una solución para limitar esos efectos parásitos es conectar la fuente de corriente y el detector de voltaje directamente al electrodo. Es así que se propone este tipo de principio de electrodo activo, donde cada electrodo está compuesto por una unidad de inyección de corriente y una de medida de voltaje. Así, las capacidades parásitas del circuito de medida de voltaje pueden ser compensadas. Este tipo de electrodos activos ha sido desarrollado

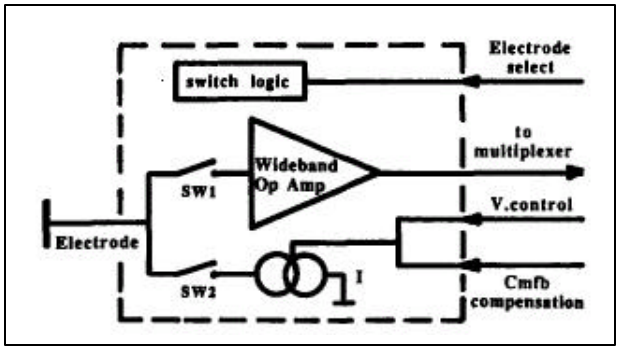


Figura IX.4 Diagrama esquemático de un electrodo activo desarrollado en la Universidad de KEELE. (Extraído de [20])

en Toulouse y consiste en dos unidades principales: una fuente de corriente controlada por voltaje y una unidad de medida de voltaje, las cuales son controladas por un conjunto de conmutadores [20].

Electrodos Compuestos

Otra alternativa en el uso de electrodos en EIT es que en cada una de las posiciones correspondiente a un electrodo, exista un electrodo de corriente y otro de medida de voltaje. Estos son los denominados electrodos compuestos. Por tanto, cada uno estará formado por dos electrodos concéntricos: el de más afuera es usado como el de corriente y el interior como uno de voltaje [26].

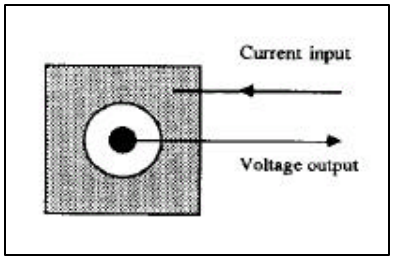


Figura IX.5 Electrodo compuesto; la corriente no pasa a través del electrodo de voltaje. (Extraído de [26])

Tamaño de los Electrodos

Existe una sugerencia teórica acerca de la importancia del tamaño de los electrodos de corriente y de voltaje. Esta recomienda electrodos tan grandes como sean posible para cumplir la función de inyector mientras que los de medida de voltaje se sugieren pequeños. El grupo de IMPETOM supone que esto es así ya que para minimizar la impedancia de la interfaz electrodo-piel que puede generar errores en la corriente inyectada y para no dañar la piel es mejor contar con electrodos inyectores grandes; y los de medida pequeños para obtener el valor de voltaje en un único punto. Sin embargo, en la aplicación práctica, los electrodos son usados tanto para inyectar corriente como para medir voltaje, por lo tanto cuando un electrodo no es utilizado para inyectar corriente el mismo se comporta como un electrodo pasivo, esto significa que una proporción de la corriente aplicada al cuerpo será desviada a través de este electrodo, disminuyendo así la información útil obtenida. Debido a este resultado, se recomienda electrodos que cubran el 80% de la superficie de la RDI para una estrategia de colección de datos adyacente [21]. Sin embargo Brown afirma que esta hipótesis no ha sido probada en la práctica, y que además el hecho de cubrir la mayoría de la superficie con electrodos acarrea efectos de borde incontrolables entre los espacios entre electrodos, de relevancia para la penetración de la corriente [24].

Conclusión

Teniendo en cuenta las posibilidades mencionadas a la hora de elegir los electrodos a utilizar, y considerando las características elegidas para el diseño del DAS (lo que descarta el uso de electrodos activos), se sugiere la utilización de electrodos comunes del tipo ECG, de Ag/AgCl, los que son fáciles de conseguir en el mercado y baratos, y que han respondido bien en ensayos de EIT [14].

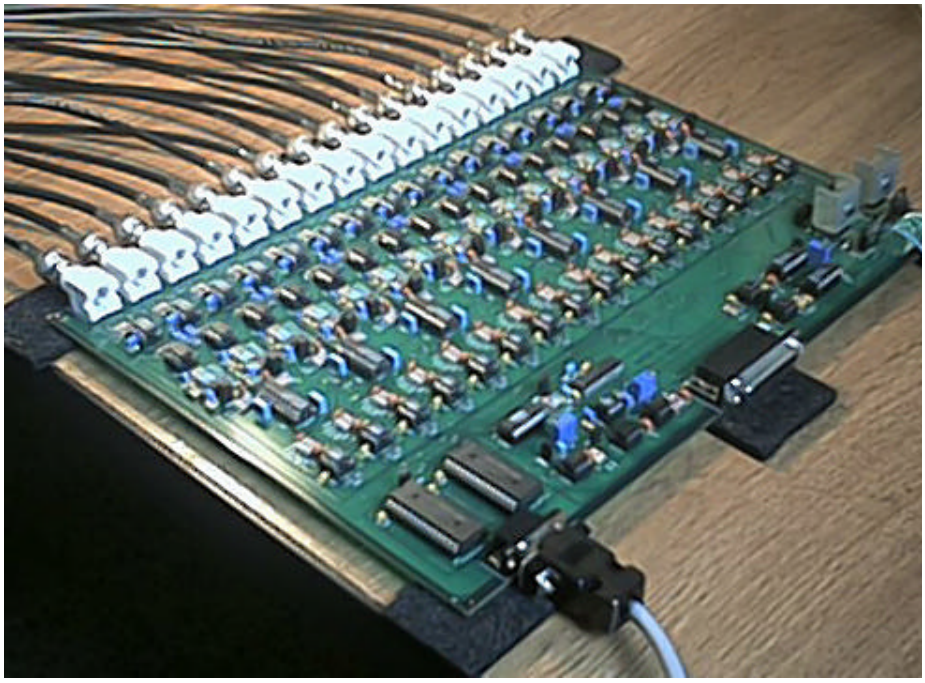


Figura IX.6 Placa IMPETOM-C y conjunto de cables conectados.

X. Bloque de Control

X.1 Elección de la implementación

La etapa de control del sistema, coordinaría la inyección de la corriente y la lectura de los voltajes medidos, para luego digitalizarlos y guardarlos en memoria.
Actuaría como interfaz entre el usuario del sistema (el médico que lo utilizara a través de un PC), el software de reconstrucción de imagen y la circuitería.

Dado que los alcances de este proyecto no incluyen el diseño del bloque de control del sistema, en esta etapa de desarrollo dicho control quedará limitado al mínimo necesario para poder realizar testeos del dispositivo (DAS).

Se realizó un estudio de las diferentes formas de implementar dicha lógica de control.
Una opción fuertemente viable, sería realizar el control por medio de un microprocesador, pero esta no implica una alternativa de fácil y rápida implementación, que es lo que se busca.
Lo mismo ocurre si se utiliza una tarjeta adquisidora – en particular se analizó la posibilidad de usar una tarjeta adquisidora de datos: la PC-LPM-16PnP, la cual es soportada por el software de aplicación LabVIEW, de National Instruments, y con la cual cuenta el Núcleo de Ingeniería Biomédica. Dicha tarjeta es totalmente compatible con la aplicación que se le desea dar, ya que actúa de interfaz entre PC y circuitería; cuenta con 16 canales analógicos de entrada, multiplexados, y con conversión A/D de 12 bits, 16 líneas digitales de entrada/salida TTL-compatibles, circuitería de tiempos consistente en varios relojes y señales de tiempo, y la velocidad máxima de adquisición de datos es de 50 kilomuestras/segundo.

Por lo tanto, se concluyó que las tareas que deberá realizar la lógica de control alternativa, serán las básicas requeridas para el control de la fuente de corriente, y las que permitan identificar el par inyector.
Se descartó la recolección de los datos de los voltajes medidos. (Esta decisión fue tomada en conjunto con el director del proyecto).

Considerando lo anteriormente expuesto, se optó por implementar un circuito lógico sin interfaz vía PC, que permita la habilitación/deshabilitación de los multiplexores de la fuente de corriente y la conmutación de dicha fuente; y además debe permitir la identificación del par inyector que actúa en un momento determinado.
Para la realización de tal circuito se optó por utilizar un dispositivo de lógica programable (PLD), que fue prestado por el Instituto de Ingeniería Eléctrica.

X.2 Circuito de control

El circuito consta de dos pulsadores, un PLD y circuitería para el funcionamiento de un conjunto de 16 LEDs.

Básicamente, el PLD implementa un eliminador de rebotes para cada pulsador; dos contadores desfasados una unidad de conteo entre sí: uno de ellos controla al multiplexor encargado de la inyección de la corriente y el otro al encargado de proporcionar el camino de retorno de dicha corriente; y un decodificador de 4 a 16, en

el cual cada una de sus salidas alimenta un LED, el que será encendido de modo de permitir la identificación del par inyector.

Uno de los pulsadores se encarga de habilitar los multiplexores encargados de conmutar la fuente de corriente entre los diferentes pares de electrodos, a la vez que setea los dos contadores implementados en el PLD: uno lo setea a “0” y el otro a “1”.
El otro pulsador se utiliza para que actúe como reloj (CLK) de ambos contadores, lo que permitirá la secuencia de conteo.

Las señales de salida de uno de los contadores son conectadas a la entrada del decodificador, cuyas salidas provocarán el encendido del LED correspondiente.

Por lo tanto, las señales de salida del circuito de control, que serán pasadas a la placa analógica, para habilitar o deshabilitar el funcionamiento de los multiplexores de corriente y que permitirán la conmutación de la fuente, son:

- la señal que habilita o deshabilita cada multiplexor: EN_MUX
- las salidas de los contadores (entradas de los multiplexores): [A0,A3] y [B0,B3]

Y además por medio del encendido del LED correspondiente se podrá ubicar qué par de electrodos es el que actúa como el “par inyector” en cada momento.

PLD

Para la programación del PLD, de Altera Corporation, se utilizó el software de desarrollo MAX+PLUS® II. Este software permite un modo fácil de diseño, rápido procesamiento y una sencilla programación del PLD.

El PLD utilizado es el EPM7032LC44-10.

