

Proyecto Fin de Carrera

Ingeniería Superior Industrial

Estudio de parámetros clave en acoplamiento galvánico IBC: análisis mediante elementos finitos

Autor: Pablo Luis del Campo Caballero

Tutora: Dra. D^a. Laura María Roa Romero

Dep. Ingeniería de Sistemas y Automática
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016



Proyecto Fin de Carrera
Ingeniería Superior Industrial

Estudio de parámetros clave en acoplamiento galvánico IBC: análisis mediante elementos finitos

Autor:

Pablo Luis del Campo Caballero

Tutora:

Dra. D^a. Laura María Roa Romero

Catedrática de Universidad

Dep. Ingeniería de Sistemas y Automática

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016

Proyecto Fin de Carrera: Estudio de parámetros clave en acoplamiento galvánico IBC: análisis mediante elementos finitos

Autor: Pablo Luis del Campo Caballero

Tutora: Dra. D^a. Laura María Roa Romero

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2016

El Secretario del Tribunal

A mis padres

Agradecimientos

Este proyecto se lo debo a cada una de las personas que me han ayudado a hacerlo posible, por ello, dedico estas palabras de agradecimiento a dichas personas. En primer lugar quiero agradecer a mi tutora, Laura M^a Roa Romero, la oportunidad que me ha brindado de realizar este proyecto así como el enfoque tan interesante de investigación. También quiero agradecerle su práctica ayuda en todos los aspectos de gestión y su supervisión. En segundo lugar quiero agradecerle a María Amparo Callejón toda su dedicación y entrega que ha volcado en mí, la paciencia que ha mostrado durante los diferentes problemas que han surgido en este proyecto (que no han sido pocos) y toda su ayuda y tiempo invertidos. Sin duda ha sido un faro de guía que me ha marcado el camino correcto en todos los momentos en que me he sentido perdido ante el mundo nuevo que es para mí la técnica IBC en la bioingeniería. Realmente he aprendido mucho de ella a lo largo de este trayecto. También quiero agradecer a David Naranjo sus aclaraciones a lo referente a la implementación IBC así como los datos que me proporcionó que me permitieron evaluar el efecto de los electrodos sobre la señal.

Por otro lado, me gustaría agradecer enormemente a Blanca Mazzini todo su tiempo y toda su ayuda sustituyéndome numerosas veces a la hora de realizar los trámites institucionales así como el interés y apoyo mostrados en todo momento. Por último, quiero agradecer a mis padres los estudios que me han proporcionado y todo su apoyo durante la carrera especialmente en los momentos más duros.

Resumen

Las limitaciones de las actuales tecnologías de comunicación inalámbrica por radiofrecuencia (RF) para las aplicaciones de bio-sensores y bio-dispositivos de muy reducido tamaño establecen la necesidad de una tecnología de comunicación de menor consumo y corto alcance. Ante esta necesidad surgen las técnicas de comunicaciones intracorporales (IBC) que utilizan el cuerpo humano como medio de transmisión de señales eléctricas para la intercomunicación de dispositivos sobre la superficie del cuerpo o implantados. Dichas señales se generan mediante pares de pequeños electrodos situados en el cuerpo con diferentes formas de acoplo, principalmente acoplamiento galvánico y capacitivo. El uso de pequeños electrodos y señales de baja amplitud se traduce en un conjunto de ventajas en términos de disminución de consumo, miniaturización y minimización de interferencias con respecto a las técnicas RF.

Pese a todo, en la implementación de prototipos de sistemas IBC se carece de una metodología de diseño clara debido a que todavía se desconocen los mecanismos de la transmisión de señales a través del cuerpo humano en acoplamiento galvánico. Por otro lado, aunque el IBC es un tema de investigación recurrente, se observa diversa disparidad en los resultados experimentales debido a los diferentes montajes experimentales, instrumentación, frecuencia de operación, transeptores y las características corporales únicas de los sujetos entre otras cosas. Por ello, resulta indispensable el estudio del cuerpo humano como canal de comunicación y la obtención y validación de modelos de canal. El objetivo de este proyecto es el estudio de la influencia de diferentes parámetros sobre las variaciones que sufren diversas variables bioeléctricas como la bioimpedancia, el campo eléctrico, el porcentaje de corriente que atraviesa cada tejido o la atenuación de la señal usando para ello un modelo computacional 3D de elementos finitos del brazo humano que implementa el método de acoplamiento galvánico. Estas variables nos permiten profundizar en los mecanismos eléctricos a nivel de tejido.

Finalmente se extraen conclusiones relacionadas con algunos de los mecanismos de transmisión como el comportamiento del flujo eléctrico a través de los tejidos, la influencia de la resistencia de carga sobre la medida, las consideraciones de utilizar alimentación a tensión constante o intensidad constante, la influencia de la impedancia producida por la interfaz electrodo-piel o la influencia de la anisotropía en la conductividad del músculo sobre la atenuación.

Abstract

The limitations of the current communication wireless RF technologies for the applications based on the use of bio-sensors and bio-devices with very small size establish the need of a kind of communication technology with less energy consume and a reduced range. This need is met by the emerging intra-corporal communication (IBC) techniques which use the human body as a communication channel for electric signals that interconnect devices placed over the skin or implanted. These signals are generated by couples of small electrodes placed over the skin with different coupling methods, mainly galvanic coupling and capacitive coupling. The use of small electrodes and low amplitude signals provides full benefits in terms of energy optimization, miniaturization and interferences reduction against RF technologies.

Despite all of this, the implementation of IBC prototypes lacks clear design methodology due to unidentified signal transmission mechanisms through human body in galvanic coupling. In the other hand, although IBC is a hot topic research, there is a deviation in the experimental results of different authors due to the differences of the setups, the measurement devices, operating frequencies, transceivers, unique corporal features of the bodies, etc. For this reason, it is indispensable the study of the human body as a communication channel and the acquisition and validation of channel models. The purpose of the project is the study of the some key parameters influence over the variation of different bioelectric variables such as the bioimpedance, the electric field, the current that flows in each human tissue or signal attenuation using for this study a computational 3D FEM model of a human arm in galvanic coupling method. These variables are key to understand the electric mechanism from the human tissue point of view.

Finally, different conclusions are extracted regarding some transmission mechanism such as the electric signal behavior through human tissues, the influence of load resistance over the measure, the considerations about powering with constant voltage or constant current, the influence of the skin-electrode impedance or the influence of the anisotropy in the muscle conductivity over the attenuation.

Acrónimos

AES	Advanced Encryption Standard
BAN	Body Area Network
BLE	Bluetooth Low Energy
FDTD	Finite-difference time-domain
FEM	Finite Element Method
GIB	Grupo de Ingeniería Biomédica
IBC	Intrabody Communication
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IoT	Internet of Things
RF	Radio Frecuencia
RX	Par de electrodos del receptor
TX	Par de electrodos del transmisor
UWB	Ultrawideband
WBAN	Wireless Body Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WSN	Wireless Sensor Network

Índice

Agradecimientos	ix
Resumen	xi
Abstract	xiii
Acrónimos	xiv
Índice	xv
Índice de Tablas	xvii
Índice de Figuras	xix
1 Introducción	23
1.1 <i>Antecedentes</i>	23
1.1.1 Introducción a las Redes de Área Corporal (BAN)	23
1.1.2 Problemática de las BAN actuales	25
1.1.3 IBC como alternativa a tecnologías RF	26
1.1.4 Técnicas de acoplamiento IBC	28
1.1.5 Diferencias de acoplamiento galvánico y capacitivo	31
1.2 <i>Justificación</i>	32
1.3 <i>Objetivos</i>	32
1.4 <i>Estructura del proyecto</i>	33
2 Material y Métodos	35
2.1 <i>Revisión de modelos de canal corporal</i>	35
2.1.1 Introducción a los modelos de canal de cuerpo humano	35
2.1.2 Antecedentes modelos FEM	36
2.2 <i>Modelo computacional 3D empleado</i>	37
2.3 <i>Aspectos teórico-técnicos de las simulaciones desarrolladas</i>	42
2.3.1 Aspectos generales	42
2.3.2 Evaluación del efecto de la interfaz electrodo-piel	44
2.3.3 Comparación entre alimentación a tensión constante o intensidad constante	48
2.3.4 Evaluación de la influencia de la resistencia de carga sobre la atenuación	48
2.3.5 Análisis de la influencia del diámetro del brazo	48
2.3.6 Análisis de la influencia de las variaciones de espesor de tejido graso y muscular	49
2.3.7 Evaluación del efecto de la conductividad del músculo	49
2.3.8 Análisis de la anisotropía en la conductividad del músculo	50
3 Resultados y discusión	51
3.1 <i>Resultados de la evaluación del efecto de la interfaz electrodo-piel</i>	51
3.1.1 Modelos de electrodos de Cu y AgCl reportados en la literatura	51
3.1.2 Modelo de electrodos basado en datos experimentales obtenidos en el GIB	56
3.1.3 Análisis influencia de la impedancia de contacto en la atenuación	59
3.2 <i>Resultados de la comparación entre alimentación a tensión constante o intensidad constante</i>	60
3.3 <i>Resultados de la evaluación de la influencia de la resistencia de carga sobre la atenuación</i>	62

3.4	<i>Resultados del análisis de la influencia del diámetro del brazo</i>	63
3.5	<i>Resultados del análisis de la influencia de las variaciones de espesor de tejido graso y muscular</i>	66
3.6	<i>Resultados de la evaluación del efecto de la conductividad del músculo</i>	69
3.7	<i>Resultados del análisis de la anisotropía en la conductividad del músculo</i>	72
4	Conclusiones del proyecto	77
	Referencias	79
	Anexo	85

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 – Comparación entre las especificaciones IBC y RF en el IEEE 802.15.6	27
Tabla 2 – Diferencias entre acoplamiento galvánico y capacitivo	31
Tabla 3 – Antecedentes modelos FEM	36
Tabla 4 – Parámetros geométricos del modelo FEM de referencia	38
Tabla 5 – Parámetros de la ecuación de Cole extraídos de [78]	39
Tabla 6 – Valores de los parámetros del modelo de impedancia de contacto de electrodos AgCl y Cu	46
Tabla 7 – Valores de los parámetros del modelo de impedancia de contacto del electrodo en el caso GIB 47	
Tabla 8 – Densidad de corriente para distintas longitudes de canal y anisotropía en la conductividad del músculo	74

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema de una BAN	23
Figura 2 – Niveles de interoperabilidad	24
Figura 3 – Relación capacidad/peso para distintos tipos de baterías	25
Figura 4 – Duración de una batería con cosechador de energía	26
Figura 5 – Esquema del acoplamiento galvánico	28
Figura 6 – Esquema del acoplamiento capacitivo	30
Figura 7 – Esquema del modelo de computacional empleado	37
Figura 8 – Modelo computacional en COMSOL	40
Figura 9 – Permitividad relativa de los tejidos	41
Figura 10 – Conductividad de los tejidos	41
Figura 11 – Mallado implementado para el modelo FEM computacional	42
Figura 12 – Esquema del cálculo de la atenuación en el canal IBC galvánico del modelo FEM empleado	43
Figura 13 – Esquema interfaz metal-electrolito	44
Figura 14 – Esquema de la interfaz electrodo-piel	44
Figura 15 – Circuito equivalente de impedancia de contacto electrodo-piel	45
Figura 16– Valores de la impedancia de electrodos de AgCl y cobre	46
Figura 17 – Modelos para las impedancias de contacto electrodo-piel	51
Figura 18 – Parámetros de los modelos de impedancia de contacto	52
Figura 19 – Conductividad y permitividad de los modelos de impedancia de contacto	52
Figura 20 – Capacidad superficial y resistencia superficial de los modelos de impedancia de contacto	53
Figura 21 – Respuesta frecuencial de la bioimpedancia de los dos modelos de impedancia de contacto	53
Figura 22 – Diagrama de Cole para los dos modelos de impedancia de contacto	54
Figura 23 – Diferencia corriente inyectada entre el modelo de referencia y los modelos de impedancia de contacto	54
Figura 24 – Diferencia de atenuación entre los modelos de impedancia de contacto y el modelo de referencia	55
Figura 25 – Parámetros del modelo de impedancia de contacto del caso GIB	56
Figura 26 – Capacidad superficial y resistencia superficial del modelo de impedancia de contacto del caso GIB	56
Figura 27 – Respuesta frecuencial de la bioimpedancia del modelo de impedancia de contacto del caso GIB	57
Figura 28 – Diagrama de Cole para el modelo de caso GIB	57
Figura 29 – Diferencia corriente inyectada entre el modelo de referencia y el modelo de impedancia de contacto del caso GIB	58

Figura 30 – Diferencia de atenuación entre el modelo de impedancia de contacto caso GIB y el modelo de referencia	59
Figura 31 – Influencia de la impedancia de contacto electrodo-piel sobre la atenuación	60
Figura 32 – Comparación de los valores de tensión e intensidad entre la alimentación a corriente y a voltaje constante.	61
Figura 33 – Perfiles de campo eléctrico a través de los tejidos para los dos métodos de alimentación	62
Figura 34 – Influencia de la resistencia de carga sobre la atenuación	62
Figura 35 – Influencia del diámetro del brazo sobre la atenuación	63
Figura 36 – Porcentaje de corriente a través de la grasa para distintos diámetros del brazo	64
Figura 37 – Porcentaje de corriente a través del músculo para distintos diámetros del brazo	64
Figura 38 – Porcentaje de corriente a través de la piel para distintos diámetros del brazo	65
Figura 39 – Bioimpedancia en función del diámetro del brazo	65
Figura 40 – Atenuación para varias proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)	66
Figura 41 – Diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia para varias proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)	67
Figura 42 – Porcentaje de corriente a través del músculo para distintas proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)	67
Figura 43 – Porcentaje de corriente a través de la grasa para distintas proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)	68
Figura 44 – Porcentaje de corriente a través de la piel para distintas proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)	68
Figura 45 – Porcentaje de corriente a través del hueso para distintas proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)	69
Figura 46 – Influencia de la conductividad del músculo sobre la atenuación	69
Figura 47 – Porcentaje de corriente a través del músculo para distintos valores de conductividad del músculo	70
Figura 48 – Porcentaje de corriente a través de la grasa para distintos valores de conductividad del músculo	70
Figura 49 – Porcentaje de corriente a través de la piel para distintos valores de conductividad del músculo	71
Figura 50 – Porcentaje de corriente a través del hueso para distintos valores de conductividad del músculo	71
Figura 51 – Atenuación para diferentes longitudes de canal y conductividad del músculo anisotropía	72
Figura 52 – Atenuación a frecuencia de 40 kHz en función de la longitud de canal para anisotropía en la conductividad del músculo	73
Figura 53 – Densidad de corriente a través del brazo para isotropía en la conductividad del músculo	75
Figura 54 – Densidad de corriente a través del brazo para anisotropía en la conductividad del músculo	75

1 INTRODUCCIÓN

El presente documento es un reporte del proyecto de fin de carrera basado en las técnicas de comunicaciones intracorporales para la transmisión de señales, las cuales utilizan el cuerpo humano como medio de transmisión. Todo ello enmarcado en el contexto de las líneas de investigación del Grupo de Ingeniería Biomédica (GIB) de la Universidad de Sevilla y, concretamente, en el estudio de mecanismos de transmisión de acoplamiento galvánico mediante modelos computacionales basados en FEM.

A continuación se presentan los antecedentes de dicho trabajo basados en una breve descripción de las tecnologías IBC, así como la justificación de la motivación de este proyecto en base a la problemática encontrada y la necesidad de estudios computacionales más exhaustivos que aclaren los mecanismos de transmisión en el cuerpo humano. Finalmente se presentan los objetivos y la estructura de este documento.

1.1 Antecedentes

1.1.1 Introducción a las Redes de Área Corporal (BAN)

En los últimos años han proliferado las redes inalámbricas de sensores (de sus siglas en inglés WSN) debido a la miniaturización de los sistemas electrónicos y embebidos y la aparición de nuevos estándares de comunicación idóneos para estas tecnologías como IEEE 802.15.4 [1] (y su especificación 802.15.4a, UWB) o Bluetooth Low Energy [2]. Numerosos proyectos de investigación y aplicaciones basadas en WSN surgen año tras año y, con el nacimiento del concepto de Internet de las Cosas (IoT) y su repentino auge, se espera que la interconexión de dispositivos (sensores, actuadores, procesadores) cobre un peso aún mayor.

En este marco histórico nacen las aplicaciones de redes de dispositivos orientadas al ámbito de la salud y, como un dominio concreto, orientadas a la salud del ser humano. Se trata de las redes de área corporal (en sus siglas en inglés BAN o WBAN) [3] [4]. Los elementos (nodos) de la red de área corporal se sitúan en las inmediaciones del cuerpo humano, directamente en la superficie de la piel o incluso a nivel subcutáneo. Estos nodos, que se caracterizan por ser dispositivos de baja potencia, pequeño tamaño y baja complejidad [5], son, por norma general, sensores y actuadores que miden características físicas y parámetros fisiológicos como nivel de glucosa en sangre, actividad cardíaca, movilidad, temperatura, etc. [6] [7] [8] [9]. En la Figura 1 se esquematiza una posible BAN para una persona con diabetes.

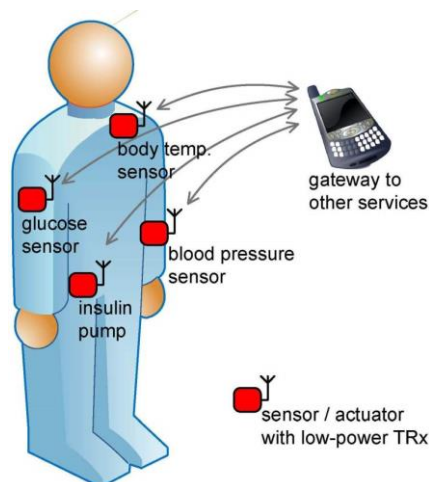


Figura 1 – Esquema de una BAN¹

¹ autor: Manuel Delgado-Restituto investigador de CNM-CSIC Sevilla

En el ejemplo mostrado, el sensor de glucosa implantado mediría el nivel en sangre y un actuador inyectaría la cantidad requerida de insulina cuando fuera necesario. Uno de los principales objetivos es que estas redes sean interoperables desde el punto de vista del intercambio de información.