A continuación se presenta la programación gráfica del mismo:

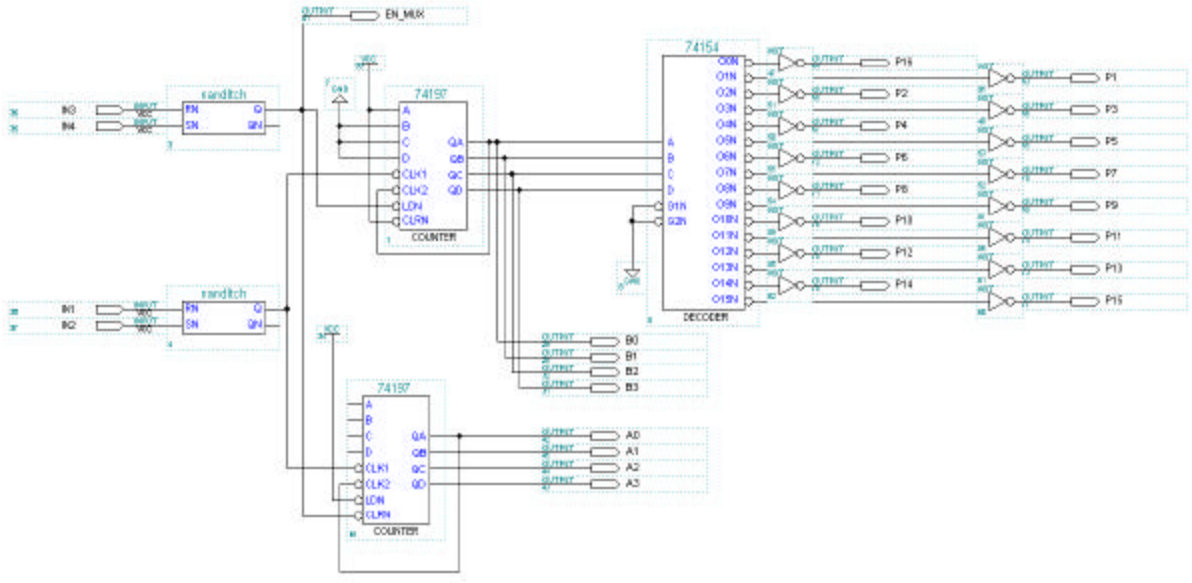


Figura X.1 Programación del PLD.

Tabla de verdad de los Nandlatch (eliminador de rebotes para las llaves):

Inputs		Outputs	
SN	RN	Q	QN
L	L	H	H
L	H	H	L
H	L	L	H
H	H	Q	QN

Tabla de verdad de los Contadores:

Inputs							Outputs			
CLRN	LDN	CLK	D	C	B	A	QD	QC	QB	QA
L	H	X	x	x	x	x	L	L	L	L
H	L	X	d	c	b	a	d	c	b	a
L	L	X	x	x	x	x	Illegal condition			
H	H	↿					Count			

X.3 Esquema de la placa de control

En la Figura X.2 se muestra un esquema de la placa de control, indicando los distintos bloques y grupos de componentes.

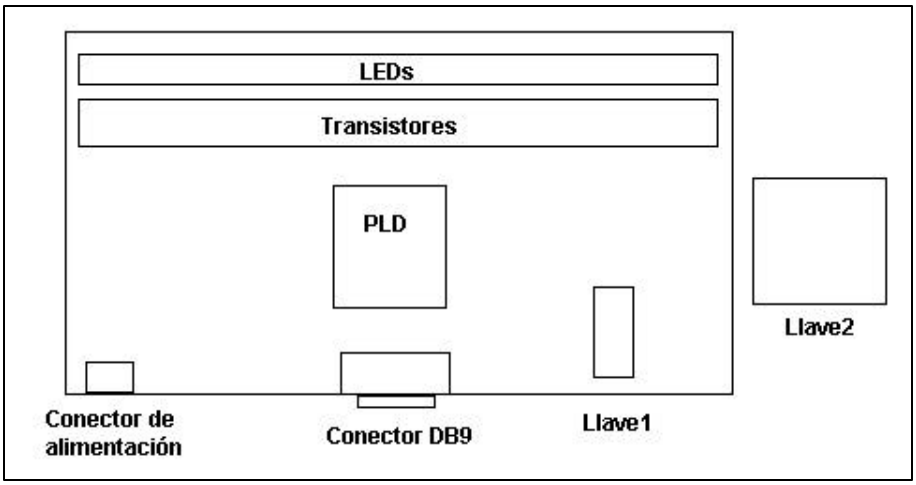


Figura X.2 Esquema general de la placa de control.

La placa de control implementada por IMPETOM-C es mostrada en la Figura X.3.

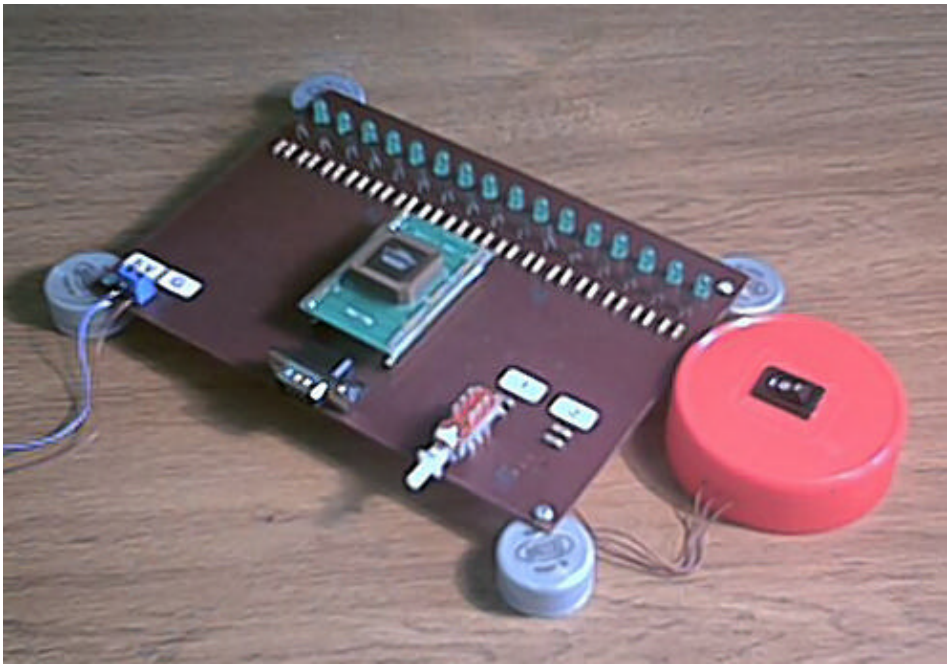


Figura X.3 Placa de control implementada por IMPETOM-C.

XI. Tiempos y Costos

XI.1 Tareas y dedicación horaria

Las tareas realizadas por el grupo de proyecto IMPETOM-C fueron:

Investigación de Tomografía por Impedancia Eléctrica (EIT)

- Búsqueda de material de estudio acerca de EIT
- Estudio y análisis teórico de EIT (lectura de *papers* relacionados)

Diseño y construcción del sistema de adquisición de datos (DAS)

- Elección de las características principales del DAS
- Diseño y construcción del sistema de generación de señales
- Diseño y construcción del sistema de inyección de corriente
- Diseño y construcción del sistema de medida de voltajes
- Elección de la fuente de alimentación
- Estudio de soluciones técnicas alternativas

Simulación y diseño de circuitos impresos

- Aprendizaje y utilización de programa simulador (PSpice)
- Aprendizaje y utilización de programa para el diseño del circuito impreso

Realización final: Montaje y pruebas del circuito

- Elección, diseño y construcción de la lógica de control alternativa al sistema de control del circuito
- Montaje del circuito
- Construcción del fantoma para las simulaciones en aplicaciones clínicas
- Pruebas finales

Documentación

- Resumen de tiempos y gastos
- Análisis de costos
- Documentación de aspectos técnicos del proyecto

Otros

- Planificación
- Reuniones con docentes
- Compras de materiales

En la Figura XI.1 se muestra comparativamente el porcentaje de los seis grandes grupos de tareas.

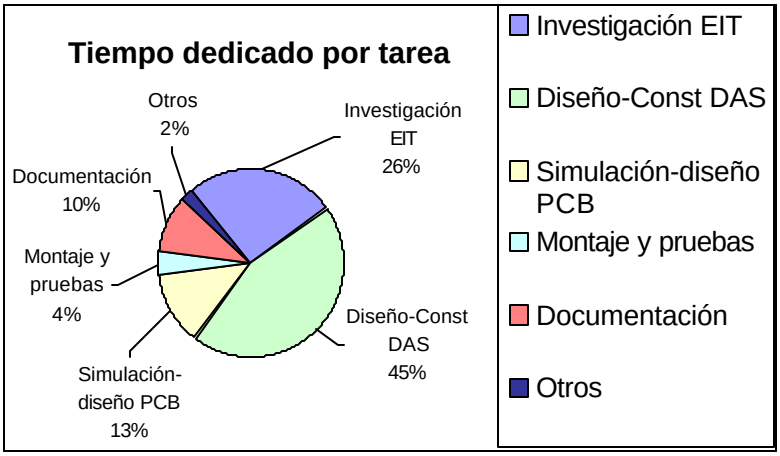


Figura XI.1 Comparación porcentual del tiempo dedicado a las tareas del proyecto

En la Tabla XI.1 se muestra el resumen de horas dedicadas correspondiente a cada grupo de tareas.

Investigación EIT	1030 hs
Diseño y construcción DAS	1776 hs
Pspice y diseño PCB	506 hs
Montaje y pruebas finales	172 hs
Documentación	410 hs
Otros	80 hs
Total	**3974 hs**

Tabla XI.1 Horas dedicadas según tareas.

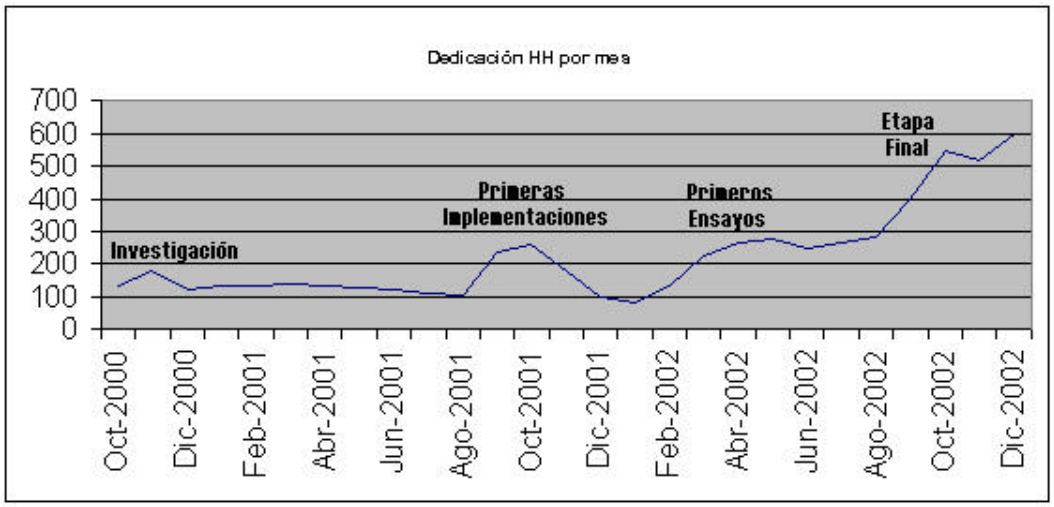


Figura XI.2 Gráfico con la HH dedicadas por mes. El primer pico (Nov-2000) corresponde a un incremento de tiempo dedicado en la lectura e investigación en EIT. El segundo pico (Oct-2001) corresponde a la implementación y prueba de los primeros diseños. El pico en Jul-2002 representa el tiempo dedicado a documentación y también al estudio del programa Pspice. A partir de Set-2002 se comienza a estudiar el software para el diseño del PCB. Luego de esto, la curva continúa con su tendencia ascendente que corresponde a los meses de Oct., Nov. y Dic. de 2002 donde se intensificó el trabajo de diseño, montaje del circuito y documentación, coincidiendo también con la dedicación total al proyecto por parte de los integrantes del grupo.

En la Figura XI.2 se muestra una gráfica con la dedicación de horas según el mes calendario.

Nota: En el cálculo de las HH no se incluyen las horas dedicadas al comienzo por el tercer integrante, que luego abandonó.

XI.2 Costos

Los costos pueden dividirse en:

- Costos de desarrollo
- Costo de un prototipo
- Costo de producción

XI.2.a Costos de desarrollo

Aquí se calculan los gastos totales realizados para el desarrollo del prototipo IMPETOM-C. En estos se deberá incluir el costo de la hora de trabajo, la que se estima en U$S 20. Este costo incluye el tiempo de trabajo y gastos operativos del local donde se trabaja (energía eléctrica, teléfono, agua, Internet, limpieza, etc).
Por otra parte, cabe destacar que para trabajar fue necesario el uso de por lo menos un PC, osciloscopio, tester digital, fuente de alimentación, generador de señales, protoboards, soldador. Dichos costos no fueron considerados en la suma final, aunque se estiman en unos U$S 5.000 aproximadamente.

A continuación en la Tabla XI.2 se brinda el detalle de los gastos totales correspondientes al primer prototipo.

Cantidad	Componente	Descripción	Precio unitario (U$S)	Precio total (U$S)	Costo (U$S)
Muestras gratis					
1	PCB	Placa de circuito impreso	310,00	310,00	0,00
2	MAX336CPI	Multiplexor	3,69	7,38	0,00
1	UAF42	Filtro	7,15	7,15	0,00
1	MAX038	Generador de señales	9,50	9,50	0,00
16	OPA2227P	Op-amp ganancia unitaria estable	3,78	60,48	0,00
1	PLD+accesorios	PLD EPM7032LCC-44, PL-44	6,56	6,56	0,00
Compras en plaza					
3	TL081	Op-amp unitario	0,86	2,58	2,58
2	LM311N	Comparador	0,93	1,86	1,86
2	CD4538BCN	Multivibrador monoestable	0,44	0,88	0,88
1	LM7805C	Regulador de voltaje (+5V)	0,62	0,62	0,62
1	LM7905C	Regulador de voltaje (-5V)	0,85	0,85	0,85
2	Disipador	Disipador TO-220	0,56	1,12	1,12
1	TIP41C	Transistor de potencia	0,96	0,96	0,96
1	TIP42C	Transistor de potencia	0,81	0,81	0,81
16	TL072	Op-amp dual	0,74	11,84	11,84
141	C cerámico	Condensador cerámico	0,18	25,38	25,38
16	C poliester	Condensador poliester	0,09	1,50	1,50
52	C disco	Condensador de disco	0,09	4,84	4,84
315	R 5%	Resistencia al 5%	0,02	4,73	4,73
2	Preset250k	Preset multivuelta	3,02	6,04	6,04
1	Preset20k	Preset multivuelta	3,02	3,02	3,02
1	1N4733	Diodo zener	0,20	0,20	0,20
2	1N4500	Diodo	0,20	0,40	0,40
54	Z- 8 patas	Zócalo	0,11	5,94	5,94
8	Z- 18 patas	Zócalo	0,21	1,68	1,68
1	Z- 14 patas	Zócalo	1,18	1,18	1,18
2	Z- 16 patas	Zócalo	0,70	1,40	1,40
2	Z- 28 patas	Zócalo patas redondas	0,94	1,88	1,88
43	Jumper-pinos	Jumper	0,07	3,10	3,10
43	Jumper-conect	Jumper	0,11	4,73	4,73
2	DB9	Conector macho p/PCB	3,83	7,66	7,66
1	DB25	Conector macho p/PCB	3,59	3,59	3,59
1	Conector	Conector alimentación 3 bornes	1,17	1,17	1,17
20 mts	Cable coaxial	Tipo RG58	21,00	21,00	21,00
16	Conector BNC	Tipo RG58	0,58	9,28	9,28
16	Pinza	Pinza cocodrilo	0,15	2,33	2,33
16	Leds	-	0,09	1,47	1,47
16	BC547	Transitores NPN	0,07	1,19	1,19
1	pulsador	Pulsador bipolar	0,70	0,70	0,70
1	Interruptor	3 posiciones	1,29	1,29	1,29
1	Conector	Conector alimentación 2 bornes	1,17	1,17	1,17
1	Plancha Cobre	Plancha de cobre p/PCB	2,96	2,96	2,96
1 mt	Cable multipar	Cable 9 hilos	1,00	1,00	1,00
2	DB9	Conector hembra p/cable	1,04	2,07	2,07
Compras en el exterior					
1	MBB15-1.5 A	Fuente DC de grado médico Condor	74,00	74,00	74,00
68	R 1%	Resistencia al 1%	0,04	2,72	2,72
8	LTC1043CN	Capacitor Switcheado	10,00	80,00	80,00
16	INA114AP	Amplificador Instrumentación	6,82	109,12	109,20
16	JACK BNC	Conector jack BNC	1,83	29,28	29,28
1	AD844	Amplificador	2,53	2,53	2,53
		Gastos de envío (carácter urgente)		120	120
			Total (U$S)	**1.579,56**	**1111,61**

Tabla XI.2 Detalle de gastos en componentes.

En la Tabla XI.3 se detallan los diferentes gastos considerados en el desarrollo.

Horas hombre (@ 20 U$S)	U$S 79.480
Gastos totales en plaza	U$S 144
Gastos totales en exterior	U$S 418
Muestras gratis (*)	U$S 401
Total	**U$S 80.443**

Tabla XI.3 Gastos totales.

(*) Se da el costo en dólares del equivalente en el caso de tener que comprar los componentes.

Cabe aclarar que en los costos de componentes son incluidos aquellos que fueron objeto de estudio durante la etapa de investigación y desarrollo pero que no fueron parte del prototipo final

XI.2.b Costos de un primer ejemplar

A continuación se estiman los costos de la realización de un único sistema de adquisición de datos, posterior a una etapa de investigación y desarrollo. Estos costos se detallan en la Tabla XI.4. La "Construcción del PCB" se refiere a la realización de la placa del circuito impreso; el costo es el que se debería pagar en caso de solicitar su construcción al exterior debido a su complejidad (no se incluyen impuestos). Bajo "Componentes del PCB" y "Montaje del PCB" se incluyen respectivamente, los costos de los componentes estrictamente necesarios a ser colocados en la placa y el costo equivalente al tiempo que requiere el montaje (aproximadamente dieciséis horas). En los puntos "Fuente de alimentación" y "Chasis" se muestra el costo de cada uno. En "Varios" se incluyen los gastos de envío desde el exterior en carácter de urgente.

Compra PCB en el exterior	U$S 310
Componentes del PCB	U$S 512
Montaje del PCB (24 HH @ 20 U$S)	U$S 480
Fuente de alimentación	U$S 74
Chasis	U$S 20
Varios	U$S 120
Total	**U$S 1.516**

Tabla XI.4 Costos de un primer sistema IMPETOM (DAS).

XI.2.c Costos de producción

Cabe aclarar que el proyecto IMPETOM-C forma parte de un proyecto mayor que integra también el realizado por el grupo IMPETOM-I (encargado de la reconstrucción de la imagen) y el sistema de control, así como también un software que realice la interfaz entre el usuario y el sistema total IMPETOM. Los últimos dos puntos aún no han sido desarrollados, por lo que todavía no se puede hablar de un producto final comercializable. Sin embargo se darán los costos de realización únicamente del DAS, si se deseara construir 1, 10 y 100 de ellos.

Para el cálculo del costo de producción de 10 y 100 unidades, fue prorrateado el costo de desarrollo de un prototipo. A partir de lo calculado en XI.2.b y XI.2.c se calcula el

costo de una sola unidad, tomando como costo de desarrollo el necesario para amortizar el costo total del primer prototipo:

Costo de una primera unidad = U$S 80.443 + U$S 1.516 → **U$S 81.959**

En la Tabla XI.5 se indican los distintos costos de producción para el DAS en valores unitarios.

	1 unidad	10 unidades	100 unidades
Compra PCB en el exterior	310	33 (*)	33 (*)
Componentes del PCB	512	512	450
Montaje del PCB	480	480	480
Fuente de alimentación	74	64	50
Chasis	20	17	10
Varios (**)	120	100	100
Costo de desarrollo	80.443	8.044	804
Costo p/unidad (U$S)	**81.959**	**9.250**	**1.927**

Tabla XI.5 Costos de producción para el DAS del equipo IMPETOM.

(*) Aquí se considera la oferta "33 each" de Advanced Circuits (USA), válida al 12/02 la cual se aplica para más de 3 PCB.
(**) Se consideran gastos para imprevistos, mejoras, envíos desde el exterior, etc.

Nota: Tanto para la fuente de alimentación, chasis y componentes para la placa, existe un descuento en su costo por cantidad de unidades adquiridas, siendo el valor del descuento para los componentes apreciable cuando se adquieren en grandes cantidades (generalmente más de mil unidades).

XI.3 Conclusiones

Tal como se indicó, para la producción y la posterior comercialización de IMPETOM, resta el desarrollo de un sistema que permita el control de la estrategia de inyección/medida y la transferencia de los datos obtenidos hacia el algoritmo de reconstrucción de imágenes. Sin embargo, se realiza a continuación un *estimativo* del costo total para un equipo IMPETOM, incluyendo tanto el DAS como el bloque de control a ser desarrollado. A pesar de que no se tienen datos veraces acerca del costo que tendría la etapa de control, se realiza una estimación del mismo en el caso de que sea implementado mediante un microprocesador. Para dicha estimación se tomaron los datos aportados por el grupo de proyecto PESOPAC, también perteneciente al Núcleo de Ingeniería Biomédica, en el cual se utilizó el microprocesador Rabbit OP-6700.

Estos son:

- Total HH: 300 hs @ U$S 20.
- Costo microprocesador Rabbit: U$S 90
- Otros: U$S 150 (*)

(*) Estimativo que incluye gastos de envío, componentes auxiliares, circuito impreso, etc.

Por tanto el costo de desarrollo de un bloque de control para el IMPETOM, sería de unos *U$S 6.240*.

Si incluimos este dato en los costos calculados en XI.2c, obtenemos los siguientes costos de producción para un equipo IMPETOM con todas las prestaciones necesarias.

	1 unidad	10 unidades	100 unidades
Sistema de adquisición de datos (costos calculados en XI.2.c)	81.959	9.250	1.927
Microprocesador Rabbit	90	90	70
Montaje bloque de control	100	100	100
Otros (*)	150	200	160
Costo de desarrollo para bloque de control	6.240	624	62
Costo p/unidad (U$S)	**88.539**	**10.264**	**2.329**

Tabla XI.6 Costos *estimados* de producción para el equipo total IMPETOM.

(*) Incluye gastos de envío, componentes auxiliares, circuito impreso, etc., correspondientes al bloque de control.

No se ha encontrado en ninguna publicación, una estimación previa de costos para un equipo EIT, con la cual se pueda comparar la aquí realizada. Sin embargo si se comparan los costos obtenidos con el costo de un equipo de tomografía computada, el cual se estima en unos U$S 500.000, los U$S 2.329 calculados por unidad para un equipo IMPETOM comercial, hacen de éste una alternativa muy viable desde el punto de vista económico.

Al día de hoy se ha alcanzado un estado de arte en cuanto a conocimiento, hardware (IMPETOM-C) y software (IMPETOM-I), que allana en gran parte el camino en la continuación del desarrollo del proyecto global IMPETOM hasta obtener un producto final, el cual creemos que tiene enormes posibilidades de poder ser utilizado con éxito en aplicaciones clínicas con ventajas en cuanto a costos y facilidad de uso. Todo esto sin embrago, se encuentra sujeto a una etapa de pruebas de análisis y verificación siguiendo protocolos estrictos.