La interoperabilidad se define como la habilidad de dos o más sistemas o componentes para intercambiar información y utilizar la información intercambiada (definición del IEEE). De cualquier forma, la interoperabilidad puede ser entendida desde distintos niveles que se describen en la siguiente figura (Figura 2).



Figura 2 – Niveles de interoperabilidad

En el ejemplo de la Figura 1, la interoperabilidad queda definida como la capacidad de intercambiar información con *Smart Devices* (por ejemplo Smartphone, Smart watch, Tablet). De esta manera se podrían enviar los niveles de glucosa, la cantidad de insulina restante u otra información de interés al usuario así como darle la capacidad de configurar los nodos de la red (parámetros de medición de los sensores y actuadores). Además, el *Smart Device* opera como un Gateway con posibilidad de retransmitir los datos procesados (incluso alarmas) a través de la red móvil (p.ej. 4G) u otro tipo de protocolo de comunicación inalámbrica a un servidor ubicado en un hospital, un ordenador personal o a un centro de salud [10] [11] [12].

El ejemplo propuesto sirve para complementar la definición de BAN así como su uso potencial. Aunque se ha presentado las BAN como un tipo de redes orientadas al campo de la salud las posibilidades de uso no se limitan solo a este campo. La monitorización de parámetros físicos resulta útil en el ámbito del deporte, laboral (p.ej. entornos peligrosos) o incluso en el entorno militar para la detección de heridos en combate y habilitar una rápida acción de evacuación. Además, aplicando el concepto de interoperabilidad, se pueden desarrollar aplicaciones basadas en BAN con fines de ocio como complementación a tecnologías emergentes de Realidad Aumentada o Realidad Virtual. También se podría definir como nodos de una BAN a las emergentes *Smart Clothes* y demás accesorios constituidos por un procesador y una antena que pueda llevar un ser humano (gafas, reloj, bisutería).

En resumen, se definen a continuación las **características y requisitos de la redes de área corporal (BAN)**:

- **Pequeño tamaño y bajo peso** debido a que los nodos deben estar situados y cargados por el ser humano, de esta manera, se logra comodidad de uso para el usuario. Por otra parte, esto implica una limitación en cuanto a capacidad de la batería al reducir su tamaño y la complejidad del sistema (procesador + sensor/actuador + antena);
- **Corto rango** debido a que las distancias entre nodos es relativamente pequeño (menor a 1 o 2 metros). Por ello, se pueden emplear antenas de baja ganancia y protocolos de bajo rango.
- **Interoperabilidad** desde el punto de vista del intercambio de información, usando para ello, algún

elemento Gateway que permita exportar la información a servidores/equipos, infraestructuras, otros usuarios, etc.

1.1.2 Problemática de las BAN actuales

Las actuales tecnologías de comunicación inalámbricas de radiofrecuencia que son utilizadas en las aplicaciones de redes de sensores inalámbricos e Internet de las Cosas presentan una serie de limitaciones a tener en cuenta para su uso en redes de área corporal.

Estas limitaciones son las siguientes:

- **La duración y tamaño de las baterías.** Aunque hay protocolos como Zigbee o BLE que operan con unas tasas de consumo energético muy reducidas [13] [14] aun así requieren baterías de Litio o Níquel que suponen un factor negativo para las aplicaciones de BAN debido a la relación capacidad/peso de la batería. En la siguiente imagen se establece de manera gráfica dicha relación (Figura 3).

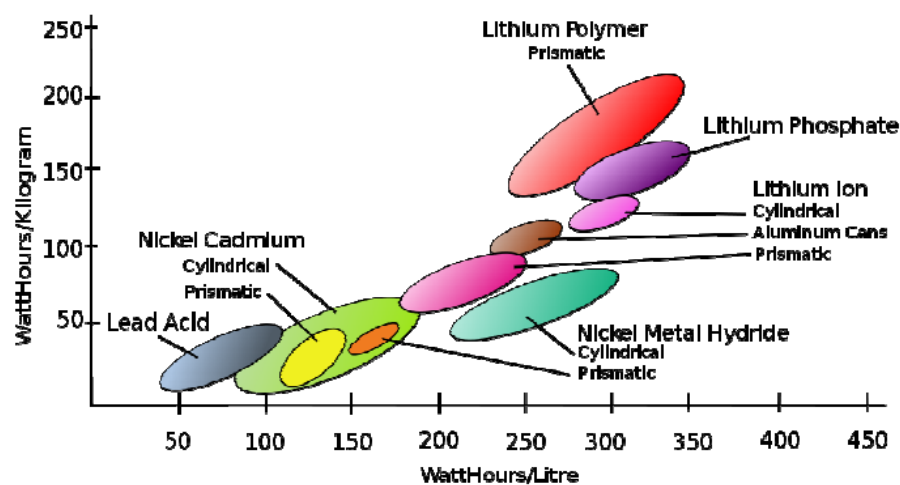


Figura 3 – Relación capacidad/peso para distintos tipos de baterías

Por otra parte, aunque existen estudios que demuestran que protocolos de bajo consumo como Zigbee pueden llegar a tener una duración de la batería por encima de las 10000 horas esto sólo es posible con una operación de tasa de datos extremadamente pequeña. En términos exactos, Zigbee tiene un consumo de 30 mA transmitiendo y de 3 μ A en reposo.

Una operación continua a 250kb/s (máxima velocidad) generalmente puede consumir una batería de Litio estándar en un par de horas [15]. Una posible solución a esta limitación sería utilizar sistemas de cosechamiento de energía (*energy harvesting*) que produzcan energía a través del calor que emite el cuerpo [16] o del movimiento del mismo [17]. Estos sistemas son objetos de actuales líneas de investigación dado su potencial uso en biosensores.

Sin embargo, para los actuales protocolos de comunicación inalámbrica, puede no terminar de resolver el problema para períodos de medida inferiores al minuto. En la siguiente gráfica (Figura 4) se muestra una relación entre la duración de una batería de 200 mAh con un cosechador de 200 μ W y el período de envío de una medida de 32 kbits cada uno utilizando dos protocolos distintos Wifi y Zigbee [18]. El consumo del hardware (microprocesador y sensores) en la medición sería de 39.6 mW durante la operación y 15 μ W en la hibernación entre medidas.

- **Fiabilidad de las comunicaciones.** Este tema es especialmente crítico en aplicaciones de salud, más aún si estas aplicaciones disponen de actuadores sobre el cuerpo. Los actuales protocolos de comunicación inalámbrica suelen disponer de sistemas de encriptación como por ejemplo la encriptación AES de 128 bits (que utilizan ZigBee [19], 6LoWPAN [20] o BLE). Este sistema de

encriptación resulta fiable para garantizar la privacidad los datos de la comunicación por lo que estos sistemas son considerados seguros [21]. Pero, por otro lado, la comunicación es sensible a inhibidores de frecuencias que ofuscan el intercambio de mensajes dejando inoperativo el sistema por lo que la fiabilidad del sistema no se puede garantizar en todos los casos.

- **Interferencias a 2.4 GHz.** También es una limitación las interferencias existentes en el entorno que sufren los protocolos de 2.4GHz (que resultan la mayoría de ellos) y que pueden disminuir la calidad de la comunicación o incluso interrumpirla. Hoy día, el entorno urbano está plagado de transceptores de 2.4 GHz (Wifi, Bluetooth son los más extendidos) por lo que resulta la banda de frecuencia más inapropiada para este tipo de comunicación [22]. Algunas soluciones podrían ser utilizar las bandas de 5 GHz que está en auge pero no está muy extendido en soluciones comerciales distintas de Wifi de momento y las bandas operativas en el rango de los 900 MHz (incluyendo 868 MHz) aunque su concesión está limitada por la normativa de cada país.

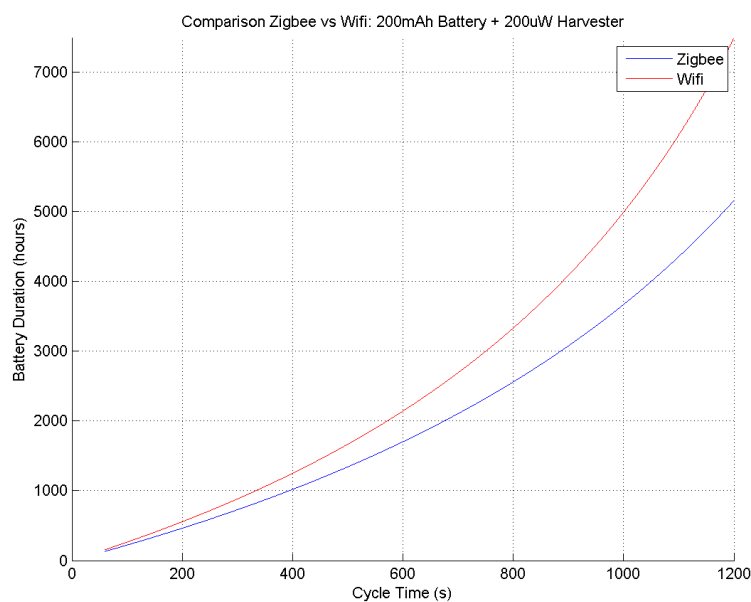


Figura 4 – Duración de una batería con cosechador de energía

1.1.3 IBC como alternativa a tecnologías RF

Como se ha comentado en el apartado anterior, la comunicación inalámbrica de radiofrecuencia actual presenta una serie de limitaciones a tener en cuenta para redes BAN. Por ello, un nuevo mecanismo de comunicación surgió más adaptado a estas aplicaciones. Se trata de la técnica IBC (siglas en inglés de *Intra Body Communication*) que utiliza corrientes eléctricas que circulan a través del cuerpo humano para transmitir información entre dispositivos que se encuentran dispuestos sobre o en él.

La técnica IBC está aún en fases de investigación. A finales de 2011, se ratificó el estándar WBAN IEEE 802.15.6 por el *Task Group 6*. Este estándar [23] define tres esquemas de capa física (PHY) que se muestran en la Tabla 1. Dos (NB y UWB) están basados en propagación por radiofrecuencias mientras que el tercero corresponde a una técnica nueva que no está basada en radiofrecuencia. En la siguiente tabla se muestran diferentes diferencias entre ambos tipos de tecnología.

Tabla 1 – Comparación entre las especificaciones IBC y RF en el IEEE 802.15.6

	IBC	RF(NB, UWB)
Medio de comunicación	Cuerpo humano	Aire
Banda de frecuencia	Variable. Depende del acoplamiento	Diferentes bandas entre 402 MHz y 10 GHz.
Tasa de datos	<2Mb/s	<13Mb/s
Rango de transmisión	<2m	10 m
Atenuación de la señal	Baja	Alta (el cuerpo actúa como obstáculo)
Antena en el cuerpo	No	Si
Eficiencia energética	Alta debido a la alta conductividad del cuerpo humano	Baja

Como se puede observar, este mecanismo posee una serie de ventajas muy interesantes. Una de las más importantes sin duda sería el hecho de evitar disipación de energía hacia el entorno ya que la corriente eléctrica circula por las diferentes capas de tejido corporal. Debido a esto, el consumo energético del IBC es extremadamente bajo. Por ejemplo, Zigbee tiene una tasa máxima de transmisión de datos de 250 kbps consumiendo 26.5 mW lo que da un consumo de 106 nJ por bit recibido [24]. Por otro lado, el consumo energético de la tecnología UWB es de 20.5 nJ/b cuando la tasa de transmisión es de 16.7 Mb/s. En el caso de la tecnología IBC, se ha demostrado recientemente [24] que su consumo es un orden de magnitud menor (0.24 nJ/b) cuando la tasa de transmisión es de 10 Mb/s por lo que resulta una alternativa potencial muy interesante para las comunicaciones en aplicaciones WBAN.

Por otra parte, debido a la física de la propia comunicación, el método IBC produce una red de comunicación privada, protegida y libre de interferencias producidas por el entorno. El rango de estas comunicaciones es mucho menor que el de la tecnología RF por lo que las señales se encuentran confinadas en el entorno del cuerpo humano y para tener acceso a dichos datos se requeriría contacto directo con el cuerpo [25]. No se producen fugas de señal a través de la piel y el ruido del entorno tiene muy poca influencia en las comunicaciones. A frecuencias más altas (de 300 MHz a varios gigahertzios), la longitud de onda de la señal se vuelve comparable a la longitud del canal del cuerpo humano y el cuerpo irradia energía como si fuera una antena (dipolo). El transmisor y el receptor en IBC contienen electrodos de pequeño tamaño (por ejemplo, los electrodos Ambu® Neuroline tienen un área de 54 mm²) en lugar de antenas. Por este motivo, la longitud de onda de la señal portadora es mayor que el tamaño de los electrodos con lo que no se tienen interferencias en IBC por debajo de los 300 MHz [26].

Otra característica interesante del IBC es que, al tratarse de comunicaciones de muy corto alcance contenidas en el cuerpo humano, no provoca interferencias en otras WBAN de otros usuarios incluso si utilizan la misma banda de frecuencias (lo cual era una limitación en RF sobretodo en la banda de los 2.4 GHz como ya se ha comentado). Esta propiedad resulta muy interesante para garantizar la coexistencia y para futuros diseños que se centren potencialmente en la mejora de tasas de datos, la reducción del consumo energético y la integración de factores de forma más pequeños.

1.1.4 Técnicas de acoplamiento IBC

Acoplamiento galvánico

El acoplamiento galvánico consiste en una corriente eléctrica que se introduce en el cuerpo a través de dos electrodos situados en la piel (ver Figura 5) [27].

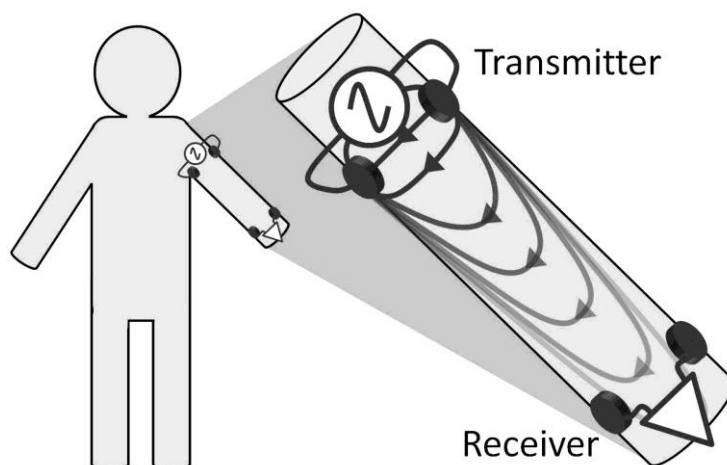


Figura 5 – Esquema del acoplamiento galvánico

La mayor parte de la densidad de corriente fluye a través de la ruta directa entre el par de electrodos transmisores (*Transmitter* en la figura). Sin embargo, otras corrientes más débiles son inducidas dentro de los tejidos conductivos del cuerpo humano.

A medida que aumenta la distancia desde el par de electrodos de transmisión disminuye la densidad de corriente dentro del cuerpo por lo que, situando un par de electrodos de recepción (*Receiver* en la figura) a una distancia del par transmisor, una corriente débil circulará a través de dicho par de electrodos de recepción. Esta corriente genera una caída de tensión que puede ser detectada mediante un amplificador de instrumentación.

Debido a la alta impedancia de entrada del amplificador, la corriente generada por la tensión interna del par de electrodos resulta insignificante en la entrada del dispositivo y se puede despreciar. Por lo tanto, la señal medida corresponde con la existente inducida entre los electrodos [28] [29].

Por otra parte, debido también a que se trata de una corriente eléctrica que inyecta en el cuerpo humano, los dispositivos IBC de acoplamiento galvánico deben cumplir estrictamente las normas de seguridad que, entre otras cosas, tienen como objetivo evitar interferencias con marcapasos, desfibriladores y otros dispositivos biomédicos. Además, los niveles de emisión electromagnética deben mantenerse por debajo del umbral de seguridad establecido por los organismos internacionales de regulación a fin de prevenir los efectos adversos para la salud y/o la interferencia con señales fisiológicas que pueden ser provocadas por la exposición a los campos electromagnéticos. Para más información acerca de dichos umbrales y normas se pueden consultar las referencias publicadas por la International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection [30] [31].

Con respecto a esto, se observa en la revisión de trabajos y experimentos que se suele tomar una frecuencia superior a 10 kHz con el objetivo de no interferir con las señales biológicas del cuerpo. Asimismo, la intensidad de la corriente inyectada en el cuerpo está en el rango de menos de 1 mA [28].

Los resultados experimentales muestran que el acoplamiento galvánico es un método apropiado para la transmisión de datos en el rango de frecuencias de 10 kHz a 1 MHz entre dispositivos ubicados en el pecho o distancias cortas a lo largo de las extremidades [32].

Debido al importante papel que juegan los electrodos, su diseño es una cuestión clave. En el caso del acoplamiento galvánico, los electrodos proporcionan una interfaz electroquímica entre el subsistema transceptor de IBC y el cuerpo humano, tanto para los lados transmisor y receptor. A pesar de su papel clave,

la dispersión en sus valores de impedancia, el ruido, las fluctuaciones y los problemas de adherencia hacen que presenten propiedades muy variables que, junto con la incapacidad para hacer frente a estos efectos variables, conducen a graves problemas [33].

En general, y con el fin de acoplar la mayor cantidad de señal en el cuerpo humano para una mejor transmisión, es deseable que la impedancia de los electrodos sea pequeña a fin de no perder potencia en el contacto con la piel. Añadiendo un gel electrolítico, típicamente con iones Cl^- , a la interfaz se puede reducir la impedancia [33].

La interfaz electrodo-piel posee un comportamiento variable dependiendo de la frecuencia. Se distinguen tres regiones principalmente: a baja frecuencia, el comportamiento es resistivo (región farádica). Aumentando la frecuencia, comienza a disminuir la impedancia (región Warburg) debido a las capacitancias de franja empiezan a ser relevantes (a aproximadamente 80 kHz). Finalmente, la última zona (la de alta frecuencia) se caracteriza por tener una respuesta plana a la frecuencia, y la impedancia es de aproximadamente dos órdenes de magnitud menor que la de la región farádica.