XII. Resultados

Este capítulo brinda un detalle de las pruebas realizadas y los resultados obtenidos con el sistema de adquisición de datos de IMPETOM. Estas pruebas incluyeron tanto ensayos realizados en impedancias de prueba de valores típicos conocidos, como medidas realizadas en un fantoma, el cual simula aproximadamente las condiciones de medida que se tendrían en caso de ser aplicado en pacientes.

También se brinda un análisis de los resultados obtenidos, así como también un estudio de la performance del sistema de medida finalizando con algunas conclusiones.

XII.1 Generalidades

Cabe recordar que los valores aquí desplegados fueron realizados con una arquitectura adyacente de electrodos, a corriente constante de 2.5 mA @ 50kHz, y los valores de voltaje obtenidos corresponden a la parte real del mismo, o sea la componente en fase con la corriente inyectada.

Se numeran los electrodos es sentido anti-horario del 1 al 16. El sentido del recorrido del par inyector es también anti-horario, inyectando por el electrodo "N" y brindando el retorno a tierra de la corriente por el electrodo "N+1", siendo éste el par de corriente "N" (recordar que IMPETOM utiliza una fuente de corriente single-ended), tal como se muestra en la Figura XII.1.
La medida se realiza entre el electrodo "M" y "M+1" ($V_{M+1} - V_M$), siendo éste el canal de medida "M". Tal como se dijo en los primeros capítulos aquellos voltajes entre pares de electrodos que contengan por lo menos un electrodo del par de corriente, no serán válidos.
Esta convención fue adoptada en común acuerdo con IMPETOM-I.

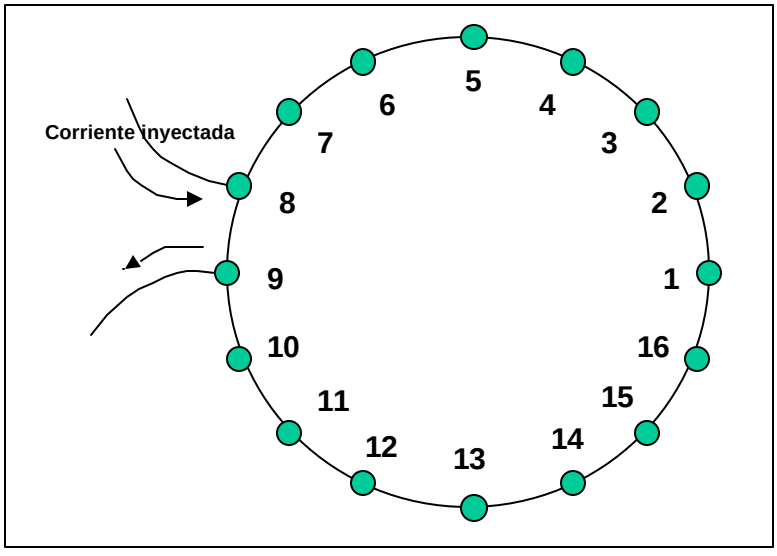


Figura XII.1 Numeración de electrodos y estrategia de inyección de corriente.

XII.2 Ensayos con impedancias conocidas

Tal como fue visto en el Capítulo VI "Sistema de Inyección de Corriente", un modelo típico para el cuadripolo formado por el par de electrodos de corriente y un par de electrodos de medida se muestra en Figura XII.2.

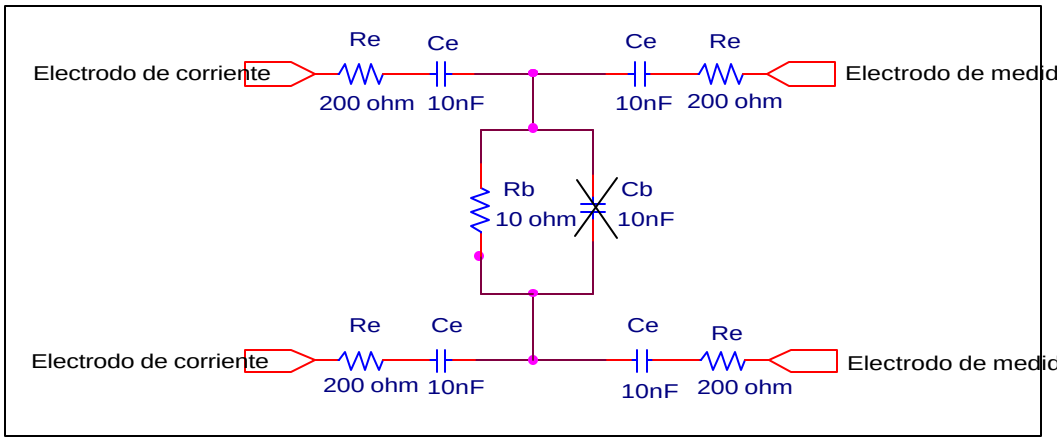


Figura XII.2 Modelo típico de las impedancias presentes entre el par de electrodos de corriente y un par de electrodos de voltaje en EIT.

El modelo de la Figura XII.2 es aceptado por varios autores [36][6][40]. En la misma, R_e y C_e modelan la impedancia de la interfaz electrodo-piel tanto para los electrodos de inyección de corriente, como para los electrodos de medida de voltaje. R_b y C_b modelan la impedancia que presenta el cuerpo humano. Como la impedancia dada por C_b es mucho mayor que R_b a 50kHz (318Ω sobre 10Ω), en el paralelo el efecto de C_b es despreciable y por tanto no se incluye. Por otra parte varias publicaciones en EIT [6][40] establecen que la impedancia de los tejidos es prácticamente real para valores de frecuencia entre 20kHz y 100kHz [6] [40]. Esto último tiene por otra parte ventajas prácticas al momento de comparar los voltajes obtenidos por IMPETOM con un instrumento de medida como puede ser un tester digital o un osciloscopio, ya que hay que recordar que lo que se quiere medir es la parte real del voltaje.
Para las resistencias fueron empleados resistores de ¼W al 5%, mientras que para los condensadores fueron utilizados los del tipo de poliéster.

A continuación, en la Figura XII.3 se muestra la gráfica para la exactitud lograda con las medidas de voltaje obtenidas por IMPETOM-C. En la misma se promedió la exactitud alcanzada en cada par de electrodos de medida para todas las posiciones posibles del par de corriente.
Para el cálculo de la exactitud se asumió como valor teórico a aquel que resulta de multiplicar la corriente inyectada por IMPETOM-C (5 mA p-p) por la resistencia R_b la cual es de 10.1Ω.

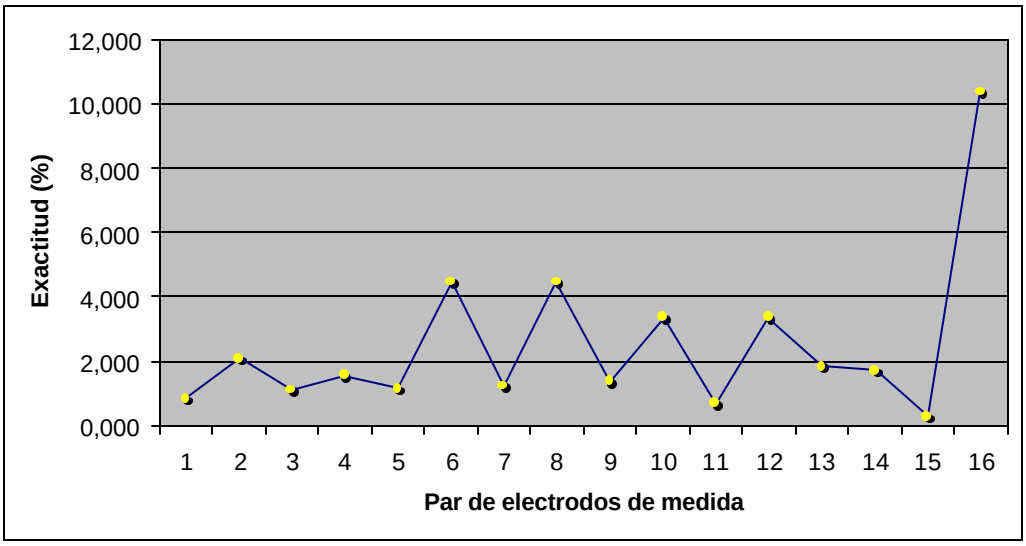


Figura XII.3 Exactitud promedio para las medidas de voltaje para una vuelta completa del par de corriente.

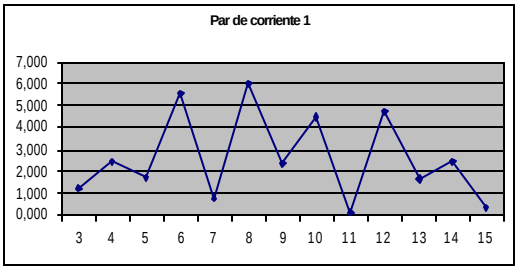
XII.2.a Análisis

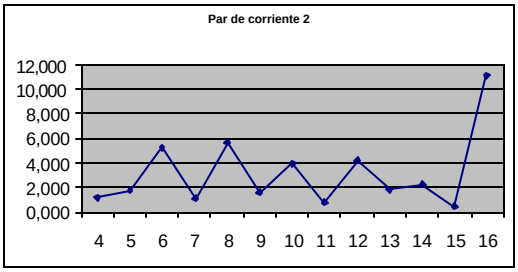
Tal como es explicado en el Capítulo VII "Sistema de Medida", la exactitud en las medidas no es un parámetro de crucial importancia en sistemas EIT de imágenes dinámicas tal como es el caso de IMPETOM, ya que la falta de exactitud puede atribuirse a errores sistemáticos en la medida, los que se eliminarían en la reconstrucción. La exactitud por tanto, no es un parámetro tan importante como lo son los errores aleatorios (ruido) en un sistema EIT de imagen dinámica [6][54]. Sin embargo, se realizaron medidas de la exactitud en los voltajes a los efectos de comprobar la veracidad de los datos obtenidos.

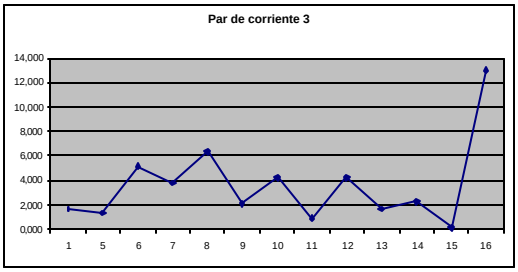
Tal como se puede comprobar a partir de la Figura XII.3, el promedio total en la exactitud de las medidas es de 2.4 %.

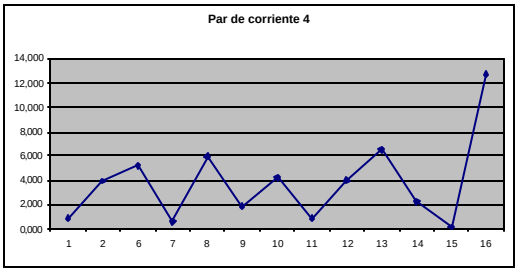
Se ve además que en los canales de medida 6 ($V_7 - V_6$), 8 ($V_9 - V_8$) y 16 ($V_1 - V_{16}$), existe una exactitud notoriamente peor que en el resto de las medidas. Esto puede ser debido al diferente largo en el recorrido de las pistas en el PCB, tal como sucede en el caso del canal de medida 16, donde para realizar esta medida, la pista que accede al conector correspondiente al electrodo Nº 1 recorre la placa de un extremo al otro de la misma. Otra causa pueden ser errores debido a voltajes de modo común a la entrada de los canales de medida originados en diferencias de impedancias entre conectores y cables de los canales en juego (ver Capítulo VI "Sistema de Inyección de Corriente").

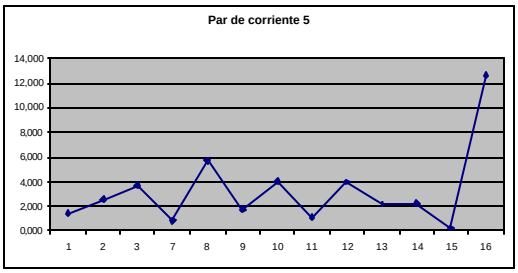
Sin embargo, en la Figura XII.4, donde se muestra la exactitud en las medidas para cada posición del par de corriente por separado, se puede ver que estos errores se mantienen en cada grupo de medidas. Por lo que la falta de exactitud en los canales de medida 6, 8 y 16 puede atribuirse a errores sistemáticos.

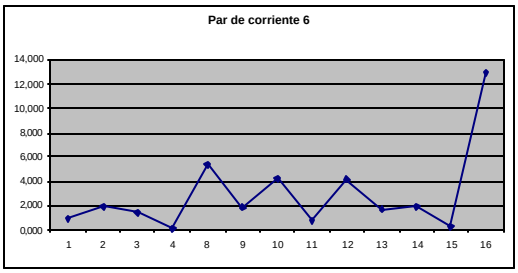

Par de corriente 1
7,000
6,000
5,000
4,000
3,000
2,000
1,000
0,000
3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15

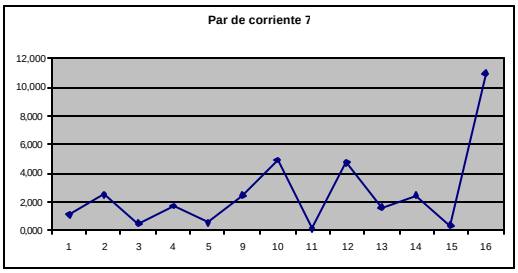

Par de corriente 2
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

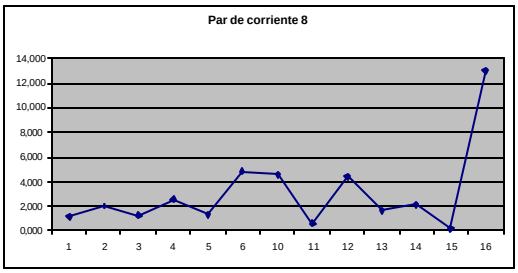

Par de corriente 3
14,000
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
1 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

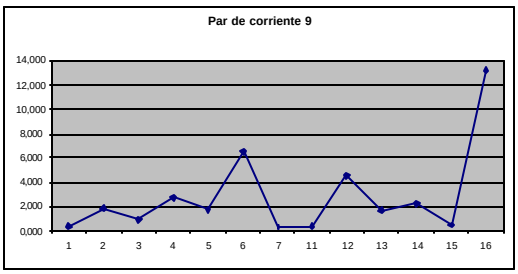

Par de corriente 4
14,000
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
1 2 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

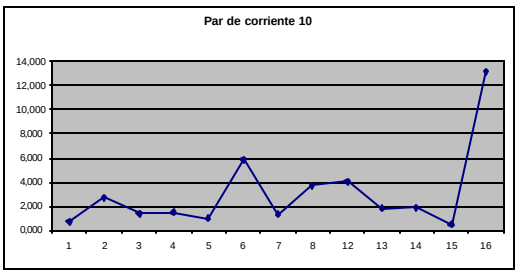

Par de corriente 5
14,000
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
1 2 3 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16


Par de corriente 6
14,000
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
1 2 3 4 8 9 10 11 12 13 14 15 16


Par de corriente 7
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
1 2 3 4 5 9 10 11 12 13 14 15 16


Par de corriente 8
14,000
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
1 2 3 4 5 6 10 11 12 13 14 15 16


Par de corriente 9
14,000
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
1 2 3 4 5 6 7 11 12 13 14 15 16


Par de corriente 10
14,000
12,000
10,000
8,000
6,000
4,000
2,000
0,000
1 2 3 4 5 6 7 8 12 13 14 15 16

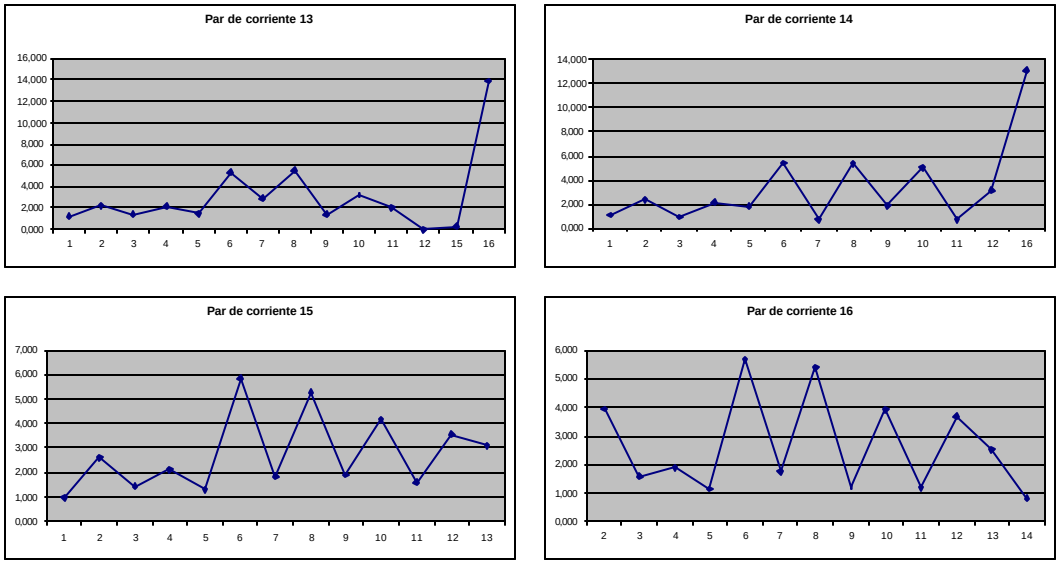


Figura XII.4 Exactitud en las medidas de voltaje para las posiciones 01 a la 16 del par inyector (no se consideran las medidas que involucran por lo menos un electrodo de corriente).

XII.3 Ensayos con un fantoma

Las medidas en un fantoma, el cual pretende simular las condiciones de medida en un paciente, son denominadas medidas *in vitro*.
El fantoma para las pruebas fue construido a partir de un recipiente cilíndrico plástico de aproximadamente 30 cm de diámetro, alrededor del cual se ubican en un mismo plano horizontal, 16 tornillos metálicos equidistantes unos de otros simulando los electrodos. En cada tornillo se conecta un cable coaxial RG58 (50Ω) de 1.2mts de largo hasta el conector BNC correspondiente en la placa del DAS.
El recipiente es llenado con una solución salina de aproximadamente 2mS/cm @20ºC este valor de conductividad es recomendado en [59] y [6].
Con la solución salina únicamente, se adquirió un frame de datos. Este grupo de medidas establece el patrón de medidas correspondiente a una distribución de conductividad uniforme y es la usada como referencia por el algoritmo de reconstrucción de imágenes.
En la Figura XII.6 se ve la gráfica para los valores de voltajes obtenidos en cada canal de medida para el par de corriente ubicado en la posición 1 (electrodos de corriente: 1 y 2).

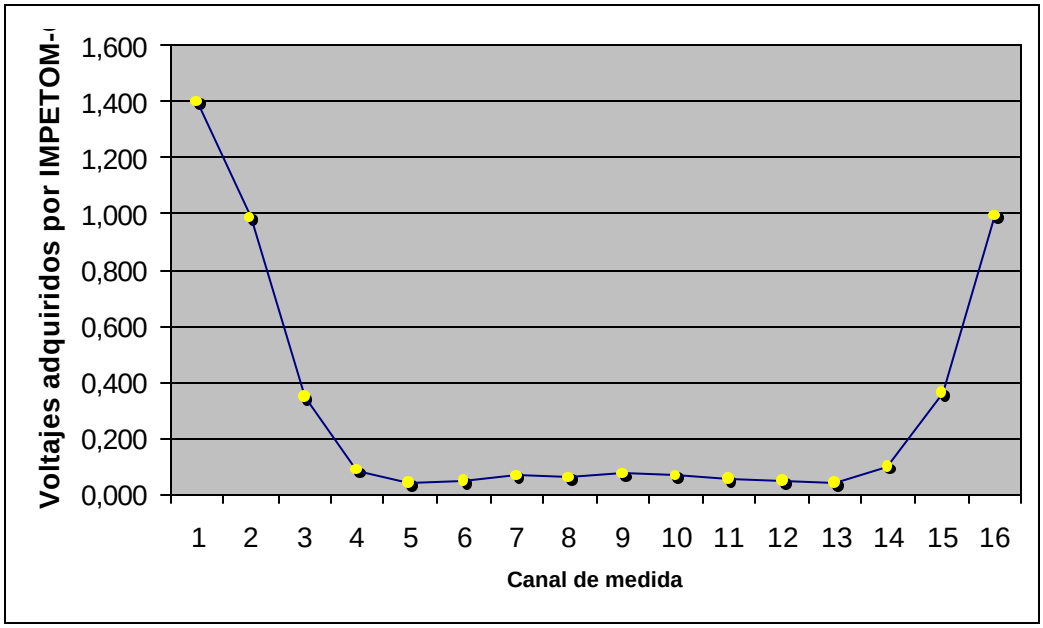


Figura XII.5 Medidas de voltaje en fantoma para una distribución de conductividad uniforme (par de corriente Nº 1).

El aumento abrupto del nivel de voltaje en los extremos del gráfico de la Figura XII.7 corresponde a los obtenidos por aquellos electrodos de medida próximos a los electrodos de corriente. Siendo máximo este voltaje en el canal de medida que corresponde al par de electrodos de corriente (en este caso es el canal Nº 1), alcanzándose en este punto, la saturación de los amplificadores de instrumentación. Por lo que los tres valores de voltaje correspondientes a las medidas en el canal de inyección y sus dos adyacentes son multiplicados por un factor de 0.1 para poder graficarlos. Los valores más bajos de voltaje corresponden a los electrodos de voltaje ubicados en la zona donde la densidad de corriente es menor por estar más alejada del par inyector de corriente (en este caso el canal de medida Nº 8).