Uno de los tipos de electrodos más utilizado en investigaciones es el compuesto de $\text{Ag} - \text{AgCl}$ con un electrolito que contiene Cl^- debido a su resistencia contra el ruido [34] [35]. Se ha demostrado experimentalmente que la atenuación disminuye con el tamaño de los electrodos de transmisión mientras que el tamaño de los electrodos de recepción atenúa ligeramente como consecuencia de la elevada impedancia de entrada de los amplificadores de recepción.

Por otra parte, como la impedancia de la interfaz electrodo-piel es inversamente proporcional al área de los electrodos, un incremento del área del electrodo puede conducir a impedancias más bajas, proporcionando mejores resultados en términos de rendimiento de la comunicación. Sin embargo, los electrodos de gran superficie no son adecuados para el desarrollo de dispositivos IBC no intrusivos.

Otro resultado relevante es que, debido a que la corriente eléctrica empleada es muy débil, este método es mucho más eficiente energéticamente que el uso de transceptores RF inalámbricos actuales [32].

Acoplamiento capacitivo

En este caso, como se ve en la Figura 6, un campo eléctrico es inducido entre el electrodo terminal y el electrodo de tierra en el dispositivo transmisor (*Transmitter* en la figura). Parte de este campo fluye a través del cuerpo humano para volver al dispositivo a través del aire y ayudado en parte por la vía de retorno de la tierra externa (vía de retorno capacitivo) pero otra pequeña parte fluye a través de los electrodos terminal y tierra del dispositivo receptor (*Receiver* en la figura) [27].

De esta manera, el cuerpo humano se comporta como un conductor mientras que el acoplamiento eléctrico de los electrodos con el cuerpo humano, el aire y la tierra externa se pueden modelar como elementos capacitivos (de ahí el nombre de esta configuración).

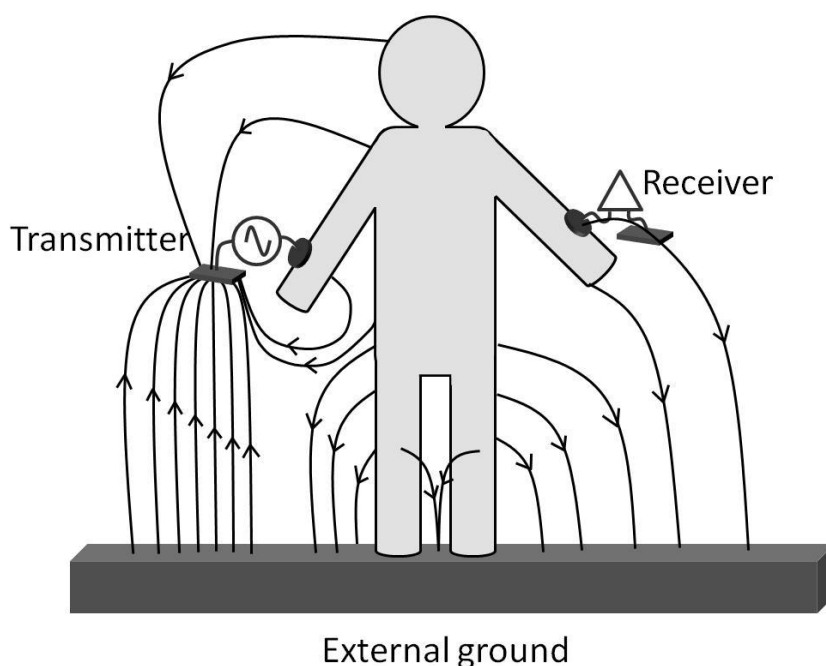


Figura 6 – Esquema del acoplamiento capacitivo

Al igual que en el caso de acoplamiento galvánico, hacen falta dos pares de electrodos. La diferencia con respecto al caso galvánico es que, en lugar de situar ambos pares de electrodos en el cuerpo, en el acoplamiento capacitivo sólo los electrodos terminal se sitúan sobre el cuerpo mientras que los otros quedan “flotando”.

Al igual que en el caso de acoplamiento galvánico, en el acoplamiento capacitivo los electrodos siguen siendo una pieza clave para la comunicación. Los parámetros de diseño (material, tamaño,...) y de colocación de los electrodos influyen en la cantidad de señal acoplada como demuestran las investigaciones [32] [36] [37] [38] [39].

Sin embargo, el electrodo de tierra es el único que provoca la mayor variabilidad en esta modalidad de acoplamiento. Como se ha mencionado, las tierras de los dispositivos transmisor y receptor no se encuentran conectadas a ninguna superficie generando una vía de retorno por acoplamiento capacitivo a través del aire [40] [41] o por acoplamiento capacitivo a través del aire entre dichos electrodos de tierra y el plano de tierra exterior [41] [42] [43]. En estos casos es muy común utilizar una plano de tierra grande en la placa de circuitos del dispositivo como se ha visto en investigaciones [32].

Puesto que el cuerpo humano actúa de esta manera como un filtro de paso bajo debido a dicha vía de retorno capacitiva, a medida que la frecuencia aumenta, la impedancia debido a dicha vía capacitiva disminuye de modo que la impedancia del cuerpo se ha tiene que tener en cuenta. Con el objetivo de asegurar el enlace entre los dispositivos transmisor y receptor, se ha comprobado que puede ser necesario ampliar el plano de tierra de dichos dispositivos para asegurar el acoplamiento externo [44].

Diversos estudios concluyen que el electrodo de tierra en el transmisor potencia el campo eléctrico cuando el dispositivo está colocado en el brazo [45] [46]. Sin embargo, el electrodo de tierra en el receptor disminuye el nivel de la señal recibida. Por otro lado, la transmisión mejora si el transmisor tiene el electrodo colocado en dirección ortogonal a la dirección del camino hacia el receptor.

El trabajo de investigación obtuvo que las pérdidas de señal se reducían cuando el electrodo de tierra se colocaba directamente sobre el cuerpo humano pero la densidad de corriente en las inmediaciones del electrodo también aumentaban así como el flujo de corriente directamente entre el electrodo terminal y el electrodo de tierra dando lugar a un incremento en el consumo de energía [47]. Por este motivo, para pequeñas distancias de transmisión, puede resultar más favorable no conectar el electrodo de tierra al cuerpo y de esta manera minimizar el consumo energético. En el caso de mayores distancias, mayores de un metro, lo aconsejable sería conectar el electrodo de tierra al cuerpo para minimizar las pérdidas de señal.

1.1.5 Diferencias de acoplamiento galvánico y capacitivo

Cada una de estas técnicas presenta ventajas e inconvenientes por lo que, dependiendo de la aplicación y sus requisitos de frecuencia, tasa de datos, rango, etc. puede ser preferible utilizar una u otra.

En la siguiente tabla (Tabla 2) se resumen las principales diferencias entre ambos métodos de acoplamiento.

Tabla 2 – Diferencias entre acoplamiento galvánico y capacitivo

Acoplamiento capacitivo (Campo eléctrico)	Acoplamiento galvánico (Guía de ondas)
La señal inducida se controla mediante un potencial eléctrico	La señal inducida se controla mediante un flujo de corriente alterna
Sólo los electrodos terminal de los pares transmisor y receptor se conectan al cuerpo. Los electrodos de tierra están flotantes hacia el medio externo.	Ambos pares de electrodos (transmisor y receptor) se conectan al cuerpo
Se requiere una Tierra como referencia	No se requiere una tierra como referencia
El camino de señal dominante se establece como camino de retorno a través de la tierra externa	El camino de señal dominante es el tejido corporal
Mayor tasa de transmisión de datos y ganancia de canal (mayor frecuencia de operación comparado con el acoplamiento galvánico)	Menor tasa de transmisión de datos. (frecuencia de operación más baja que el acoplamiento capacitivo)
El cuerpo humano se modela como un conductor perfecto (el cuerpo se aproxima como un único nodo)	El cuerpo se modela como una guía de ondas para la señal conducida
La calidad de la señal se ve influenciada por las condiciones ambientales externa	La calidad de la señal se ve influenciada por las propiedades dieléctricas del tejido corporal
Interferencias con los dispositivos cercanos que pueden acoplarse capacitivamente con el dispositivo IBC	Sensibilidad a su localización en el cuerpo debido a la dependencia de la distancia entre electrodos y su orientación a lo largo del cuerpo.
No requiere contacto directo con el cuerpo humano. Sólo necesita estar muy próximo.	El contacto directo con el cuerpo es necesario ya sea tanto con dispositivos sobre el cuerpo o introducidos.

Respecto al ámbito de la investigación, la técnica más usada ha sido el acoplamiento capacitivo obteniéndose transceptores con tasas de datos de hasta 10 Mbps [48]. Sin embargo, debido a la necesidad de una tierra externa de referencia, las condiciones del ambiente son un factor decisivo en las comunicaciones y por tanto resulta un método muy sensible a interferencias externas y a movimientos del cuerpo [49] [50].

Por contra, el acoplamiento galvánico ha demostrado ser más robusto ante este tipo de interferencias, ya que la señal se aplica de forma diferencial a través de dos electrodos sin necesidad de una referencia común [51]. Debido a que en este caso la señal es guiada en exclusiva a través del canal corporal, la transmisión dependerá principalmente de las propiedades dieléctricas de los tejidos y el comportamiento de éstos en frecuencia [52]. En contra, presenta limitaciones de un ancho de banda y menor tasa de datos con respecto al acoplamiento capacitivo.

1.2 Justificación

Como se ha visto, las ventajas de las técnicas de comunicación intracorporales sobre las comunicaciones RF en aplicaciones WBAN han motivado diferentes líneas de investigación para el desarrollo e implementación de esta tecnología, sobre todo centradas en campos objetivos como la telemedicina (monitorización remota) [53] [54] [55] y la identificación biométrica [56] [57]. Por otro lado, las diversas mejoras recientes en las tasas de transmisión de datos de los prototipos hacen que se esté abriendo el ámbito de las aplicaciones personales de entretenimiento como un nuevo campo de aplicación [58] [59] y por tanto muchas empresas están suscitando interés acerca de esta tecnología. Esto último se manifiesta en el gran incremento del número de patentes propuestas en los últimos años [60] [61] [62] [63] [64] [65] [66].

Los avances logrados en la mejora de los transceptores IBC, tanto a nivel de consumo como de minimización de los componentes electrónicos, han dado lugar a diversos prototipos los cuales se diseñan en base a datos empíricos ajustando el prototipo a la aplicación pero sin una metodología de diseño clara debido a que todavía se desconocen los mecanismos de la transmisión de señales a través del cuerpo humano en acoplamiento galvánico. A pesar de que es un tema de investigación recurrente, se observa diversa disparidad en los resultados experimentales tanto de atenuación corporal [67] [68] [69] [70] como de desviaciones que ponen de manifiesto la dependencia canal IBC con las características antropométricas y las propiedades dieléctricas de los diferentes usuarios [71] [72]. Estos resultados experimentales resultan difícil de comparar entre sí para la extracción de conclusiones debido a los diferentes montajes experimentales, instrumentación, frecuencia de operación, transceptores etc. mientras que, por otro lado, la atenuación medida depende de las características corporales únicas de los sujetos de prueba.

La disparidad de los resultados experimentales de la literatura motiva la realización de estudios mediante modelos de canal del cuerpo humano. Existen diferentes modelos propuestos con sus ventajas y limitaciones. Pese a todo, es difícil encontrar modelos de canal corporal capaces de reproducir la atenuación corporal medida de forma experimental debido a que poseen rangos de aplicación reducidos (principalmente en frecuencia de operación), que no reflejan las propiedades dieléctricas de los tejidos, con sus diferentes dispersiones en frecuencia, mediante una relación compleja entre conductividad y permitividad, simplificaciones de acuerdo a la disposiciones de los electrodos o que son modelos circuitales que no tienen en cuenta la geometría del cuerpo humano.

El GIB ha desarrollado un modelo computacional 3D FEM que tiene en cuenta algunas de estas consideraciones y presenta ventajas como el modelado frecuencial de propiedades dieléctricas de cinco capas de tejido (piel seca, grasa, músculo, tejido óseo cortical y tejido óseo esponjoso) basados en datos de la literatura ampliamente respetados, la geometría 3D, el estudio de un gran rango de frecuencias (100 Hz a 100 MHz) y la correcta implementación del concepto de acoplamiento galvánico de dos pares de electrodos. El uso de dicho modelo para el estudio de la atenuación y de otras variables que no suelen tenerse en cuenta en la literatura como la bioimpedancia, la corriente inyectada, la distribución de la corriente por los tejidos o el campo eléctrico permite abordar cuestiones fundamentales que no han sido suficientemente tratadas en la literatura como el efecto de la impedancia electrodo-piel, la influencia de parámetros antropométricos en la señal, la influencia de la resistencia de carga en la medida de la atenuación o la conductividad del músculo entre otros. De esta manera, este trabajo pretende avanzar en el conocimiento de los mecanismos de transmisión de la señal en el cuerpo humano en el acoplamiento galvánico.

1.3 Objetivos

Dada la justificación de la investigación a realizar en este proyecto, el objetivo principal de la misma es la realización de un estudio exhaustivo sobre la técnica de acoplamiento galvánico IBC mediante el uso de modelos computacionales de elementos finitos del brazo humano, que permita extraer conclusiones relevantes de algunos de los mecanismos de transmisión de señal a través del cuerpo humano.

De forma específica, se definen los siguientes objetivos secundarios en relación a las cuestiones a tratar:

- Analizar la influencia de la impedancia de contacto electrodo-piel en la técnica IBC y su relación con la frecuencia con el fin de establecer pautas para la elección de la frecuencia de operación.
- Distinguir las diferencias entre la alimentación a tensión e intensidad constante y sus implicaciones en

el diseño y uso de sistemas IBC.

- Evaluar la incidencia de la resistencia de carga en la medida de la atenuación de la señal ya que no se suele tener en cuenta para la selección de instrumentación de medida experimental.
- Caracterizar las variaciones debidas a los cambios de las características corporales como el espesor de los tejidos, el diámetro del brazo o la conductividad del músculo y la extracción de conclusiones acerca del flujo de corriente en cada tejido.
- Analizar la influencia de la anisotropía de la conductividad músculo y determinar conclusiones en relación a su aproximación isotópica.

1.4 Estructura del proyecto

El presente documento se estructura en los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1.** En este capítulo se presenta una introducción al contexto científico-técnico en el que se enmarca este trabajo, los antecedentes de la comunicación IBC, los diferentes métodos de acoplamiento así como la justificación del proyecto y los objetivos que se contemplan.
- **Capítulo 2.** En este capítulo se describen los diferentes modelos FEM y más detalladamente el modelo en el que se desarrolla todo el trabajo realizado, así como las diferentes consideraciones y aspectos teóricos para las simulaciones desarrolladas.
- **Capítulo 3.** Incluye los resultados más relevantes obtenidos a través de las simulaciones del modelo FEM computacional así como su análisis.
- **Capítulo 4.** Este capítulo muestra las principales conclusiones derivadas del trabajo realizado en este proyecto.
- **Referencias.** Este apartado muestra las publicaciones científicas consultadas en este proyecto.
- **Anexo.** En el Anexo se incluyen las gráficas de las distintas simulaciones que no añaden más conclusiones pero suponen información adicional.

2 MATERIAL Y MÉTODOS

En este apartado se explican de forma introductoria los modelos de canal de cuerpo humano a través de sus ventajas y limitaciones para continuar con la revisión de los modelos FEM en IBC que se han publicado analizando desde un punto de vista crítico las limitaciones o las consideraciones no tenidas en cuenta por sus autores para concluir con la completa descripción del modelo computacional empleado y de los fundamentos y aspectos teóricos en los que se basa. Por último se presenta cada caso de estudio contemplado así como la problemática o aspectos físicos en los que se basa.

2.1 Revisión de modelos de canal corporal

2.1.1 Introducción a los modelos de canal de cuerpo humano

En el desarrollo de aplicaciones IBC usualmente se utilizan usualmente aproximaciones empíricas basadas fundamentalmente en la optimización de los parámetros como tasa de datos, consumo, posición y tamaño de los electrodos, etc., para el diseño de los prototipos. Por ello, los modelos del cuerpo humano como canal de comunicación pueden ser muy útil para la elaboración de directrices de diseño para la optimización de las características de los prototipos.

Desde el surgimiento del IBC como tecnología potencialmente interesante para aplicaciones WBAN han surgido diferentes modelos que se pueden agrupar en las siguientes categorías:

- **Modelos circuitales de canal eléctrico.**
- **Modelos electromagnéticos**
- **Modelos basados en phantoms**

Cada uno de los métodos de modelado existentes en la literatura tiene sus ventajas e inconvenientes, siendo necesario limitar el rango de validez de los mismos. En el caso de los modelos circuitales de canal eléctrico, la sencillez y simplicidad destacan como sus principales ventajas (evitando el alto coste computacional de modelos de cálculo numérico), permitiendo obtener expresiones útiles de atenuación en el medio. Sin embargo, conforme aumenta la frecuencia de trabajo, otros efectos no predecibles, como la radiación de los cables y electrodos, el efecto antena del cuerpo humano y otros efectos dispersivos de la señal, se vuelven dominantes. Estos efectos no pueden ser simulados con este tipo de aproximación, por lo que su validez queda limitada a frecuencias más bajas. Los modelos electromagnéticos son más completos pero su principal limitación es que carecen de expresiones sencillas por lo que los modelos teóricos tienen que emplear geometrías sencillas como la cilíndrica o la geometría planar para obtener una solución analítica. Si bien, estos modelos son muy útiles como aproximación a los mecanismos de transmisión pueden ofrecer resultados que difieren de los experimentales. Por otra parte la adicción de geometrías más complejas y realistas conlleva el uso de métodos de resolución numéricos (FEM, FDTD) que son muy costosas computacionalmente en tiempo. Los modelos físicos basados en phantoms del cuerpo humano resultan un método que permite realizar las medidas experimentales sin limitación temporal ni física, en escenarios donde la experimentación con seres vivos sería altamente invasiva [73]. Su principal ventaja es que pueden construir de forma relativamente sencilla, eligiendo las sustancias y líquidos adecuados para modelar el tejido corporal de interés. Por otro lado, la principal limitación que presentan está asociada con la dificultad para encontrar líquidos o sustancias que emulen las propiedades eléctricas de los tejidos humanos en un amplio rango de frecuencias. Por ello, estos modelos son parciales y poco versátiles para estudios multifrecuenciales.