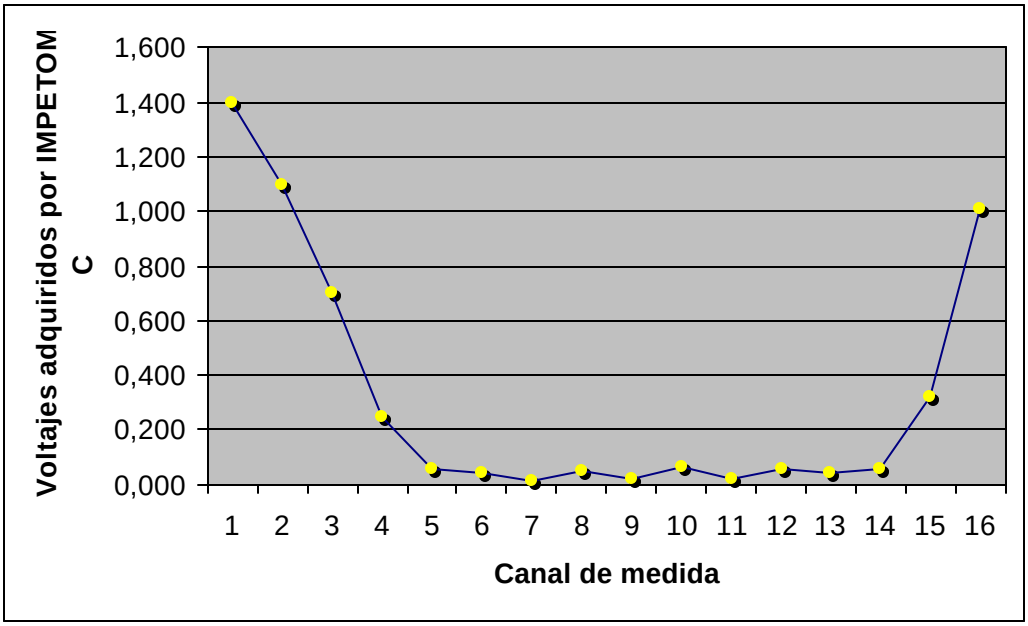


Figura XII.6 Medidas de voltaje en fantoma con objetivo entre los electrodos 2 y 3 (par de corriente Nº 1).

Si se coloca un cuerpo cilíndrico (de unos 7cm de diámetro) de menor conductividad que la solución salina cerca de la periferia del fantoma – el "objetivo" – próximo a los electrodos 2 y 3, se obtienen los valores de voltaje indicados en la Figura XII.8 para el canal de inyección Nº1 (electrodos de corriente: 1 y 2). Si se compara esta figura con la Figura XII.6, se puede apreciar que la caída en los valores de voltaje próximo a los electrodos 2 y 3 no es abrupta. Esto es debido a la mayor diferencia de voltaje entre los electrodos próximos al cuerpo de menor conductividad debido a la mayor resistencia que éste ofrece al pasaje de la corriente eléctrica.
En la Figura XII.7 se muestra el fantoma con y sin el cuerpo de baja conductividad (objetivo).



Figura XII.7 Fantoma sin y con objetivo entre electrodos 2 y 3.

XII.4 Medida de performance

Se detalla a continuación el valor de ciertos parámetros del DAS considerados como claves para el buen funcionamiento del DAS en su conjunto.

XII.4.a Generación de señales y sistema de inyección de corriente

Tal como fue visto en los capítulos V y VI, para obtener buenos resultados, la señal aplicada al paciente debe tener baja distorsión, ser estable y relativamente inmune ante los cambios en la impedancia de carga. Por lo tanto, los parámetros críticos en esta parte del sistema son:

- Distorsión de la onda de corriente inyectada introducida por los armónicos 2º y 3º.
- Voltaje de continua a la salida de la fuente de corriente (antes del condensador de desacople): es fundamental que este valor se mantenga muy pequeño ya que podría llegar a saturar los espejos de corriente y por lo tanto distorsionar la señal.
- Impedancia de salida de la fuente de corriente suficientemente grande como para evitar cambios apreciables en el nivel de la corriente inyectada ante cambios en la impedancia de carga. Como ya se mencionó, un valor aceptable es 500 kΩ.
- Defasaje lo más pequeño posible entre los picos de la señal de corriente y la señal de sincronismo a fin de evitar errores en al etapa de demodulación al medir la componente de voltaje en fase con la corriente. Se estimó el defasaje máximo permisible como la mitad del ancho del pulso usado en la demodulación, o sea 0.5µs (9º).

Distorsión armónica

Los valores obtenidos por IMPETOM-C para la distorsión armónica en la señal de corriente inyectada considerando el segundo y tercer armónico, fue de -59 dB con una impedancia de carga de 1kΩ @ 50kHz. Este valor hallado para la atenuación de los armónicos es considerado suficiente si se los compara con los –61 dB obtenidos en [27] con una impedancia de carga de 100Ω @ 100kHz.

Voltaje DC a la salida de la fuente de corriente

El voltaje de continua a la salida de la fuente de corriente medido fue de unos 0.8 mV bajo condiciones típicas de carga (Z_L=1kΩ). El valor del voltaje DC a la salida de la fuente de corriente en [27] es de 1mV aproximadamente, lo que indica un valor más que aceptable logrado por IMPETOM-C para este parámetro.

Impedancia de salida

Tal como fue indicado en el Capítulo VI "Sistema de inyección de corriente", el valor obtenido del módulo de la impedancia de salida para la fuente de corriente en IMPETOM-C, es de 560 kΩ aproximadamente. Si bien este valor es menor que el obtenido en [27] (750 kΩ @ 50kHz), está por encima de los 500 kΩ aceptados para aplicaciones en EIT [42].

Desfasaje entre la señal inyectada y la de sincronismo

El desfasaje medido entre la señal sinusoidal inyectada y el tren de pulsos de sincronismo usado en la etapa de demodulación, fue de 5º. A pesar de que no se encontraron publicaciones que indiquen este dato para poder efectuar una comparación, se está por debajo del límite de 9º antes impuesto.

XII.4.b Sistema de medida de voltajes

Relación señal a ruido en las medidas

Como fue indicado anteriormente, al ser el IMPETOM un sistema EIT pensado para la reconstrucción de imágenes dinámicas, donde una aplicación típica es el seguimiento de la evolución del edema pulmonar, la característica más importante que debe tener el sistema de medida es contar con un alto SNR. Un sistema de medida con un alto SNR será más inmune a aquellos errores aleatorios los cuales no se eliminan mediante un tratamiento diferencial de las medidas.

Para el cálculo de la SNR, se tomaron varias medidas en el fantoma para un par de corriente dado y varias medidas de cada canal de medida. En la práctica, se calcula el SNR para cada canal de medida como el cociente de la mediana (m_x) sobre la desviación estándar (σ_x) calculados para cada conjunto de medidas correspondiente a un canal [6] [43].

$$SNR_{práctico} = 20log\left(\frac{m_x}{s_x}\right)$$

Para obtener una medida del SNR lo más cerca posible de la realidad, se recomienda realizar la medida de la mediana y la desviación estándar sobre un conjunto de 2043 medidas [6] [43]. Para el caso de IMPETOM-C, el proceso de recolección de las medidas de tensión es muy tedioso, debido a la ausencia de un bloque de control que posibilite la rápida adquisición y transferencia a un PC de los datos obtenidos. Por lo que en nuestro caso se calcularon los valores para m_x y σ_x sobre un número limitado de medidas (20 para cada canal), lo que si bien no asegura la veracidad de los datos, permite brindar un estimativo.

El SNR esperado para un canal de medida se puede calcular mediante el cociente entre el cuadrado de la mediana correspondiente a un grupo de medidas obtenidas para un par de inyección dado, sobre la potencia del ruido teórico calculada en el Capítulo VII "Sistema de medida", cuyo valor es de 5.5 $X10^{-7}$ [43]. Esta potencia fue hallada bajo la hipótesis de un sistema de tiempo real (25 frames por segundo); aunque este valor surge de la exigencia que representa una aplicación de este tipo, sirve para la obtención de un buen estimativo de la SNR que se alcanzaría en la práctica, bajo el supuesto de "tiempo real".

$$SNR_{esperado} = 10 log\left(\frac{m_x^{\,2}}{5.5\times10^{-7}}\right)$$

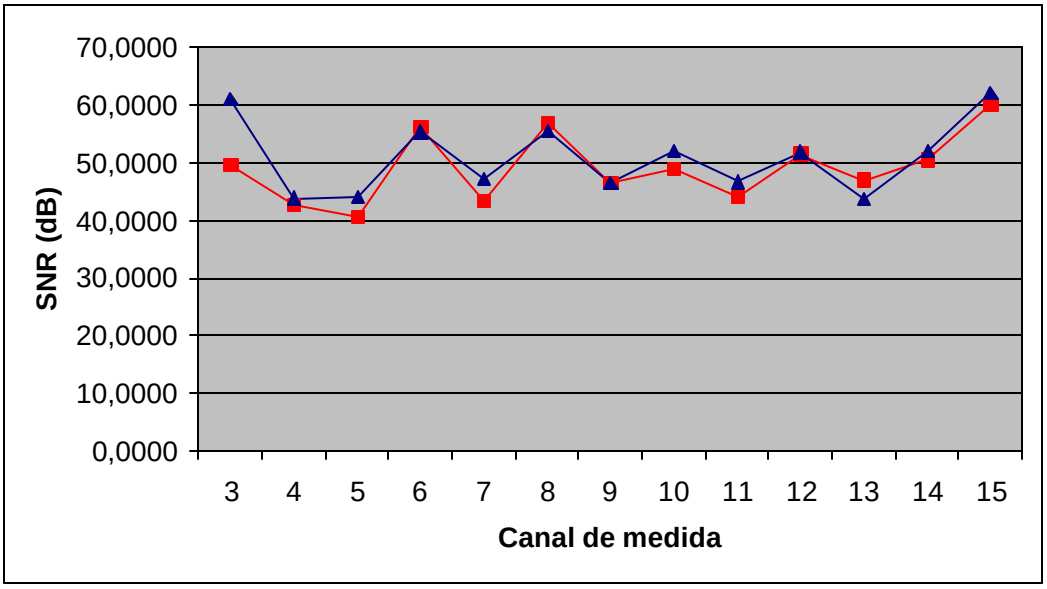


Figura XII.8 Gráfico con los valores de SNR estimados (par de inyección = Nº 1)
SNR hallado en la práctica. SNR esperado.

En la Figura XII.8 se grafican lo valores obtenidos para la SNR en cada canal de medida para el caso de utilizar los electrodos 1 y 2 como par de corriente (no se consideran los valores de voltaje obtenidos en los canales 1, 2 y 16).

Se puede comprobar que en el peor de los casos se obtiene una SNR de 40dB. Aunque la SNR mínimo está por debajo de los 60dB (equivalente a un 0.1% de ruido rms en el nivel de la señal), valor obtenido por otros grupos de trabajo en EIT [6] [46], 40dB de SNR permitirían detectar cambios del 1% en la impedancia, lo que equivale a cambios de 10 ml en volúmenes de edema pulmonar con imágenes dinámicas [53]. Por otro lado, mediante el promedio de N medidas se obtiene un incremento de $\sqrt{N}$ en

la SNR, lo que mejoraría de modo significativo la calidad de las imágenes obtenidas. Sin embargo, el promedio de las medidas, puede presentar una restricción en cuanto a la velocidad si se pretende un sistema de tiempo real. Con IMPETOM-C se presentan las medidas en paralelo por lo que se podría hacer en forma simultánea el promedio de las medidas recíprocas de tensión en un frame (ver principio de reciprocidad en el Capítulo III "Sistemas de recolección de datos"). Esto resultaría en un aumento de 3dB en la SNR.

Cálculo del CMRR

También es importante contar con un CMRR alto a los efectos de obtener datos más exactos, aunque los errores debido al voltaje de modo común se pueden considerar como errores sistemáticos ya que tienen su origen en características propias del sistema como son desbalances entre las impedancias de los electrodos tanto de corriente como de voltaje (ver Capítulo VI "Sistema de Inyección de Corriente") y del rechazo al modo común finito en los amplificadores de instrumentación [46][6].

Se calculó del CMRR para cada canal de medida de voltaje (sin usar cables ni electrodos). En la tabla XII.1 se indican los valores hallados para cada canal de medida al inyectar un voltaje de modo común de 200mV en cada uno de ellos.

Canal de medida	CMRR medido (dB)
1	54
2	53
3	59
4	58
5	57
6	52
7	61
8	52
9	62
10	53
11	56
12	57
13	59
14	53
15	53
16	50

Tabla XII.1 Valores de CMRR medidos en cada uno de los 16 canales de medida.

Un CMRR de 60dB logra compensar los errores de modo común introducidos por un desbalance de 1kΩ en los electrodos [6], por lo que los valores obtenidos por IMPETOM-C son considerados como aceptables.

XII.4.c Reconstrucción de una imagen en fantoma

Como comprobación final del funcionamiento de IMPETOM, se obtuvo la reconstrucción de una imagen en un fantoma.
A partir los dos conjuntos de datos obtenidos en un fantoma (XII.3), y tomando como referencia el conjunto de valores correspondiente a la situación sin el objetivo, y el conjunto de valores obtenidos con el objetivo (ubicado entre los electrodos 2 y 3) como *set de datos*, se reconstruyó mediante algoritmos de IMPETOM-I, la imagen resultante

de tener un cuerpo de baja conductividad en un medio homogéneo conductor. Los resultados se muestran en la Figura XII.9.

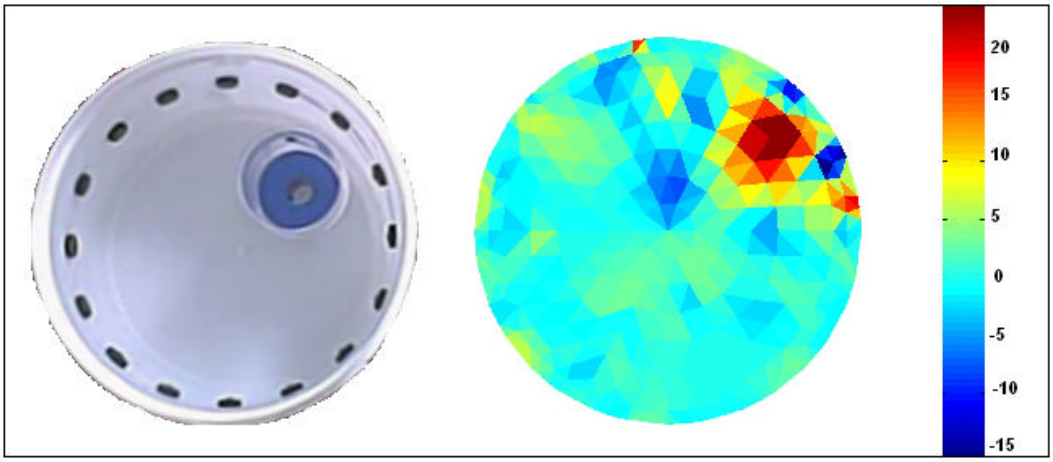


Figura XII.9 Imagen reconstruida: se observa el fantoma con el objetivo entre los electrodos 2 y 3, y la imagen que se reconstruyó a partir de los datos relevados. Las zonas en azul corresponden a aquellas que presentan baja resistividad, mientras que las zonas en rojo representan aquellas de alta resistividad. (La escala de resistividad va de 20 ohm/cm hasta –15 ohm/cm).

La reconstrucción se realizó con el algoritmo de Newton-Raphson (iterativo) con un coeficiente de regularización $\lambda=4e^{-5}$, en dos iteraciones.
Las zonas más oscuras son las de menor conductividad mientras que las más claras corresponden a las zonas menos resistivas.

La falta de definición en los contornos y la presencia de claroscuros en la zona homogénea del fantoma en la imagen reconstruida, revela la necesidad de aumentar la SNR, lo que se logra promediando medidas, tal como se comentó en XII.4.b. De todos modos la imagen obtenida, muestra claramente dos zonas principales: una de baja conductividad correspondiente al "objetivo" y la otra de mayor conductividad correspondiente a la solución salina. Esto, sumado a que no se realizaron promedios de los datos de voltaje (dado lo engorroso de la recolección de los mismos al no contar con una interfaz con un PC), demuestra la capacidad de poder reconstruir imágenes a partir de cambios en la conductividad mediante datos obtenidos por IMPETOM-C.

XII.5 Conclusiones

Esta sección resume el trabajo llevado a cabo durante el desarrollo del proyecto. Se discute además acerca de los lineamientos a seguir en los trabajos futuros necesarios para continuar con el desarrollo de IMPETOM.

XII.5.a Literatura en EIT

Dada la poca experiencia que existe a nivel mundial en EIT, y más precisamente en Uruguay donde es nula, este proyecto tuvo una etapa importante de investigación, siendo los *papers* publicados en revistas especializadas y algunas pocas tesis disponibles, desarrolladas en universidades europeas, la única fuente de información. Estos papers ayudaron no solo a conocer la experiencia existente en EIT sino que

fueron la fuente más importante de información donde poder entender los complejos temas involucrados.

XII.5.b Diseño del DAS

Originalmente la aspiración del proyecto IMPETOM-C fue implementar toda la circuitería necesaria para poder brindar al algoritmo de reconstrucción (desarrollado por el grupo IMPETOM-I), los datos de voltaje digitalizados como para poder lograr imágenes que permitieran visualizar zonas donde se produjera un cambio de la conductividad en el tiempo. Durante el desarrollo del proyecto, el grupo, que originalmente era de tres integrantes, pasó a estar formado solamente por dos. Por otro lado, durante el transcurso de la investigación se descubrieron nuevos aspectos en el diseño que originalmente no fueron previstos. Estos aspectos incluyen entre otros las dificultades originadas en la obtención y procesamiento de señales biológicas muy pequeñas en medio de una gran cantidad de fuentes de error. Por esto se tuvieron que diseñar y adoptar varias técnicas tendientes a eliminar estos errores en el circuito para poder brindar medidas confiables. Esto se suma al hecho de que todos los grupos que desarrollan sistemas EIT a nivel mundial, están formados por un equipo multidisciplinario de varias personas [25]. Todos estos factores hicieron que el objetivo final del proyecto IMPETOM-C se limitara a la construcción de un sistema de adquisición de datos para EIT. Por tanto, luego de un importante trabajo de investigación se implementó un diseño para el DAS muy robusto y confiable. Por otra parte, se consideraron aspectos de seguridad del paciente como ser frecuencia y nivel de la señal inyectada y aislación con respecto a la red eléctrica, lo que permitiría su uso en aplicaciones en pacientes.

XII.5.c Trabajo futuro

Por lo explicado en al sección anterior, es necesario un desarrollo futuro de un bloque de control el cual deberá implementar el control digital de los multiplexores para establecer la secuencia que debe seguir el par de electrodos de corriente que posibilite la obtención de un “frame” de datos. Por otro lado, el bloque de control deberá realizar la conversión A/D de los voltajes obtenidos. Dado el amplio rango dinámico de las medidas obtenidas en EIT, previo a la conversión A/D debe existir una etapa de ganancia programable implementada mediante dispositivos denominados PGA (Programmable Gain Amplifiers), cuya ganancia es controlada digitalmente. La ganancia para cada medida dependerá de la posición relativa de los electrodos de inyección con los electrodos de medida, siendo mayor la ganancia que se debe aplicar a aquellas medidas que corresponden a los electrodos más alejados del par inyector de corriente. Si no se incluye esta etapa de ganancia ajustable previo a la conversión A/D los errores de cuantificación serán muy grandes para las señales más pequeñas.
Una vez digitalizados los valores de voltaje obtenidos por el DAS, el bloque de control debe transferir estos datos a un PC mediante una correcta aislación (ver Capítulo VIII “Seguridad del Paciente”), para su posterior procesamiento en el algoritmo de reconstrucción.
Para la interfaz entre el DAS y el bloque de control, se previeron varias entradas (A0-A3, B0-B3 y EN_MUX) y salidas (REF_SINC, REF_SAT) digitales con niveles TTL compatibles, así como también se brindan salidas analógicas que corresponden al nivel de referencia que utilizan las entradas digitales del DAS. Se brinda acceso además en forma simultánea a las 16 medidas en paralelo correspondiente a los 16 canales de medida. Todas las salidas se encuentran debidamente aisladas de la red eléctrica.

En otro orden de cosas, los sistemas de medida y de inyección de corriente fueron diseñados previendo la posibilidad de poder adquirir datos con una velocidad de 25 frames por segundo. Esta velocidad permitiría el monitoreo de eventos relacionados con la actividad cardiaca y además permite la compatibilidad con la velocidad de video según con los estándares europeos de video [6].

Al trabajo antes mencionado a realizarse en el futuro, habría que agregarle el comienzo de pruebas en clínica y posteriores experimentos en reconstrucción para poder completar la investigación y el desarrollo en EIT que al día de hoy cuenta con un importante grado de avance en el Núcleo de Ingeniería Biomédica.

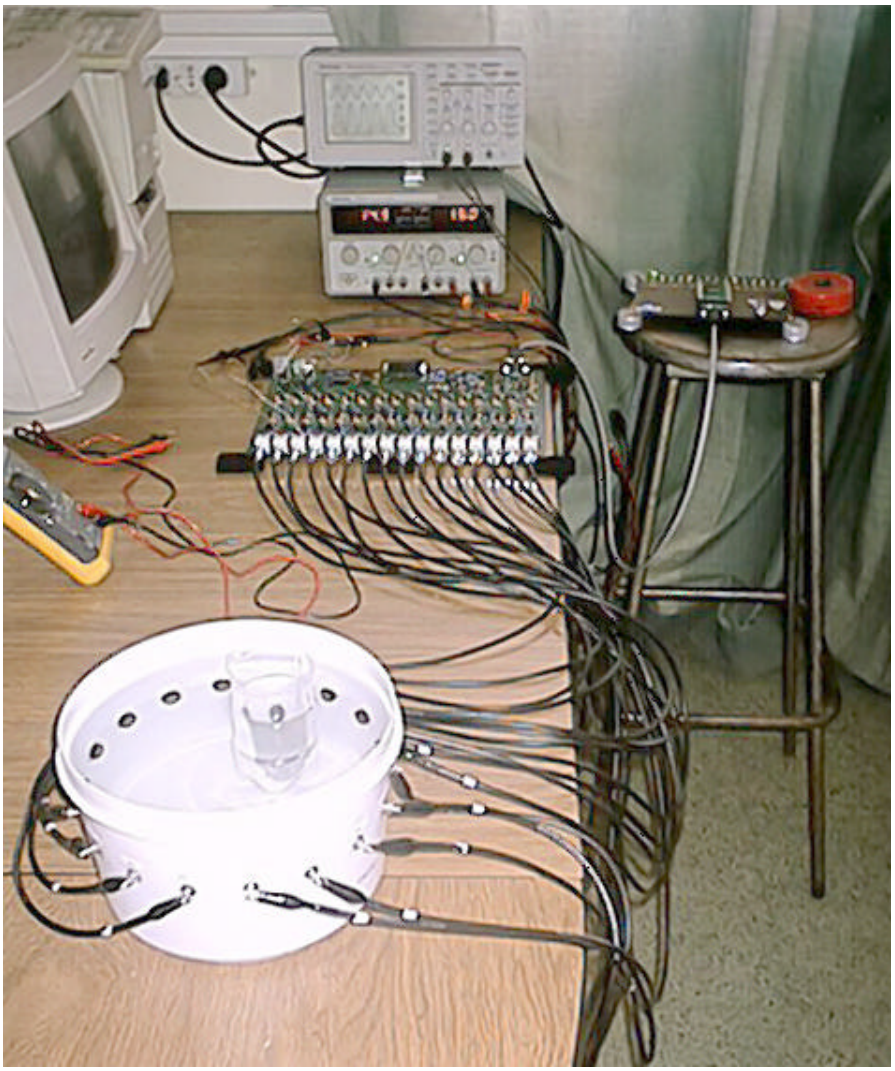


Figura XII.10 Proyecto IMPETOM-C.