Debido a estas limitaciones, este trabajo se decanta por el estudio de los modelos FEM ya que ofrecen una solución más completa al análisis multifrecuencial.

2.1.2 Antecedentes modelos FEM

Los antecedentes de modelos FEM se pueden resumir en la siguiente tabla (Tabla 3) y a continuación se describen con más detalle.

Tabla 3 – Antecedentes modelos FEM

Autor	Ref	Año	Método de acoplamiento	Geometría	Frecuencia
Wegmueller	[32]	2007	Galvánico	Cilíndrica 3D	10 kHz – 1 MHz
Lucev	[74]	2010	Capacitivo	Cilíndrica 3D	100 kHz, 1MHz, 100MHz
Xu	[75]	2011	Capacitivo	Rectangular, cilíndrica 3D	180 MHz
Song	[76]	2012	Galvánico	Cilíndrica 3D	10 kHz – 5 MHz
Callejon	[77]	2014	Galvánico	Cilíndrica 3D	1 kHz – 100 MHz

Wegmueller *et al.* presentó un modelo cilíndrico FEM 3D del brazo conformado por las cinco capas de tejido concéntricas anteriormente mencionadas, con el que estudió la influencia del tamaño de los electrodos y el efecto de las articulaciones [32] en el acoplamiento galvánico. Sus estudios mostraron la viabilidad de las comunicaciones IBC en modo galvánico a distancias de 5, 10 y 15 cm. Descubrieron que un incremento en la distancia entre los electrodos de transmisión y recepción de 5 cm provocaba un aumento de la atenuación de hasta 9 dB. También obtuvieron un aumento de la atenuación de hasta 8 dB debido a las articulaciones. Sin embargo, sólo se simularon cuatro frecuencias en la banda comprendida entre los 10 kHz y 1 MHz y consideraron un electrodo como tierra, lo cual no se corresponde formalmente el par de acoplamiento diferencial. Además, la atenuación en el canal IBC fue la única variable estudiada en este trabajo, sin computarse la distribución del campo eléctrico ni la corriente a través de los tejidos internos.

Otro modelo FEM cilíndrico similar fue desarrollado por Lucev *et al.* en [74] siendo en este caso de acoplamiento capacitivo con el objetivo de analizar la distribución de corriente a través del brazo humano en tres frecuencias diferentes (100 kHz, 1 MHz y 10 MHz). También se calculó el cociente entre la componente capacitiva y la componente resistiva de la corriente, y la influencia de parámetros como la humedad de la piel y el tamaño del electrodo. A dichas frecuencias se vio que la mayor parte de la densidad de corriente fluía a través del tejido muscular, y que ésta aumentaba con la frecuencia, la humedad de la piel y el tamaño de los electrodos. Sin embargo, este trabajo sólo consideró un único electrodo de señal, por tanto, no se presentaron simulaciones de ganancia en función de parámetros IBC claves como la longitud de canal, la distancia transversal entre par de electrodos, etc.

Por otra parte, Xu *et al.* propuso un modelo FEM del cuerpo humano incluyendo tronco y extremidades para acoplamiento capacitivo en el que el tronco fue modelado como un paralelepípedo y los brazos y extremidades fueron considerados con geometría cilíndrica formados por varias capas de tejidos concéntricos [75]. El modelo fue validado a partir de medidas experimentales, las cuales se realizaron para una única frecuencia de 180 MHz y una distancia entre electrodos de 1 m. El canal mostró un perfil paso alto debido al camino de retorno capacitivo. Además, a partir del modelo computacional propuesto se obtuvieron también modelos circuitales simplificados para facilitar el proceso de diseño del transceptor IBC utilizado en la toma de medidas.

Más adelante Song *et al.* proponía un modelo FEM de todo el cuerpo humano para acoplamiento galvánico, presentando la distribución del potencial eléctrico en diferentes zonas corporales para diez frecuencias comprendidas en el rango de 10 kHz a 5 MHz [76]. El cuerpo humano se representaba como un conjunto de cilindros con diferentes radios para emular la cabeza, el cuello, las extremidades y el torso. Dichos cilindros

estaban formados por cuatro capas de tejidos que comprendían piel, grasa, músculo y hueso. Se estudiaron diferentes caminos de señal colocando los electrodos en diferentes posiciones a lo largo de un mismo brazo, un brazo y el torso, un brazo y la cabeza, etc. Se obtuvieron los valores de atenuación para estos enlaces corporales y las simulaciones fueron corroboradas con medidas experimentales, obteniendo un error máximo de 6 dB. Entre las conclusiones obtenidas por los autores destacan, por un lado, que la separación entre electrodos no tiene gran efecto en la atenuación del canal en el rango de 10 a 100 kHz, empezando a cobrar importancia a partir de los 500 kHz y hasta los 5 MHz; y por otro lado, el músculo no tiene gran influencia en la distribución del potencial eléctrico, que queda principalmente confinado en las capas superficiales, i.e. piel y grasa. No obstante, dada la naturaleza del fenómeno IBC galvánico, se echa en falta el cálculo de la distribución de corriente y campo eléctrico a través de los tejidos ya que podría desvelar conclusiones importantes acerca de la transmisión de señal a través de los mismos.

Para profundizar en estos aspectos, Callejón *et al.* propuso en [77] un modelo FEM de acoplamiento galvánico del brazo humano con una geometría cilíndrica multicapa formada por cinco tejidos concéntricos como piel, grasa, músculo, hueso esponjoso y hueso cortical. A diferencia de los modelos computacionales previos, se tuvo en cuenta la presencia de los dos pares de electrodos tanto en el extremo transmisor como en el extremo receptor siguiendo el esquema de una red diferencial de cuatro puertos, que corresponde de manera más realista a un esquema IBC galvánico. El estudio abarcó un amplio rango de frecuencias comprendido entre 1 kHz y 100 MHz. Para emular las propiedades de permitividad y conductividad de los tejidos humanos en dicha banda se consideraron modelos de Cole-Cole de cuatro dispersiones, según los parámetros reportados por Gabriel *et al.* en [78] [79] [80]. Las simulaciones realizadas permitieron obtener resultados de la bioimpedancia del brazo, la distribución de campo eléctrico tanto en el interior de los tejidos como en la superficie externa cercanos a éstos, la distribución y el porcentaje de corriente que fluye por cada tejido en función de variables como la frecuencia, la longitud de canal y la distancia inter-electrodo. Además, se obtuvieron simulaciones de la atenuación específica en el canal en función de estas dos últimas variables, las cuales fueron validadas con medidas experimentales. Los resultados demostraron que la atenuación en el canal IBC galvánico es fuertemente dependiente de la longitud del canal, aumentando hasta 20 dB para incrementos de 5 cm. Igualmente se vio que dichas pérdidas son dependientes de la longitud transversal entre electrodos del mismo par, obteniéndose mejores niveles de señal recibida al considerar separaciones más largas.

2.2 Modelo computacional 3D empleado

En esta sección se presenta el modelo computacional empleado. El modelo computacional se ha mencionado en el apartado anterior y ahora se explicará en mayor detalle. Se trata del modelo FEM propuesto por A. Callejón *et al.* en [77] y se encuentra esquematizado en la siguiente figura (Figura 7).

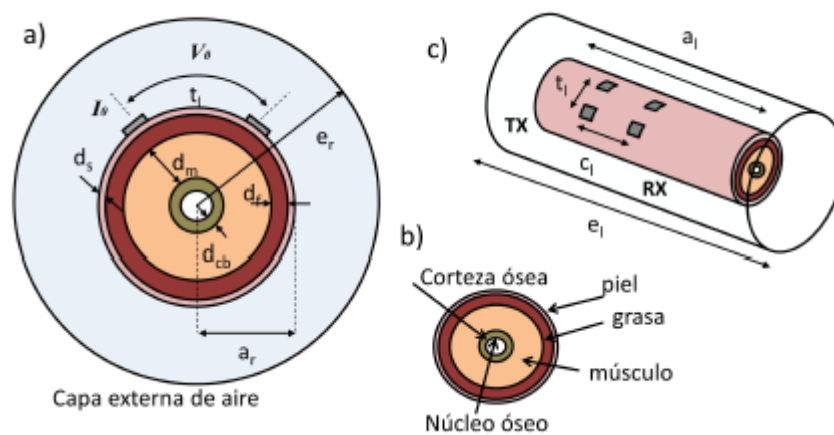


Figura 7 – Esquema del modelo de computacional empleado

- a) Sección transversal del brazo dentro de una capa de aire externa. b) Sección transversal del brazo compuesto por cinco capas concéntricas: piel, grasa, músculo, corteza y núcleo óseo. c) Vista longitudinal del modelo del brazo con electrodos

Lo interesante de este modelo es que profundiza en aspectos no cubiertos de los otros modelos FEM como los dos pares de electrodos, el cálculo del campo eléctrico, el uso de parámetros de tejidos utilizando modelos con el respaldo de la comunidad científica, etc. como hemos explicado en la sección anterior.

La geometría considerada en este modelo consiste en un cilindro multicapa que emula un brazo humano formado por cinco capas de tejido concéntricas, cada una de las cuales corresponde a un tejido diferente: piel, grasa, músculo, hueso esponjoso y hueso cortical. Los diferentes parámetros geométricos del modelo se encuentran definidos en la siguiente tabla (Tabla 4) y serán estos valores junto con la definición de la Figura 7 y los diferentes parámetros de conductividad y permitividad de los tejidos que se definirán a continuación los que se conocerán como valores del **modelo de referencia**. Este modelo de referencia será utilizado a lo largo del trabajo como objeto de comparación de los resultados que se extraigan mediante las variaciones.

Tabla 4 – Parámetros geométricos del modelo FEM de referencia

Parámetro	Valor	Descripción
e_r	10 cm	Radio de la capa externa de aire
e_l	120 cm	Longitud de la capa externa de
a_r	5 cm	Radio del brazo
a_l	60 cm	Longitud del brazo
d_s	1.5 mm	Espesor de la piel
d_f	8.5 mm	Espesor de la grasa
d_m	27.5 mm	Espesor del músculo
d_{cb}	6 mm	Espesor del hueso cortical
t_l	6 cm	Separación de electrodos
c_l	5 cm	Longitud de canal

Los espesores considerados para cada capa de tejido son similares a los propuestos por Wegmueller *et al.* en [32], los cuales se ajustan a proporciones anatómicas reales.

Los electrodos usados en este modelo de referencia son de cobre, tienen forma cuadrada y unas dimensiones de 2x2 cm. Las dimensiones del electrodo no serán objeto de estudio en este trabajo por lo que se mantendrán constantes.

Por otro lado, el comportamiento en frecuencias de las propiedades dieléctricas de los tejidos se simuló mediante modelo de Cole-Cole de cuatro dispersiones con los parámetros reportados por Gabriel *et al.* [78]. La expresión del modelo de Cole-Cole [81]:

$$\varepsilon_r^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_{n=1}^4 \frac{\Delta\varepsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{1-\alpha_n}} + \frac{\sigma_s}{j\omega\varepsilon_0} \quad (2.1)$$

donde τ es la constante de tiempo, $\varepsilon_r^*(\omega)$ es la permitividad eléctrica de un medio en función de la frecuencia angular ($\omega = 2\pi f$), j es la unidad imaginaria, α ($0 < \alpha < 1$) son los parámetros de distribución, σ_s es la conductividad estática del tejido, ε_0 la permitividad del espacio libre, ε_∞ la permitividad a frecuencias en las que $\omega\tau \gg 1$.

A su vez el valor de la conductividad compleja puede hallarse de la ecuación 2.1 a través de la siguiente

relación:

$$\sigma^*(\omega) = j\omega\varepsilon_0\varepsilon^* \quad (2.2)$$

Los valores de los parámetros, como se ha mencionado anteriormente, se extraen de Gabriel *et al.* [78]. En dicho trabajo se analizaban las propiedades dieléctricas de numerosos tejidos y órganos. Estos datos han sido usados en diferentes estudios de simulación en la literatura [77] [32]. Los parámetros correspondientes a los tejidos corporales considerados en este proyecto se encuentran en la siguiente tabla (Tabla 5):

Tabla 5 – Parámetros de la ecuación de Cole extraídos de [78]

Tejido	ε_∞	$\Delta\varepsilon_1$	$\tau_1(ps)$	α_1	$\Delta\varepsilon_2$	$\tau_2(ns)$	α_2	$\Delta\varepsilon_3$	$\tau_3(\mu s)$	α_3	$\Delta\varepsilon_4$	$\tau_4(ms)$	α_4	σ
Piel seca	4.0	32.0	7.23	0.00	1100	32.48	0.2	0.0			0.0			0.0002
Grasa	2.5	3.0	7.96	0.20	15	15.92	0.10	$3.3 \cdot 10^4$	159.15	0.05	$1 \cdot 10^7$	7.958	0.01	0.0100
Músculo	4.0	50.0	7.23	0.10	7000	353.68	0.10	$1.2 \cdot 10^6$	318.31	0.10	$2.5 \cdot 10^7$	2.274	0.00	0.2000
Hueso cortical	2.5	10.0	13.26	0.20	180	79.58	0.20	$5 \cdot 10^3$	159.15	0.20	$1 \cdot 10^5$	15.915	0.00	0.0200
Hueso esponjoso	2.5	18.0	13.26	0.22	300	79.58	0.25	$2 \cdot 10^4$	159.15	0.20	$2 \cdot 10^7$	15.915	0.00	0.0700

Por último, con el objetivo de modelar el ambiente exterior, se añadió también una capa externa de aire ilimitada puesta a potencial cero.

El modelo computacional descrito está implementado en el entorno software COMSOL Multiphysics 4.3a, haciendo uso del módulo AC/DC y su interfaz *Electric Currents* del software que resuelve el problema de conservación de la carga para el potencial eléctrico en su aproximación cuasiestática [82] mediante la técnica de elementos finitos. La formulación del problema se basa en la ecuación de continuidad de la carga junto con la ecuación de Gauss para el campo eléctrico [83]:

$$\nabla \cdot J = \nabla \cdot (\sigma E + J_e) = -j\omega\rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (2.4)$$

$$D = \varepsilon_0 E + P = \varepsilon_0 \varepsilon_r E \quad (2.5)$$

Que da lugar a la siguiente ecuación en el dominio de la frecuencia:

$$-\nabla \cdot ((\sigma + j\omega\varepsilon_0)\nabla V - (J_e + j\omega P)) = 0 \quad (2.6)$$

donde J es la densidad de corriente [A/m^2], σ la conductividad eléctrica [S/m], V es el potencial eléctrico escalar [V], E es la intensidad de campo eléctrico [V/m], J_e la densidad de corriente fuente [A/m^2], ω la frecuencia angular [rad/s] y ρ la densidad de carga eléctrica [C/m^3]. Por otra parte, D representa el vector desplazamiento eléctrico [C/m^2] y relaciona el vector de polarización eléctrica P [C/m^2] con la permitividad relativa ε_r [F/m] y la permitividad del vacío ε_0 .

Esta formulación del problema sólo es válida cuando la longitud de onda es mucho mayor que las dimensiones de la geometría propuesta, de tal forma que se pueden despreciar los efectos inductivos y de propagación de

onda. Por esta razón, y para evitar efectos impredecibles como el efecto antena del cuerpo humano que se han dado durante la experimentación [84] [85] es obligatorio el estudio de frecuencias esté por debajo de 100 MHz. En este trabajo, a raíz de la conclusión de [32] que expone que el acoplamiento galvánico es un método apropiado para la transmisión de datos en el rango de frecuencias de 10 kHz a 1 MHz entre dispositivos ubicados en el pecho o distancias cortas a lo largo de las extremidades, se escogerá un rango de frecuencias de operación comprendido entre 100 Hz y 1 MHz. El rango de bajas frecuencias por debajo de 1 MHz resulta especialmente interesante de estudiar ya que, como se expone en la Tabla 3, no se ha tenido en cuenta en los antecedentes de estudios de simulaciones FEM.

El modelo implementado en COMSOL se muestra en la siguiente figura (Figura 8). Se puede observar las distintas capas de tejidos, la capa de aire externa y los dos pares de electrodos.

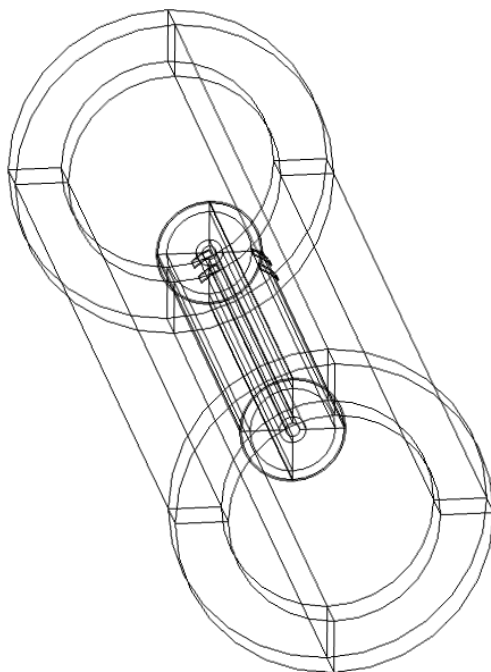


Figura 8 – Modelo computacional en COMSOL

Las propiedades dieléctricas se definen como funciones de Matlab en función de la frecuencia y se utilizan como parámetros de entrada al modelo de COMSOL a través de la interfaz que se comunica con Matlab. Se trata de la conductividad eléctrica y la permitividad de cada tejido obtenidas a partir de sustituir los parámetros de la Tabla 5 en las ecuaciones (2.1) y (2.2). El resultado para diferentes frecuencias se muestra en las siguientes figuras (Figura 9 y Figura 10).

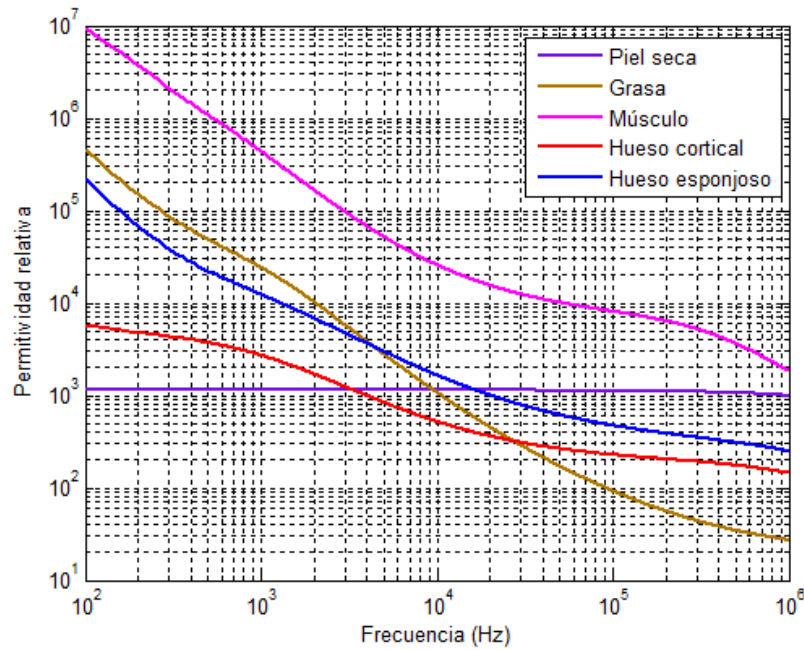


Figura 9 – Permittividad relativa de los tejidos

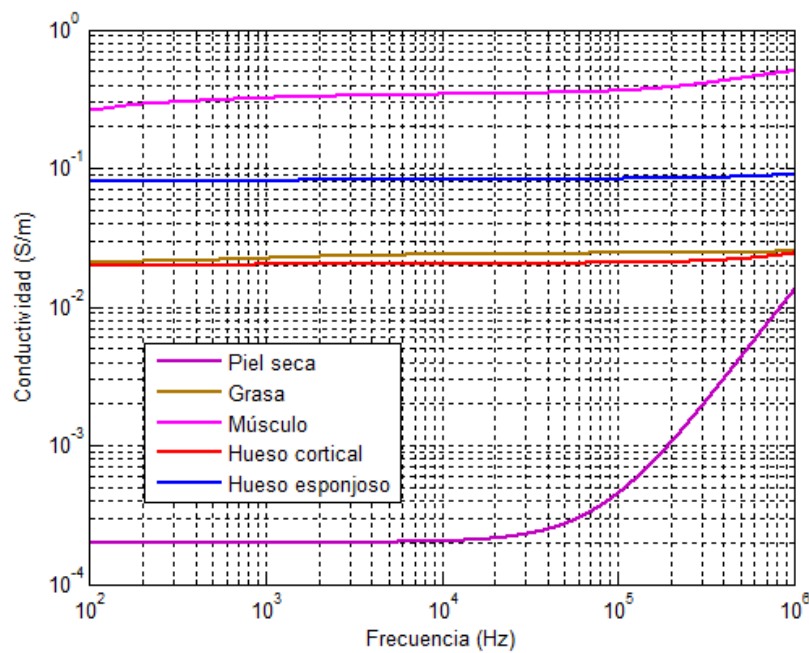


Figura 10 – Conductividad de los tejidos

Por otra parte, para la computación del modelo, la geometría cilíndrica que emula el brazo humano fue mallada usando un elemento con forma de tetraedro extrafino. Esta malla fue posteriormente refinada en la zona cercana a los electrodos y en las fronteras entre diferentes capas, obteniendo un número total de elementos cercano a los 500000. La siguiente figura muestra el mallado implementado en COMSOL (Figura 11). Para mallar el dominio externo de aire se usó la herramienta *swept meshing*, que es el procedimiento recomendado por COMSOL, para mejorar la precisión y evitar problemas de convergencia.

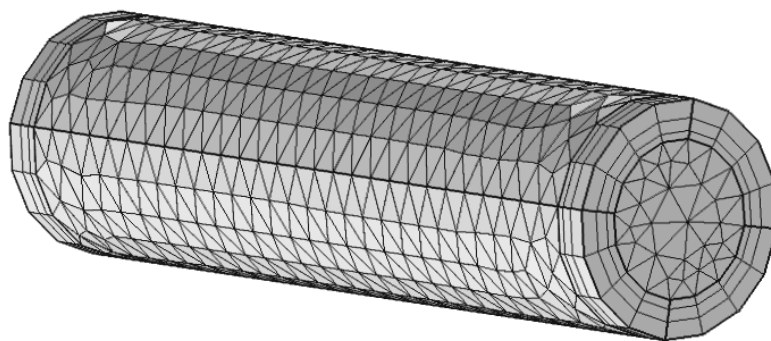


Figura 11 – Mallado implementado para el modelo FEM computacional

Por último, en este modelo de referencia se implementó un voltaje V_0 de 1V como alimentación de entrada al electrodo terminal. La capa de aire exterior se aisló eléctricamente y se usó una aproximación de elementos finitos con el fin de extender sus dimensiones de manera ilimitada [83].

2.3 Aspectos teórico-técnicos de las simulaciones desarrolladas

2.4.1 Aspectos generales

Las principales variables consideradas por simulación en la mayor parte de los casos de estudio son:

- La bioimpedancia y el diagrama de Cole
- La corriente inyectada
- El porcentaje de corriente a través de los tejidos
- El campo eléctrico a través de tejidos
- La atenuación de la señal

La consideración de elegir estas variables se basa en que, como se ha mencionado anteriormente, la mayoría de los modelos IBC cuantifican únicamente la variable de atenuación ya que esta es fácilmente medible experimentalmente. Pero hay que notar que la atenuación es una consecuencia de la transmisión. La transmisión se encuentra influenciada por otras variables internas difícilmente medibles como la corriente y el campo eléctrico a través de los tejidos, pero son las que pueden ofrecer una explicación físico-teórica de los procesos dieléctricos a nivel de tejido. La consideración de estas variables es muy importante en esta investigación a diferencia de los otros modelos de la literatura.

Para el cálculo de la bioimpedancia entre los electrodos terminales Z_0 se calcula el cociente entre el voltaje de entrada V_0 y la corriente inyectada I_0 para cada frecuencia. Esta variable puede dar mucha información ya que puede ser cuantificada y refleja las propiedades eléctricas del medio además de otras consideraciones útiles relativas al diseño como puede ser la impedancia de la interfaz electrodo-piel. Por otro lado, es interesante su estudio debido a que no se suele considerar en las investigaciones (exceptuando un estudio experimental

reciente [70] así como la línea de investigación desarrollada por Callejón *et al.* sobre la que se basa este proyecto [77].

También resulta interesante la obtención del diagrama de Cole a partir de la parte real y la parte imaginaria de la bioimpedancia. Por otra parte se calcula el porcentaje de corriente inyectada que circula por cada capa de tejidos integrando el flujo de la densidad de corriente normal a la superficie del tejido y dividiendo dicho valor por la corriente total inyectada I_0 . De manera similar se obtiene la distribución del campo eléctrico en un plano transversal a los electrodos de transmisión.

Por última la atenuación de la señal se obtiene como el cociente entre el voltaje medido en el par de electrodos receptor y el voltaje inyectado en el par de electrodos transmisor siguiendo la siguiente ecuación:

$$a = 20 \log_{10} \frac{V_l}{V_0} = 20 \log_{10} \frac{V_{l1} - V_{l2}}{V_{01} - V_{02}} \quad (2.7)$$

donde a es la atenuación (dB), y V_{l1} , V_{l2} , V_{01} , V_{02} son los potenciales de cada electrodo como se muestra en la siguiente figura (Figura 12).

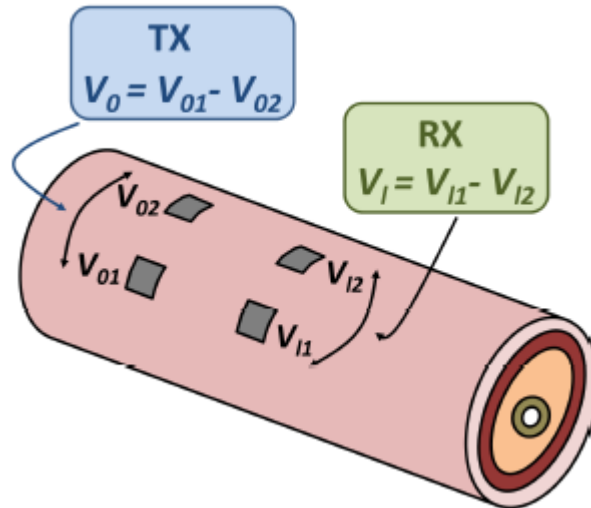


Figura 12 – Esquema del cálculo de la atenuación en el canal IBC galvánico del modelo FEM empleado

Es importante resaltar que en el apartado anterior se ha presentado el **modelo de referencia** empleado junto a los valores de los parámetros del modelo y en el texto superior se acaba de presentar los aspectos de las variables de simulación estudiadas en los distintos casos.

Los diferentes casos de estudio que ahora se presentan modificarán el modelo de referencia en ciertos parámetros y configuraciones manteniendo los valores de los parámetros que no se mencionen. También se utilizará el resultado del modelo de referencia superpuesto en las gráficas de resultados de los diferentes casos para analizar las posibles variaciones. Por otra parte, en todos los casos, a menos que se indique lo contrario, las simulaciones se realizarán para 81 frecuencias de operación comprendidas entre 100 Hz y 1 MHz. En el Anexo se encuentran indicadas exactamente que frecuencias de operación se han simulado en todos los casos de estudio.

Los resultados de la simulación del modelo de referencia se pueden encontrar en el Anexo (Figura Anexo 1, Figura Anexo 2, Figura Anexo 3, Figura Anexo 4 y Figura Anexo 5).

A continuación, en las siguientes secciones se presentan los distintos casos de estudio así como sus características y variaciones con respecto al modelo de referencia.

2.3.2 Evaluación del efecto de la interfaz electrodo-piel

El modelo de referencia presentado en las secciones anteriores supone una situación ideal en la que los electrodos son conductores perfectos. No obstante, en la realidad se produce una impedancia de contacto en la interfaz electrodo-piel debido al efecto al fenómeno de transducción en la que la corriente de electrones se convierte en corriente iónica. Este fenómeno se explica a continuación.

Cuando un electrodo metálico entra en contacto con una solución electrolítica comienza un proceso de intercambio de iones. Los iones metálicos entran en la solución mientras que los iones del electrolito se combinan con el metal provocando una distribución de cargas en la interfaz metal-electrolito (ver Figura 13). Este fenómeno provoca un efecto de condensador cargado dado que las cargas son de signo opuesto y están separadas por una distancia.

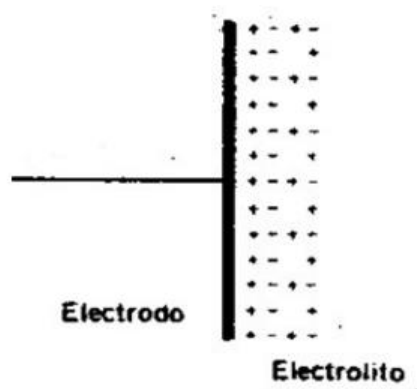


Figura 13 – Esquema interfaz metal-electrolito

Como consecuencia de dicho efecto, se genera un potencial llamado **potencial de media-celda**. La forma exacta de la distribución de la carga depende de las características del electrodo y el electrolito. Este potencial en la interfaz del electrodo sólo puede ser medido con respecto a otro electrodo y para ello se utiliza como referencia el electrodo normal de hidrógeno que tiene como referencia un potencial de media-celda nulo. Los iones más activos que el hidrógeno tendrán potenciales de media-celda mayores y aquellos iones menos activos tendrán potenciales menores de tal manera que la reacción de reducción ocurrirá en el electrodo de polaridad positiva, la reacción de oxidación en el electrodo de polaridad negativa y el flujo de corriente será del electrodo negativo al positivo del circuito exterior. En las soluciones se produce una migración de iones en sentido opuesto a la polaridad de los electrodos.

Este fenómeno de distribución de las cargas ocurre de la misma forma en la interfaz electrodo-piel (ver Figura 14), y por lo tanto genera un potencial de media-celda. Se ha visto que este potencial depende del material del que esté formado el electrodo. La existencia de este potencial provoca la denominada **impedancia de contacto** del electrodo-piel.

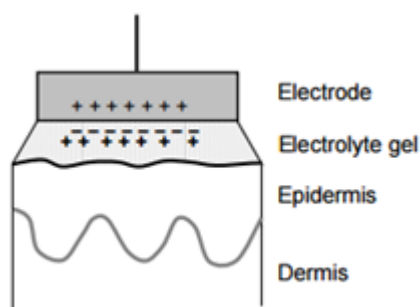


Figura 14 – Esquema de la interfaz electrodo-piel

Este efecto en la interfaz electrodo-piel se puede modelar mediante un circuito eléctrico equivalente como describen los autores Swanson y Webster [86] excitados a una tensión correspondiente al potencial de media-

celda. El modelo consta de un circuito de dos resistencias y un condensador (ver Figura 15) en el que a bajas frecuencias, la impedancia del electrodo está dominada por la combinación serie de R_s y R_d , mientras que a altas frecuencias el condensador anula el efecto de R_d y la impedancia tiene un valor cercano a R_s . Por tanto, midiendo experimentalmente la impedancia del electrodo a altas y bajas frecuencias se podrían determinar los valores de los elementos de este modelo eléctrico.

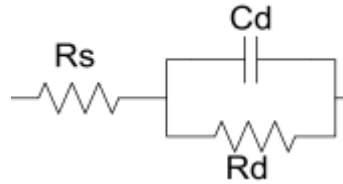


Figura 15 – Circuito equivalente de impedancia de contacto electrodo-piel

Como se ha mencionado, el modelo de referencia no tiene en cuenta esta interfaz pero, esta interfaz electrodo-piel tiene que ser tenida en cuenta para la adquisición de señales que circulan por el cuerpo debido a dos aspectos problemáticos:

- La alta impedancia de la piel.
- El movimiento relativo entre el electrodo y la piel.

Si la impedancia de la piel es muy elevada, es difícil que las señales biológicas atraviesen dicha barrera y la amplitud de la señal será muy baja. De la misma forma las interferencias pueden tener más protagonismo.

Por otra parte, reducir la impedancia de la piel tiene un efecto positivo para mejorar la fidelidad de la señal. Dicha impedancia puede ser reducida:

- Eliminando la capa córnea de la epidermis mediante abrasión [87] o mediante perforación [88] (método más efectivo que la abrasión).
- Hidratando la capa córnea mediante un gel electrolito (esta suele ser la solución más extendida).

Con respecto a los movimientos relativos electrodo-piel, se identifican dos tipos de problemas: a) perturbación mecánica de la capa de carga debido al movimiento relativo electrodo-piel lo que provoca una alteración del valor del potencial de media-celda afectando a la adquisición de la señal, y b) estiramiento o deformación de la piel bajo el electrodo lo que modifica el potencial (variaciones que pueden ir de 5-10 mV debido al estiramiento de la piel).

El primer tipo de problemas se solventa fijando los electrodos mediante un gel conductor de tal manera que los movimientos relativos del electrodo y la piel sean mitigados por la intervención del gel y su efecto sobre la señal sea limitado. El segundo tipo de problemas se soluciona reduciendo la impedancia de la piel. Como se ha mencionado, diversos estudios sugieren la abrasión o la perforación pero, el tiempo requerido y la posibilidad de irritación e infección de la piel hacen que sea más recomendable limpiar la piel con solventes (por ejemplo alcohol) y aplicar una pasta conductiva.

Como se ha explicado, el valor de la impedancia depende de diversos parámetros propios del electrodo como el material, gel conductor o el área, de parámetros de la piel como la presencia de vello, la cantidad de grasa pero la **frecuencia de operación** también es un factor clave. Esto último es interesante porque se trata del tema de estudio. En este caso de estudio se analizarán mediante simulación, entre otras cosas, los rangos de frecuencia que minimicen los efectos negativos de este efecto.

Para añadir la impedancia debida a la interfaz electrodo-piel se utilizará la función de COMSOL *Contact Impedance* para modelar a priori los efectos resistivos y capacitivos que se observan en la interfaz electrodo-piel del mismo modo que los investigadores japoneses Ito y Hotta en 2015 [89].

Como se indica en el manual de usuario del módulo AC/DC de COMSOL [83], esta función de COMSOL establece una condición de contorno en la interfaz de contacto, la cual es ligeramente más sofisticada para el caso del tipo de estudio en el dominio de la frecuencia. Las correspondientes ecuaciones, en términos de resistencia superficial (ρ_s) y capacidad superficial (C_s), son las siguientes:

$$n \cdot J_1 = \left(\frac{1}{\rho_s} + j\omega C_s \right) (V_1 - V_2) \quad (2.8)$$

$$n \cdot J_2 = \left(\frac{1}{\rho_s} + j\omega C_s \right) (V_2 - V_1) \quad (2.9)$$

donde J_1 y J_2 son las densidades de corriente en ambos lados de la interfaz, ω es la frecuencia y V_1 y V_2 son los potenciales eléctricos en ambos lados. En este caso, los parámetros de configuración de la función *Contact Impedance* son resistencia superficial (ρ_s) en $\Omega \cdot m^2$ y la capacidad superficial (C_s) en F/m^2 .

En este caso de estudio, se analizará por una parte dos tipos electrodos colocados siguiendo el procedimiento habitual (utilizando gel conductor) cuyos datos de impedancia experimental (Figura 16) han sido medidos por Hachisuka *et al.* [36]. Estos dos tipos de electrodos son los más comunes utilizados en la práctica de IBC: AgCl y cobre.