REFERENCIAS

[1] Christopher Denyer. “Electronics for real-time and three-dimensional Electrical Impedance Tomographs”. *Oxford Brookes University Thesis, 1996.*

[2] D. M. Otten, B. Rubinsky. “Cryosurgical monitoring using bioimpedance measurements – A feasibility study for EIT”. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 47. Nº 10, pp. 1376-1381, Octubre 2000 .*

[3] Peter Metherall. “Three Dimensional Electrical Impedance Tomography of the Human Thorax”. *University of Sheffield Thesis, 1998.*

[4] N. C. Harris, A. J. Suggett, D. C. Barber, B. H. Brown. “Applications of applied potential tomography (APT) in respiratory medicine”. *Clinical Phys. Phsiol. Meas., Vol. 8, Suppl. A, pp. 155-165, 1987.*

[5] B. Brown, D. C. Barber. “Electrical Impedance Tomography”. *Article published by the IEE, Savoy Place, London – UK, 1994.*

[6] R. Smith, I. Freeston, B. Brown. “A Real-Time Electrical Impedance Tomography System for Clinical Use-Design and Preliminary Results”. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 42, Nº2, pp. 133-140, Febrero 1995.*

[7] P. Riu, J. Rosell, R. Pallás-Areny. “In vivo static imaging for the real and the reactive parts in EIT using multifrequency techniques”. *Universitat Politècnica de Catalunya, España, 1992.*

[8] D. Barber, B. Brown. “Imaging with electricity: Report of the European Concerted Action on Impedance Tomography”. *Journal of Medical Engineering & Technology, Vol. 21, Nº 6, pp. 201-232, 1997.*

[9] A. Adler, R. Guardo. “Impedance imaging of lung ventilation: do we need to accounting for chest expansion?”. *Ecole Polytechnique et Université de Montréal, 1995.*

[10] P. Edic, C. Newell. “A real time Electrical Impedance Tomograph”. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 42. Nº 9, pp. 849-859, Setiembre 1995.*

[11] E. J. Woo, P. Hua. “Measuring Lung Resistivity Using Electrical Impedance Tomography”. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 39. Nº 7, pp. 756-760, Julio 1992.*

[12] C. Leod, F. Lidgey, Q. Zhu. “Multiple Drive EIT Systems”. *Oxford Polytechnic, IEEE publication, 1992.*

[13] N. Avis, D. Barber. “Adjacent or Polar Drive ? : Image reconstruction implications in EIT systems employing filtered back projection”. *University of Sussex & University of Sheffield, UK, 1992.*

[14] J.C. Newell. “A status report for medical impedance imaging”. *Rensselaer Polytechnic Institute, USA, 1996.*

[15] Y. Shi, C. W. Denyer. " High speed in vivo chest impedance imaging with OXBACT Mark III". *Oxford Brookes University, 1996.*

[16] A. Adler, R. Guardo. "Imaging of pulmonary edema with Electrical Impedance Tomography". *Ecole Polytechnique et Université de Montréal, 1997.*

[17] A. Adler, R. Guardo. "Monitoring changes in lung air and liquid volumes with electrical impedance tomography". *Special Communications, pp. 1762-1767, 1997.*

[18] A. Adler, R.Guardo. "Monitoring of lung volume in dogs with EIT". *18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, pp. 776-777. Amsterdam 1996.*

[19] N. Harris, B. Brown, D. Barber. "Continuous monitoring of lung ventilation with EIT". *Department of Medical Physics and Clinical Engineering, Royal Hallamshire Hospital, Sheffield, UK, 1992.*

[20] B. Rigaud, P. Record. "Active electrodes for Electrical Impedance Tomography. The limitation of active stray capacitance compensation. *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Vol. 13. Nº 4, pp. 1587-1588, 1991.*

[21] P. A. T. Pinheiro, W. Loh. "Optimal sized electrodes for electrical resistance tomography". *Electronics Letters, Vol. 34, Nº 1, pp. 60-70, 8 de enero de 1998.*

[22] R. Guardo, C. Boulay. "Micro-controller based active electrodes for Impedance Tomography". *Ecole Polytechnique et Université de Montréal, 1994.*

[23] B. H. Brown. mail. *18/12/2000. University of Sheffield*

[24] B. H. Brown. mail. *31/1/2001. University of Sheffield*

[25] Ramón Bragos. Mail 9/11/2000. *Universidad Politécnica de Cataluña, España.*

[26] P. Hua, E. Woo, J. Webster. "An Electric Impedance Tomograph using compound electrodes". *IEEE Engineering in Medicine & Biology Society –11th Annual International Conference, pp. 472-473, 1989.*

[27] Ramon Bragós, Javier Rossell y Pere Riu. "A wide-band AC-coupled current source for electrical impedance tomography". *Physiological Measurements, pp. A91-A99, 1994.*

[28] Adel Sedra, Kenneth Smith. "Circuitos microelectrónicos".

[29] Documentación de IMPEMAT.

[30] R. Tai, H. Wu. "An experimental Electrical Impedance Tomography system". *Monash University, Australia, 1993.*

[31] C. Koukourlis, G. Kyriacou. "A 32-electrode data collection system for EIT". *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 42, Nº 6, pp. 632-636, Junio 1995.*

[32] R. Guardo, C. Boulay. "An experimental study in EIT using backprojection reconstruction". *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 38, Nº 7, pp. 617-627, Julio 1991.*

[33] A. Hartov, R. Mazzarese. "A multi-channel continuosly-selectable multi-frequency electrical impedance spectroscopy measurement system". *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Julio 1998.*

[34] O. Casas, J. Rossell, R. Bragós. "A parallel broadband real-time system for electrical impedance tomography". *Physiological Measurements, pp. A1-A6, 1996.*

[35] J. Rossell, P. Riu. "Common-mode feedback in electrical impedance tomography". *Clinical Phys. Physiol. Meas., Vol. 13, Suppl. A, pp. 11-14, 1992.*

[36] P. Riu, J. Rosell. "Multi-frequency static imaging in electrical impedance tomography: Part 1 instrumentation requirements". *Med. & Biol. Eng. & Comput., pp. 784-792, 1995.*

[37] B. H. Brown. mail. *15/10/2001. University of Sheffield*

[38] Applications of the CA3080 High-Performance Operational Transconductance Amplifiers. *Intersil.*

[39] R. Chaoshi, A. Yuan. "Development of electrical bioimpedance technology in the future". Proceedings of the 29th Annual Conference of the IEEE Engineering Medicine and Biology Society, Vol. 20, Nº 2, pp. 1052-1054, 1998.

[40] A. Zapata, P. Rosell. "Electrical Impedance Tomography: An electronic design, with adaptive voltage measurements and a phantom circuit for research in the epilepsy field". *Proceedings – 19th International Conference –IEEE/EMBS, Chicago USA, pp. 867-868, Octubre 1997.*

[41] K. Ogata. "Ingeniería de Control Moderna".

[42] B. H. Brown. mail. *17/09/2002. University of Sheffield*

[43] A. Sinton, B. Brown. "Noise and spatial resolution of a real-time Electric Impedance Tomograph". *Clinical Phys. Phsiol. Meas., Vol. 13, Suppl. A, pp. 125-130, 1992.*

[44] I. D. Schneider. "A programmable DDS waveform generator for EIT". *University of Wales Cardiff, 1996.*

[45] J. Hutchison, V. Kulkarni. "A novel 16-electrode impedance imaging system". *University of Aberdeen, 1995.*

[46] O. Casas, J. Rosell. "Contribución a la obtención de imágenes paramétricas en tomografia de impedancia eléctrica para la caracterización de tejido biológicos". *PhD Thesis. Universidad Politécnica de Catalunia, 1998*

[47] O. Casas, R. Payas-Areny. "Signal to noise ratio in bioelectrical impedance measurement using synchronous sampling". *Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Maryland, Noviembre 1994.*

[48] Valdir Noll. “Amplificadores operacionais”.

[49] C. Koukorlis, V. Trigonidis. “Differential synchronous demodulation for small-signal amplitude estimation”. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 42, Nº 5, pp. 926-931, Octubre de 1993.*

[50] Report. "Bioelectric Impedance Measurements Using Synchronous Sampling"

[51] Pallás-Areny R. and Casas O. "Analog Front End for Bioimpedance Measurements Based on the Floating Capacitor Technique". *Innov. Tech. Biol. Med.,* Vol. 15, Nº especial 1, 1994

[52] "Electrical Impedance Measurements by Synchronous Sampling Applied to Square Waveforms".

[53] A. V. Shahidi, R. Guardo. “On the monitoring of pulmonary edema by EIT”. *Ecole Polytechnique et Université de Montréal, 1994.*

[54] B. H. Brown. mail. *24/9/2002. University of Sheffield*

[55] Kerry Lacanette. “A Basic Introduction to Filters – Active, Pasive and Switched Capacitor”. *National Semiconductor*, *Application Note 779, April 1991.*

[56] John G. Webster. “Medical Intrumentation. Application and Design”. *Third edition.*

[57] Edic PM, Saulnier GJ, Newell JC, Isaacson D. (1995). “A real-time electrical impedance tomograph”. *IEEE Trans Biomed Eng Vol. 42, pp. 849-59.*

[58] P. Riu, R. Bragós, J. Rossell. “Broadband quasi-differential multifrequency electrical impedance imaging system”. *Physiological Measurements, pp. A39-A47, 1996.*

[59] W. Wang, B. H. Brown, D. C. Barber. “Signal processing for noise equalization within EIT images”. *Department of Medical Physics and Clinical Engineering. Sheffield University, UK, 1995.*

[60] UltraCAD Design, Inc. "Ground Plane 101". *Printed Circuit Design Magazine, Octubre, 1997.*

[61] UltraCAD Design, Inc. "Ground Bounce Part1". *Printed Circuit Design Magazine, Agosto y Diciembre, 1997.*

[62] UltraCAD Design, Inc. "Loop Areas". *Printed Circuit Design Magazine, Enero, 1999.*

[63] UltraCAD Design, Inc. " The effects of vias on PCB traces ". *Printed Circuit Design Magazine, Enero, 1999.*

[64] UltraCAD Design, Inc. " 90 Degree Corners ". *Printed Circuit Design Magazine, Enero, 1998.*

[65] A. Hampshire, B. Brown. “Multifrequency and parametric EIT images of neonatal lungs”. *Physiological Measurements, pp. A175-A189, 1995.*