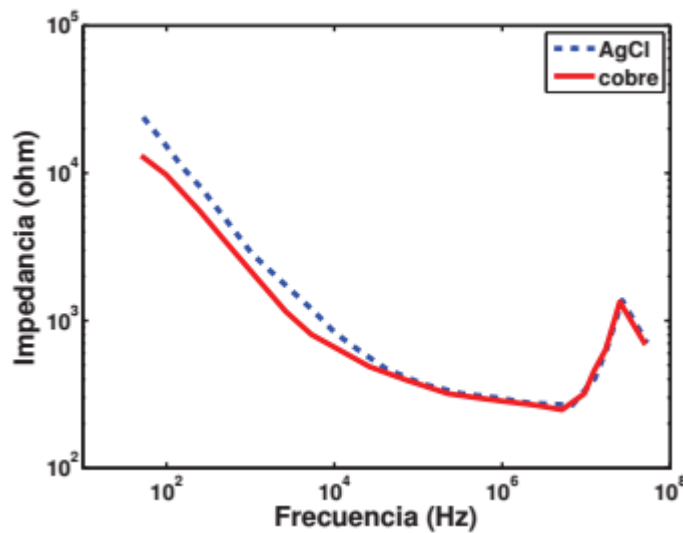


Figura 16– Valores de la impedancia de electrodos de AgCl y cobre

Partiendo de estos datos experimentales, se determinan matemáticamente los valores de resistencia superficial y capacidad superficial necesarios para la función de COMSOL como se ha explicado anteriormente. Los valores de los componentes del circuito equivalente (Figura 15) que ofrecen unos resultados de impedancia similares a los de referencia (Figura 16) se encuentran en la siguiente tabla (Tabla 6).

Tabla 6 – Valores de los parámetros del modelo de impedancia de contacto de electrodos AgCl y Cu

	$R_s (\Omega)$	$R_d (\Omega)$	$C_d (F)$
Electrodo AgCl	300	$2.5 \cdot 10^4$	$80 \cdot 10^{-9}$
Electrodo cobre	250	$9.2 \cdot 10^3$	$80 \cdot 10^{-9}$

A partir de estos parámetros se obtiene la impedancia del circuito en función de la frecuencia angular ($\omega = 2\pi f$), dando lugar a la expresión:

$$Z_{eq}(\omega) = R_s + \left(\frac{1}{\frac{1}{R_d} + j\omega C_d} \right) \quad (2.10)$$

Seguidamente, a partir de estos valores se calculan la conductividad (σ_{el}) y la permitividad (ε_{el}) de los electrodos según las expresiones

$$\sigma_{el} = \frac{d}{R \cdot A} \quad (2.11)$$

$$\varepsilon_{el} = \frac{C \cdot d}{A \cdot \varepsilon_0} \quad (2.12)$$

donde d es el espesor del electrodo (0.001 m), A es el área del electrodo ($4 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$), R es la parte real de la impedancia, ε_0 es la permitividad dieléctrica del vacío y C es igual a la frecuencia angular partido por la parte imaginaria de la impedancia cambiada de signo.

Por último se obtienen los valores de la resistencia superficial (ρ_s) en $\Omega \cdot \text{m}^2$ y la capacidad superficial (C_s) en F/m^2 que son los parámetros de entrada de la función *Contact impedance* de COMSOL como sigue:

$$\rho_s = \frac{1}{\sigma_{el}} \cdot d \quad (2.13)$$

$$C_s = \frac{C}{A} \quad (2.14)$$

Una vez actualizado el modelo COMSOL del brazo con los efectos de las interfaces electrodo-piel en los electrodos el modelo resulta más realista y, mediante la comparación con el modelo de referencia, se puede analizar el efecto de dichos fenómenos de impedancia para ambos electrodos y sacar diversas conclusiones.

Tras de estas simulaciones con las características de los electrodos de Hachisuka, el siguiente caso de estudio corresponde a un tipo de comportamiento medido experimentalmente por el GIB de la Universidad de Sevilla que presenta un resultado con dispersión a frecuencias más elevadas posiblemente debido a una mala colocación o incluso a un material menos óptimo. Este comportamiento de impedancia electrodo-piel se denominará a partir de ahora caso GIB.

Para modelar el efecto de dispersión a frecuencias más elevadas se parte de los parámetros del electrodo AgCl y se disminuye dos órdenes de magnitud el valor del condensador del circuito asociado. Los parámetros en este caso son los de la siguiente tabla (Tabla 7).

Tabla 7 – Valores de los parámetros del modelo de impedancia de contacto del electrodo en el caso GIB

	$R_s (\Omega)$	$R_d (\Omega)$	$C_d (\text{F})$
Electrodo caso GIB	300	$2.5 \cdot 10^4$	$80 \cdot 10^{-11}$

A partir de aquí se calculan los valores de resistencia superficial (ρ_s) y capacidad superficial (C_s) como ya se ha explicado y se introducen como entradas al modelo.

Por último, a la vista de los resultados de atenuación de las simulaciones mencionadas que se muestran en la siguiente sección, se decidió analizar el comportamiento de la atenuación con respecto a la impedancia equivalente de la interfaz electrodo-piel mostrada en la ecuación 2.9. Para ello se seleccionaron 5 frecuencias de estudio (100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 40 kHz y 1 MHz) y se realizaron alrededor de 20 simulaciones variando el

valor de la resistencia superficial (ρ_s) y capacidad superficial (C_s) calculado en base a los distintos valores de Z_{eq} .

2.3.3 Comparación entre alimentación a tensión constante o intensidad constante

En este apartado se analizarán los posibles cambios entre la alimentación del electrodo terminal a tensión constante (modelo de referencia) y la alimentación a intensidad constante. En este caso, la intensidad de alimentación será de 1 mA en comparación a la alimentación de 1 V del modelo de referencia. Resulta interesante analizar este caso puesto que no se hace mucho hincapié en la literatura a este tema. La alimentación a voltaje constante, que suele ser la habitual en la experimentación, presenta el problema de que la corriente que finalmente se inyecta en el cuerpo depende de la impedancia del cuerpo lo cual es algo variable entre sujetos y la normativa de seguridad [30] [31] especifica un límite de corriente que se debe inyectar a través del cuerpo.

Esta variación conlleva ciertas consideraciones a tener en cuenta a la hora de implementar este modelo de excitación en COMSOL debido a posibles errores de convergencia durante la simulación de los resultados. Estos errores son debidos a la caracterización del material de los electrodos (inicialmente cobre) que introduce unas ecuaciones para el cálculo del campo eléctrico en su interior que resultan irresolubles con el resto del modelo computacional relativo a los tejidos del brazo. Debido a que el objeto del estudio es a la salida de los electrodos se modificó el material del electrodo a aire (lo que mantiene un potencial constante en el interior evitando complicaciones en el dominio del electrodo ya que el campo eléctrico resulta nulo en el electrodo).

2.3.4 Evaluación de la influencia de la resistencia de carga sobre la atenuación

Otra cuestión abierta en la caracterización experimental del canal IBC concierne a la influencia sobre la medida de la resistencia de entrada de los dispositivos y transeptores utilizados. En la literatura se observa que los autores utilizan indistintamente montajes experimentales con 1 M Ω y 50 Ω [51] [70]. Por ejemplo, los osciloscopios suelen una alta de entrada en el orden los megaohmios mientras que los analizadores de red poseen puertos 50- Ω los cuales pueden afectar muy significativamente los valores de atenuación de la señal por lo que se deberían tener en cuenta muy cuidadosamente y podría ser uno de las posibles fuentes de discrepancias entra las medidas.

Se puede tener en cuenta, en el caso específico del IBC de acoplamiento galvánico, que la impedancia vista antes y después del dispositivo de medición es la presentada por el cuerpo humano a través de la interfaz del electrodo la cual depende de la frecuencia [90] [77]. Por lo tanto, usar equipamiento de 50- Ω para caracterizar el canal IBC puede no ser la mejor de las opciones. A partir de estas consideraciones, se puede concluir que se trata de una cuestión importante que debe ser abordada con cuidado a fin de obtener un acoplamiento de señal óptimo y evitar medidas erróneas.

A. Callejón *et al* en [91] abordaron este tema de forma experimental y mediante simulación. En este caso de estudio se trata de analizar el efecto de la resistencia de carga sobre la atenuación y comparar los resultados obtenidos con los resultados procedentes de dicho estudio.

Para configurar el modelo se utiliza la interfaz de *electric circuit* para colocar una resistencia como elemento circuital entre los dos electrodos del par de recepción y se realizarán simulaciones en el dominio de la frecuencia variando el valor de la resistencia para analizar su efecto en la simulación. Los casos de estudio son 10 Ω , 50 Ω , 1 k Ω y 1 M Ω .

2.3.5 Análisis de la influencia del diámetro del brazo

En este apartado se pretende analizar la influencia del diámetro del brazo sobre la atenuación, el porcentaje de corriente a través de cada tejido y la corriente inyectada. El diámetro del brazo es un factor variable entre sujetos por lo que resulta una buena variable de estudio cuyo análisis podría permitir la extracción de

conclusiones relevantes acerca de la técnica IBC de acoplamiento galvánico y clarificar los motivos de ciertas discrepancias entre resultados experimentalmente.

Para las variaciones del diámetro se seguirá manteniendo la misma proporción de tamaño de los tejidos para evitar que las conclusiones que se saquen puedan deberse a un cambio de proporción entre tejidos. Ese estudio se verá en el siguiente apartado. Por otra parte, para los distintos valores de diámetro, se modificará la distancia entre electrodos de manera proporcional al diámetro para que mantenga siempre una distancia proporcional con respecto al modelo de referencia y no influya en los diferentes resultados obtenidos.

Las variaciones de diámetro para el caso de las simulaciones de la atenuación se realizarán aumentando cada una en un 5% en el rango comprendido entre el 75% y el 125% del diámetro del modelo de referencia ($D_{ref} = 10 \text{ cm}$) para varias frecuencias de operación (100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 40 kHz y 1 MHz). Mientras, para el resto de variables las simulaciones se harán a las 81 frecuencias comprendidas entre 100 Hz y 1 MHz (ver Anexo) y los diámetros de 10 (caso referencia), 8 y 12 cm. Se han escogido dicho rango de diámetros por ajustarse a proporciones anatómicas reales [32].

2.3.6 Análisis de la influencia de las variaciones de espesor de tejido graso y muscular

En este apartado se analizan variaciones del porcentaje de tejido graso y muscular. Manteniendo un mismo valor de diámetro del brazo (diámetro del modelo de referencia que es 10 cm), se modificarán en las diferentes simulaciones el valor de los espesores de tejido graso y muscular en una cantidad que se le sustraerá a un tejido y se le añadirá al otro. Debido a que el espesor de la piel del brazo no sufre variaciones significativas para diferentes sujetos (las variaciones de espesor de piel se dan en las diferentes partes del cuerpo pero, para una misma zona, apenas cambia entre sujetos) sólo se estudiarán las variaciones grasa-músculo.

El objetivo es analizar principalmente la atenuación y el porcentaje de corriente a través de los tejidos para determinar qué efecto tiene sobre la atenuación de la señal el hecho de que más flujo de corriente circule por una capa de tejido u otra y de esa manera estimar qué capa de tejido es más interesante de cara a la transmisión de la señal eléctrica en el cuerpo.

Para ello se define un índice llamado M/G que indica la proporción de espesor del músculo (M) frente al espesor de la grasa (G). Las diferentes simulaciones se realizan modificando el valor de los tejidos en $\pm 0.75, 1.5, 3$ y 4.5 mm en los parámetros del modelo en COMSOL dando unos valores de índice M/G de 1.77, 2.13, 2.6, 2.89, 3.65, 4.14, 5.45 y 8.

2.3.7 Evaluación del efecto de la conductividad del músculo

Este caso de estudio está motivado por los resultados de simulación obtenidos por Wegmueller *et al.* en [32]. En dicho artículo se estudia en un apartado la sensibilidad a los cambios de resistividad (cuyo valor es igual a la inversa de la conductividad) de los diferentes tejidos. Para ello comparan el resultado de multiplicar por 3 la resistividad en varios tejidos por separado (piel, grasa, hueso y músculo) y analizar los cambios con respecto a la atenuación original. Los resultados muestran que la atenuación disminuye un poco en el caso de la grasa pero aumenta especialmente el caso del músculo (no afectando a la piel y hueso por otra parte).

Es decir, el resultado muestra que un aumento de la conductividad del músculo resultaría en un aumento de la atenuación considerable y que además resulta todo lo contrario de lo que ocurre con la grasa que es que al aumentar la conductividad disminuye un poco la atenuación. La conclusión a la que llegan los autores es que esto indicaría que el tejido muscular cortocircuita la corriente de manera que fluye más directamente entre el par de electrodos de transmisión extendiéndose menos hacia el receptor. Mientras, un aumento de la conductividad de la grasa disminuiría la atenuación ya que más cantidad de corriente circularía por la capa de la grasa mientras que menos penetraría a la capa muscular.

Dado que los autores sólo simulan una sola disminución de la conductividad y sólo cuatro frecuencias, en este caso de estudio se pretende simular 3 variaciones de conductividad con respecto al modelo de referencia ($0.5 \cdot \sigma_{ref}$, $1.5 \cdot \sigma_{ref}$ y $2 \cdot \sigma_{ref}$) en 81 frecuencias comprendidas entre 100 Hz y 1 MHz, así como, analizar otras variables como el porcentaje de corriente a través de los tejidos para poder extraer conclusiones ya que en la

realidad el porcentaje de fibra roja y blanca muscular puede variar entre sujetos dependiendo de la capacidad atlética y por tanto influye en cambios en la conductividad.

2.3.8 Análisis de la anisotropía en la conductividad del músculo

El último caso de estudio es el análisis de la anisotropía en la conductividad del músculo. En los anteriores apartados se ha modelado la conductividad del músculo como una característica isotrópica (Figura 10) para simplificar el modelo. En la realidad, la conductividad es función de la posición debido a las fibras musculares y a la disposición de estas. Por ello en este apartado se considerará la conductividad como un tensor con componentes x, y, z . Dada la disposición de las fibras musculares que siguen la dirección del brazo, se considerará la conductividad del músculo como anisotropía uniaxial, es decir, que sólo varía dependiendo de una dirección ($\sigma_x = \sigma_y \neq \sigma_z$). Y el coeficiente de anisotropía considerado es de 3 (al igual que en [32]).

En este apartado se analizarán principalmente la atenuación y la densidad de carga ante variaciones de la longitud de canal (c_l). En primer lugar se simularán la atenuación en el rango de frecuencias entre 100 Hz y 100 MHz para las longitudes de canal de 5, 10 y 15 cm tanto considerando anisotropía en la conductividad del músculo como considerando isotropía con el fin de observar las diferencias entre ambas aproximaciones. Luego se realizarán diferentes simulaciones de la atenuación variando la longitud de canal de 5 a 15 cm para el modelo de anisotropía considerando una frecuencia de 40 kHz. Por último se simulan gráficamente la distribución de la densidad de carga para las secciones del brazo que contienen a los electrodos TX como a la sección que contiene la sección de los electrodos RX variando la longitud de canal tanto para anisotropía como isotropía. También se tomarán las secciones transversales del brazo para determinar la transmisión de la densidad de carga a través de este.

Como se puede intuir, el objetivo de este caso de estudio es determinar las diferencias entre la simplificación de isotropía y la anisotropía en la conductividad del músculo.

3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Esta sección presenta los resultados por simulación de las variables consideradas (ver sección 2.3) en cada estudio de estudio. Para cada caso se discutirán los resultados obtenidos extrayendo conclusiones preliminares que serán finalmente presentadas en la sección 4.

3.1 Resultados de la evaluación del efecto de la interfaz electrodo-piel

En este caso de estudio se evalúa la influencia de la impedancia de la interfaz electrodo-piel para diferentes casos. El primero son dos electrodos (AgCl y Cu) de uso muy extendido en la práctica IBC cuyas características de impedancia fueron medidas por Hachisuka *et al.* [36]. El segundo caso parte de unos datos de impedancia de contacto tomadas por el GIB (denominado caso GIB) que presentan un efecto capacitivo pequeño. Por último se realizan diferentes simulaciones para relacionar la desviación de la atenuación con la impedancia de contacto electrodo-piel.

3.1.1 Modelos de electrodos de Cu y AgCl reportados en la literatura

En primer lugar, en la Figura 17 se muestra el comportamiento de la impedancia de contacto del electrodo-piel a partir del modelo de circuito equivalente (Figura 15) con los valores de la Tabla 6 siguiendo la expresión (2.9). Se observa que ajustan de forma muy aproximada los datos experimentales por lo que la aproximación planteada por estos modelos queda validada. En la Figura 18 se muestran los valores de resistencia y susceptancia de ambos modelos (parte real y parte imaginaria de la impedancia).

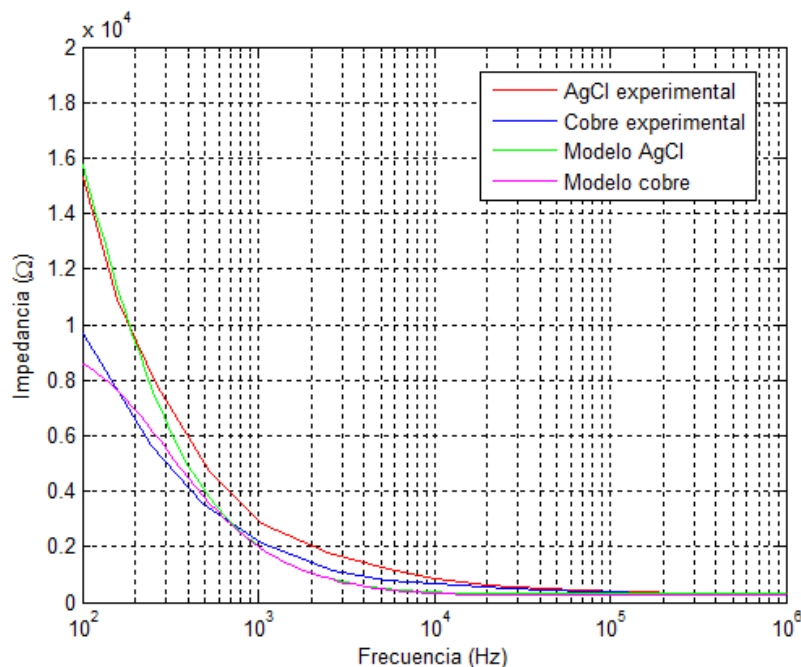


Figura 17 – Modelos para las impedancias de contacto electrodo-piel

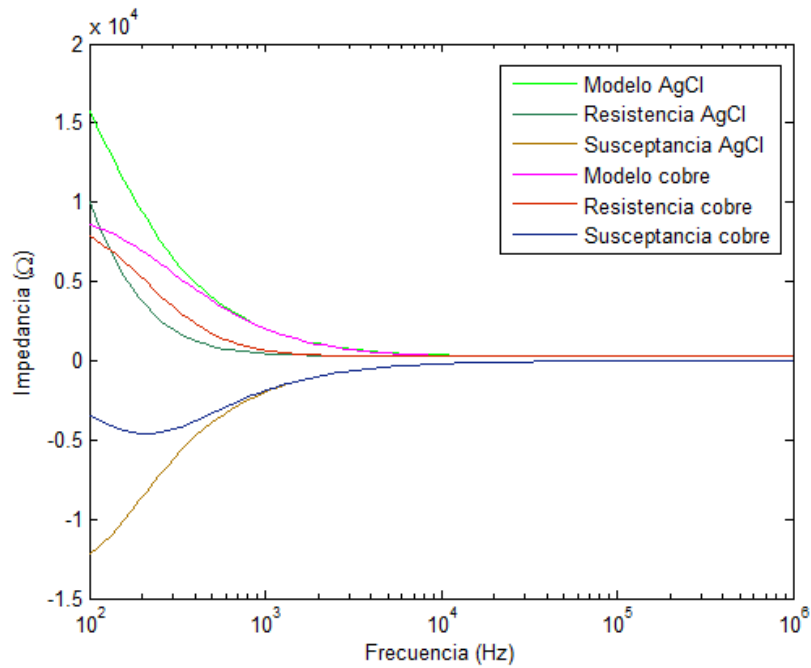


Figura 18 – Parámetros de los modelos de impedancia de contacto

A partir de estos parámetros, se calculan las propiedades dieléctricas de los electrodos (conductividad y permitividad), y a partir de estos, los parámetros de resistencia superficial (ρ_s) y capacidad superficial (C_s) necesarios para simular los efectos de la interfaz electrodo-piel mediante COMSOL (Figura 19 y Figura 20).

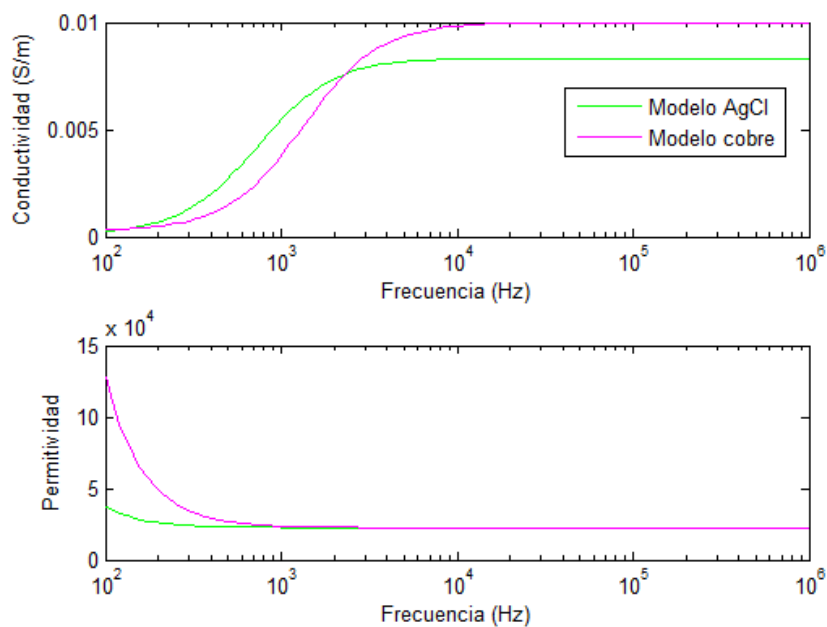


Figura 19 – Conductividad y permitividad de los modelos de impedancia de contacto

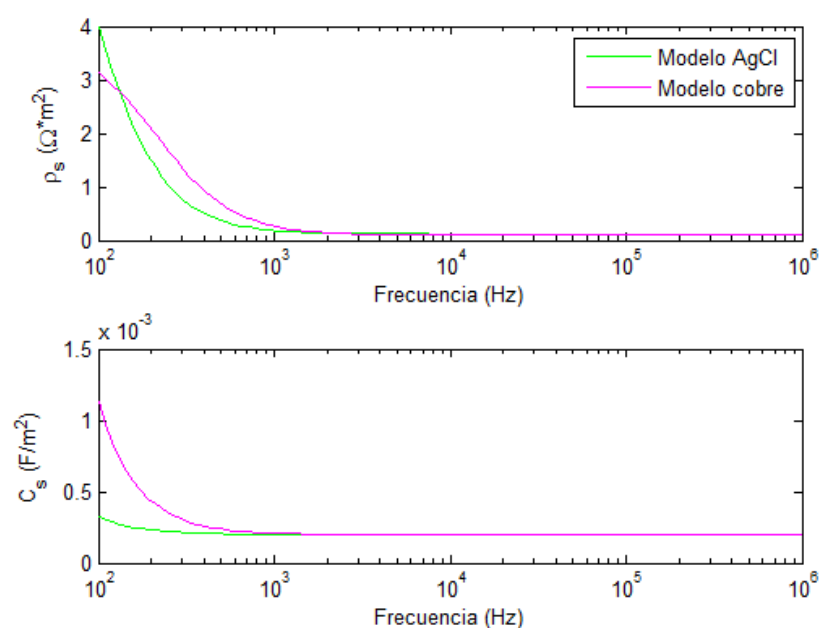


Figura 20 – Capacidad superficial y resistencia superficial de los modelos de impedancia de contacto

El resultado de las simulaciones se muestra a continuación, comenzando por el estudio de la bioimpedancia (Figura 21).

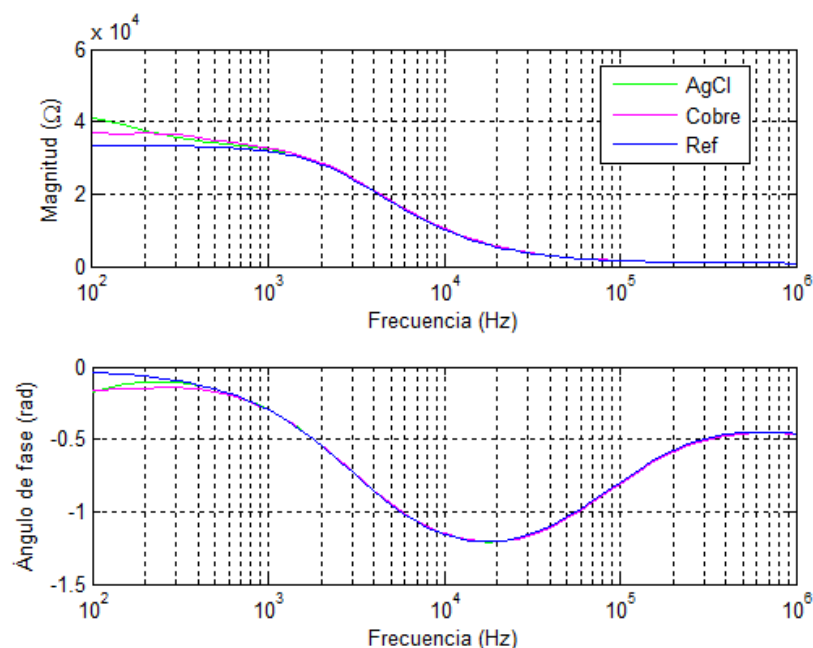


Figura 21 – Respuesta frecuencial de la bioimpedancia de los dos modelos de impedancia de contacto

Se observa que el efecto de ambos electrodos está localizado a frecuencias menores de 1kHz donde la impedancia es mayor. Además se observa que, para frecuencias menores de 250 Hz, es superior la impedancia en el caso de usar electrodos AgCl mientras que para frecuencias superiores la impedancia del cobre resulta mayor. En la siguiente gráfica (Figura 22) se muestra el diagrama de Cole comparando el caso ideal con ambos electrodos.

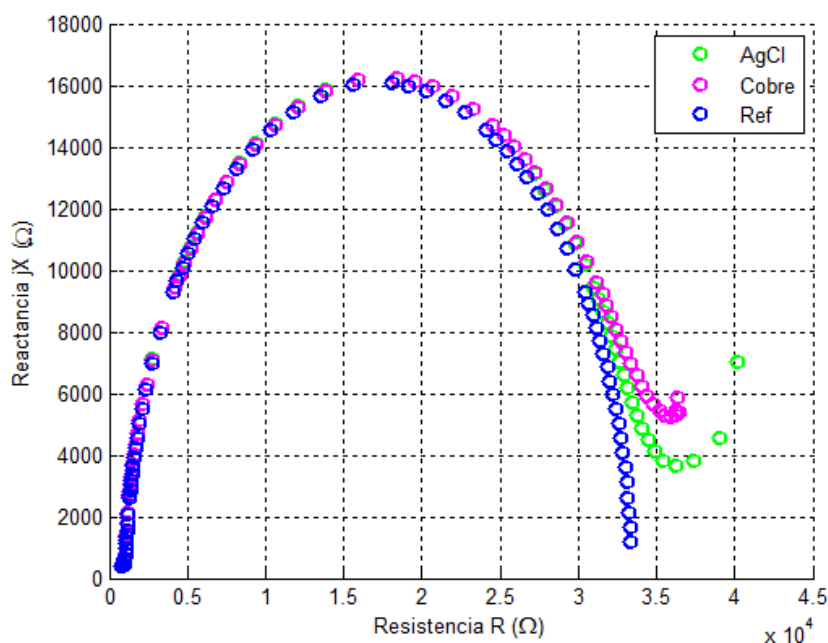


Figura 22 – Diagrama de Cole para los dos modelos de impedancia de contacto

Resulta interesante la forma del diagrama de Cole y va en consonancia con los resultados mostrados de bioimpedancia.

Los resultados de porcentajes de corriente a través de los tejidos y los resultados de campo eléctrico en cada tejido no aportan conclusiones ya que no muestran ninguna diferencia con respecto al modelo de referencia que se encuentra en el Anexo (Figura Anexo 3 y Figura Anexo 4). Por otra parte, el cálculo de la corriente inyectada resulta interesante para analizar la desviación con respecto al modelo de referencia y localizar en las frecuencias donde se manifiesta dicha variación. Dado que las diferencias son pequeñas en el orden de la escala de la gráfica (ver Figura Anexo 6) se decide mostrar la diferencia con respecto a la corriente inyectada por el modelo de referencia (Figura 23).

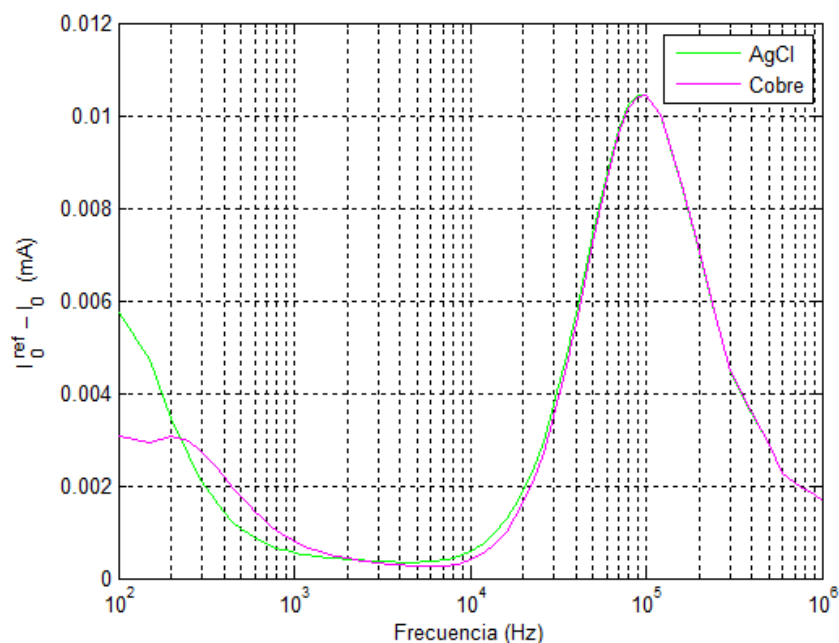


Figura 23 – Diferencia corriente inyectada entre el modelo de referencia y los modelos de impedancia de contacto

Lo primero que se observa es que la diferencia de corriente inyectada es por lo general baja del orden de μA . Se observa que a frecuencias bajas la corriente inyectada disminuye debido al efecto de impedancia de contacto del electrodo pero sorprende el pico de diferencia que aparece en torno a los 100 kHz. Es posible que se deba a que es a partir de los 10 kHz cuando la corriente inyectada comienza a crecer de manera proporcional a la frecuencia y el carácter resistivo de la impedancia de contacto provoca dicha diferencia.

Por último, se muestra el resultado de la simulación de la atenuación. Como en el caso anterior las diferencias son tan pequeñas que resulta conveniente mostrar el resultado en forma de desviación con respecto al modelo de referencia para poder visualizar las variaciones (Figura 24) donde a es igual a la atenuación (ver ecuación 2.7) y a^{ref} es la respuesta de atenuación obtenida para los parámetros del modelo de referencia (Figura Anexo 5). La figura en la que se observa la evolución de la atenuación en frecuencias para ambos electrodos se encuentra en el Anexo (Figura Anexo 7)

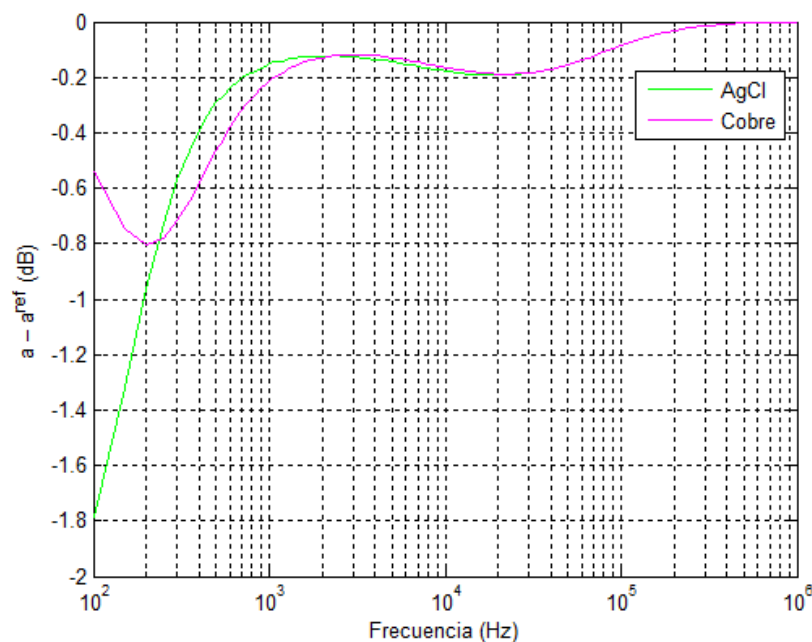


Figura 24 – Diferencia de atenuación entre los modelos de impedancia de contacto y el modelo de referencia

Como se puede observar en los resultados la atenuación está localizada principalmente en las frecuencias bajas (inferiores a 1 kHz). Aunque los resultados no muestran mucha diferencia significativa con respecto al modelo de referencia. También resulta interesante que no se manifiesta ningún tipo de alteración que guarde relación con la disminución de la corriente inyectada en torno a los 100 kHz con respecto al modelo de referencia (Figura 23).

A raíz de las simulaciones se extraen una serie de conclusiones interesantes que verifican los resultados esperados por la teoría. La primera de ellas es que el efecto de la impedancia de contacto para estos modelos de electrodos está localizado a bajas frecuencias (menos de 1 kHz) aunque se trata de efectos no muy significativos debido a la calidad y diseño de los electrodos (se trata de electrodos de uso muy extendido en IBC) y la correcta colocación.

Entre ambos tipos de electrodos no se percibe mucha diferencia y se obtienen comportamientos similares a los obtenidos por Wegmueller *et al.* en [67] en el que estudia la atenuación tanto por simulación como por experimentación debida a 3 electrodos comerciales (Swaromed REF 1008 ECG, Neuroline 715, Blue Sensor BR). En cualquier caso el estudio reportado en el presente trabajo presenta la ventaja de que se compara con un modelo de referencia que no tiene en cuenta la influencia de la impedancia de contacto electrodo-piel por lo que arroja resultados más explicativos acerca de su influencia sobre la señal. Por otra parte el campo eléctrico y los porcentajes de corriente a través de los tejidos no se ven afectados por la impedancia de contacto electrodo-piel. Se concluye que para minimizar el efecto de las impedancias de contacto se debería operar evitando las frecuencias bajas (por encima de 1 kHz al menos).

3.1.2 Modelo de electrodos basado en datos experimentales obtenidos en el GIB

El valor de la impedancia del circuito equivalente con los parámetros de la Tabla 7 se muestra de manera gráfica (Figura 25) junto con los valores de los casos de electrodos anteriores (casos AgCl y cobre) se observa que la parte imaginaria de la impedancia (susceptancia) se ha desplazado a la derecha (dos órdenes de magnitud respecto a la frecuencia) lo cual tiene sentido ya que la capacidad del circuito equivalente se ha dividido por 100.

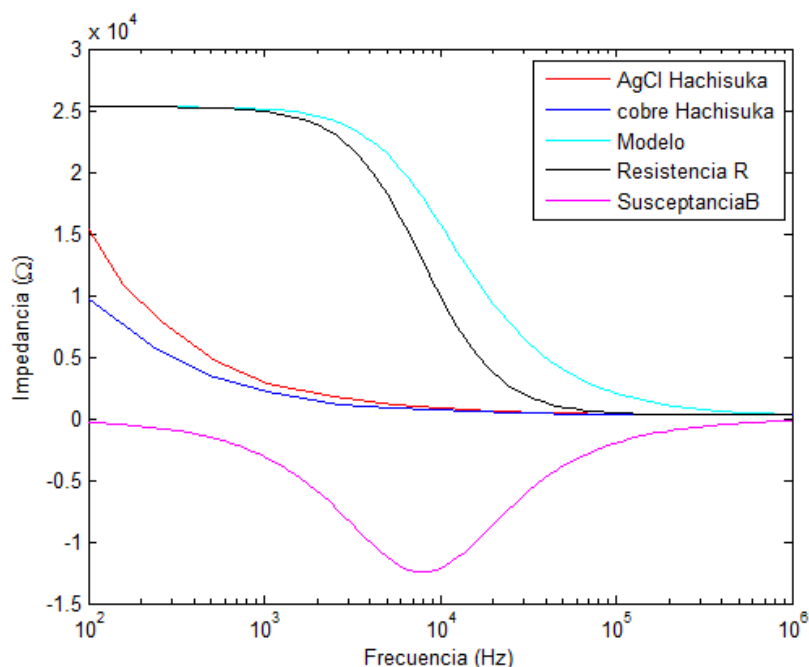


Figura 25 – Parámetros del modelo de impedancia de contacto del caso GIB

Los valores de resistencia superficial y capacidad superficial asociados al circuito equivalente para el caso GIB son los siguientes (Figura 26).

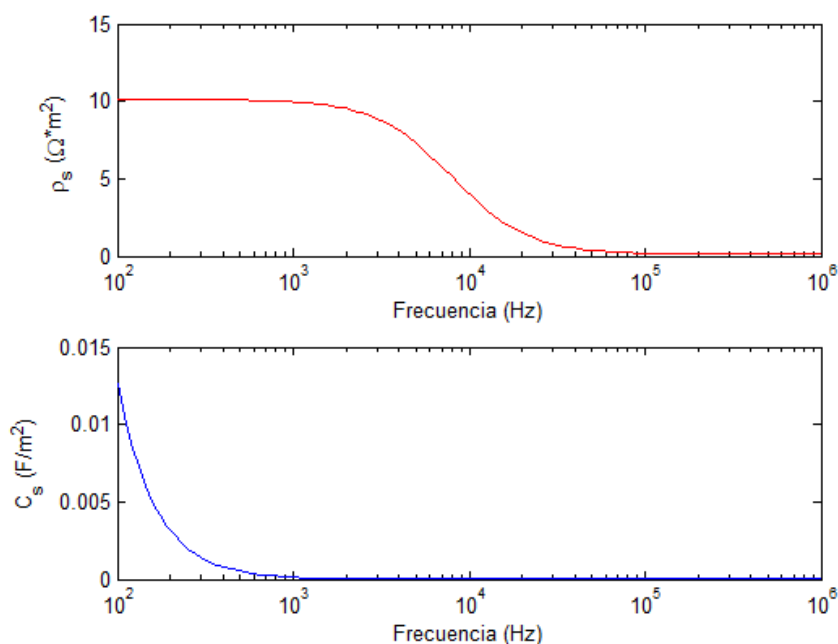


Figura 26 – Capacidad superficial y resistencia superficial del modelo de impedancia de contacto del caso GIB

El resultado de las simulaciones se muestra a continuación, comenzando por el estudio de la bioimpedancia (Figura 27), y luego los valores de diagrama de Cole (Figura 28) y la diferencia de corriente inyectada (Figura 29).

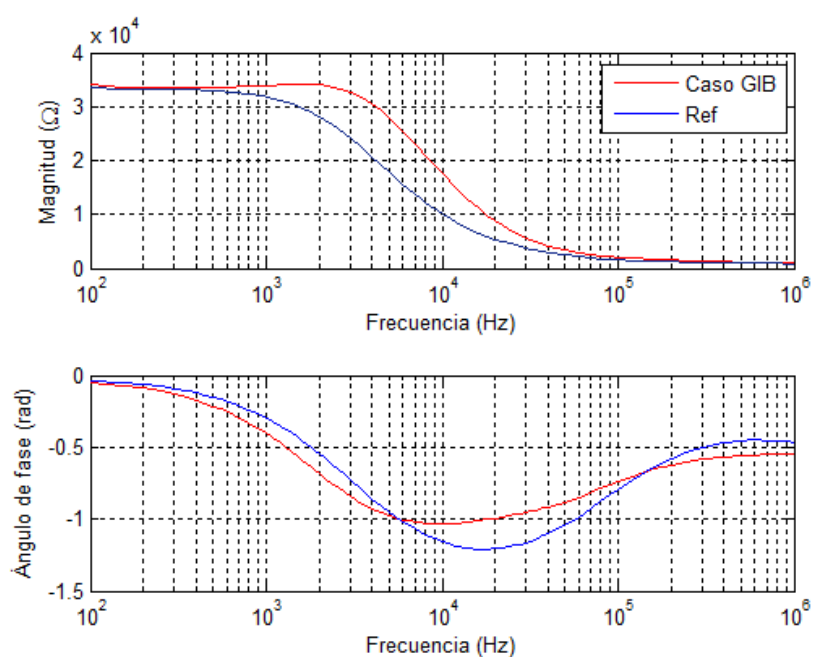


Figura 27 – Respuesta frecuencial de la bioimpedancia del modelo de impedancia de contacto del caso GIB

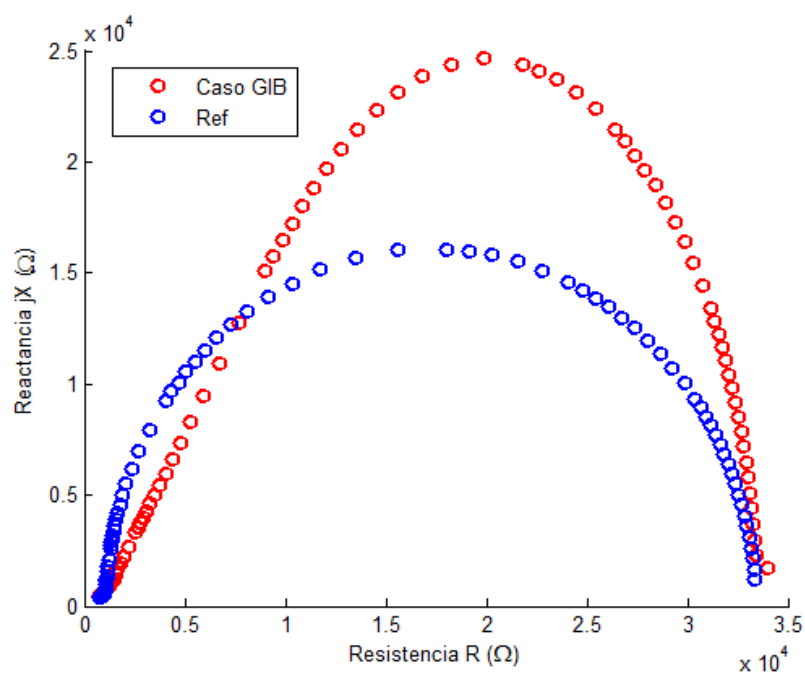


Figura 28 – Diagrama de Cole para el modelo de caso GIB

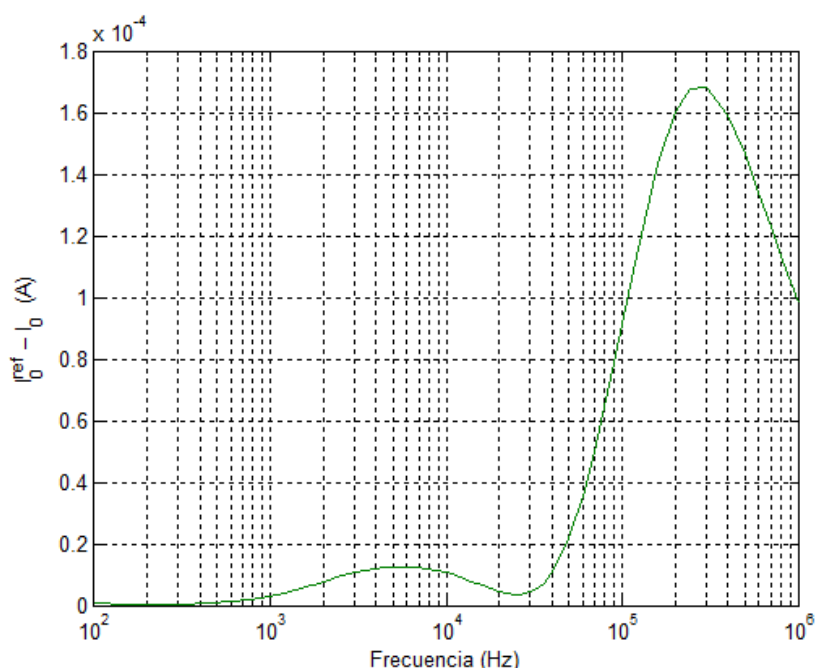


Figura 29 – Diferencia corriente inyectada entre el modelo de referencia y el modelo de impedancia de contacto del caso GIB

Los resultados de bioimpedancia (Figura 27) y el diagrama de Cole (Figura 28) permiten vislumbrar que el efecto de la impedancia de contacto se ha desplazado hacia la derecha con respecto a los electrodos de AgCl y cobre del apartado anterior entendiéndose esto como una incidencia del efecto de la impedancia de contacto a frecuencias más intermedias debido al efecto capacitivo menor.

Con respecto a la corriente inyectada (Figura 29) (comportamiento en frecuencias en la Figura Anexo 8) para empezar se comprueba que las diferencias de corriente con el modelo de referencia son dos órdenes de magnitud mayor que respecto a la diferencia de corriente inyectada de los otros modelos de electrodos. Esto tiene sentido ya que la capacidad del circuito equivalente es dos órdenes de magnitud menor. Pero este resultado indica que es especialmente considerable la pérdida de corriente inyectado puesto que equivale a una caída en la intensidad del 26% con respecto al modelo de referencia. Lo cual resulta muy interesante pues no se observa que influya en la atenuación (Figura 30).

También se vislumbra el desplazamiento de la curva y se traduce por el desplazamiento del pico que se detectó en el caso de los electrodos de AgCl y cobre. El desplazamiento corresponde al mismo número de frecuencias que se observa en la gráfica de la bioimpedancia (Figura 29).

Por otra parte, tras analizar el porcentaje de corrientes a través de cada tejido (Figura Anexo 9) que el porcentaje de corriente en cada capa de tejido permanece casi inmutable con respecto al modelo de referencia (Figura Anexo 4) a excepción de una parte de corriente ($>0.3\%$) que en vez de pasar por el músculo pasa por la grasa. Por tanto, se concluye que la variación del porcentaje de corrientes a través de los tejidos es despreciable.

A continuación se muestra el resultado de la simulación de la atenuación (Figura 30) en la que se dibuja la diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia, donde, a es igual a la atenuación (ver ecuación 2.7) y a^{ref} es la respuesta de atenuación obtenida para los parámetros del modelo de referencia (Figura Anexo 5). La atenuación se puede ver en la gráfica del Anexo (Figura Anexo 10).

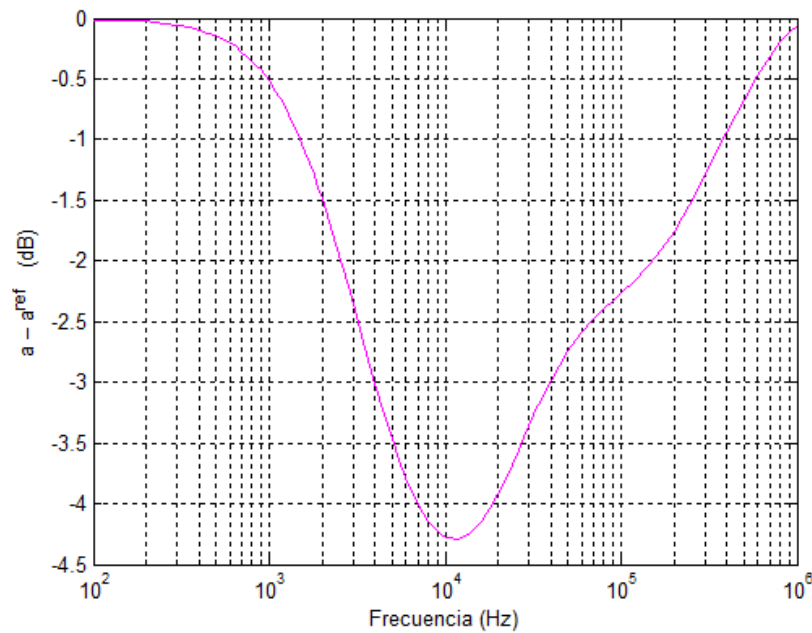


Figura 30 – Diferencia de atenuación entre el modelo de impedancia de contacto caso GIB y el modelo de referencia

Se observa que la atenuación aumenta en las frecuencias donde tiene incidencia la impedancia de contacto cumpliéndose la tendencia que se ha verificado en la revisión de los resultados y que dicho aumento es mayor que en el caso de los electrodos de AgCl y cobre (aproximadamente el doble de dB).

3.1.3 Análisis influencia de la impedancia de contacto en la atenuación

Los resultados obtenidos de atenuación, tanto en el caso de los electrodos AgCl y cobre (Figura 24) como en el caso de electrodo del GIB (Figura 30), motivan el objetivo de analizar como variaría la desviación de la atenuación en función del valor de la impedancia de contacto para algunas frecuencias en concreto. De igual forma que en los apartados anteriores, a es igual a la atenuación (ver ecuación 2.7) y a^{ref} es la respuesta de atenuación obtenida para los parámetros del modelo de referencia (Figura Anexo 5). Partiendo de los parámetros de la impedancia del electrodo de cobre (Tabla 6) se varía un factor de multiplicación k para analizar los cambios en la magnitud de la impedancia equivalente sobre la atenuación. A partir de la impedancia equivalente se calculan la resistencia superficial (ρ_s) y capacidad superficial (C_s) y se introducen como entradas al modelo.

El resultado se puede comprobar en la siguiente gráfica (Figura 31).

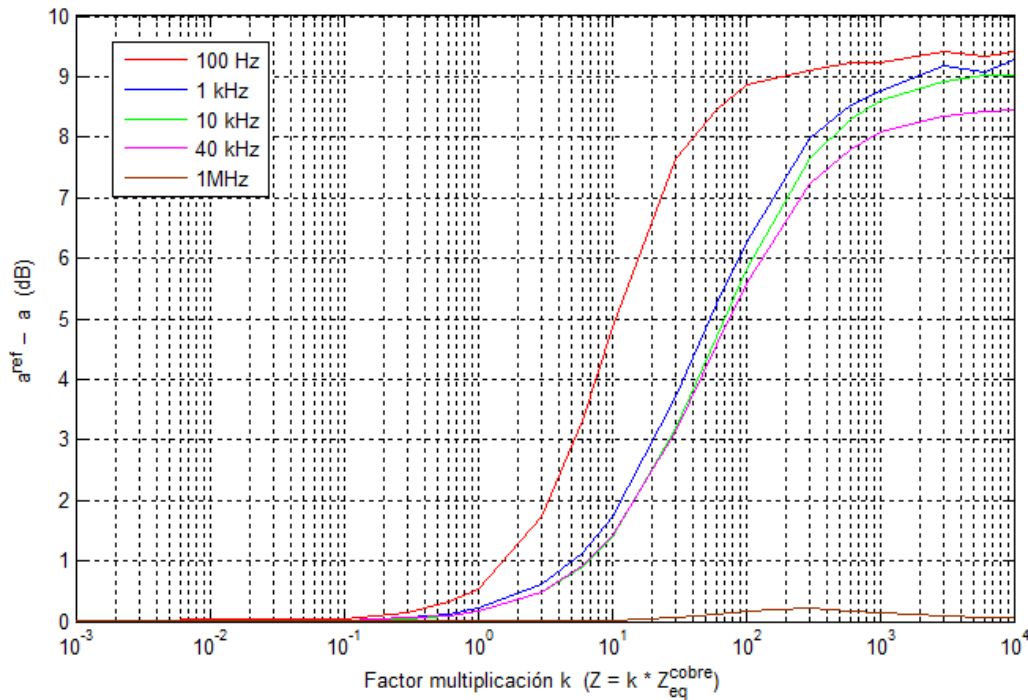


Figura 31 – Influencia de la impedancia de contacto electrodo-piel sobre la atenuación

Se observa que a medida que aumenta el valor de la impedancia de contacto aumenta la diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia lo cual es el comportamiento esperado. Lo interesante resulta que a partir de cierto valor (por ejemplo 10^2 para 100 kHz o 10^3 para 1 kHz) el valor de la diferencia tiende a permanecer constante aunque aumente la impedancia de contacto. Por otro lado, tal como se ha concluido a lo largo de este estudio, al aumentar la frecuencia de operación tiende a disminuir la influencia de la impedancia de contacto.

En general, a lo largo de las diferentes configuraciones en el caso de estudio de la influencia de la impedancia de contacto, los resultados obtenidos permiten concluir que el efecto de la impedancia de contacto puede ser significativamente perjudicial en términos de impedancia y atenuación de la señal incluso para frecuencias intermedias como se ha visto en el estudio del caos GIB. No obstante, los efectos de dicha impedancia de contacto sobre la atenuación se atenuarían para mayores frecuencias. Los resultados mostrados en la Figura 31 ilustran muy bien este fenómeno y ponen de manifiesto la tendencia que sigue el aumento de la impedancia de contacto sobre la atenuación manifestando que a partir de un determinado valor de impedancia de contacto para de aumentar mientras que al aumentar la frecuencia la diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia (el cual no tiene en cuenta efectos de impedancia de contacto) disminuye.

3.2 Resultados de la comparación entre alimentación a tensión constante o intensidad constante

A continuación, se obtiene la variación en base a la frecuencia de la tensión inyectada al cuerpo cuando la intensidad es constante y se compara con el modelo de referencia (alimentación a tensión constante de 1 V). El resultado se muestra en el siguiente par de gráficas (Figura 32).

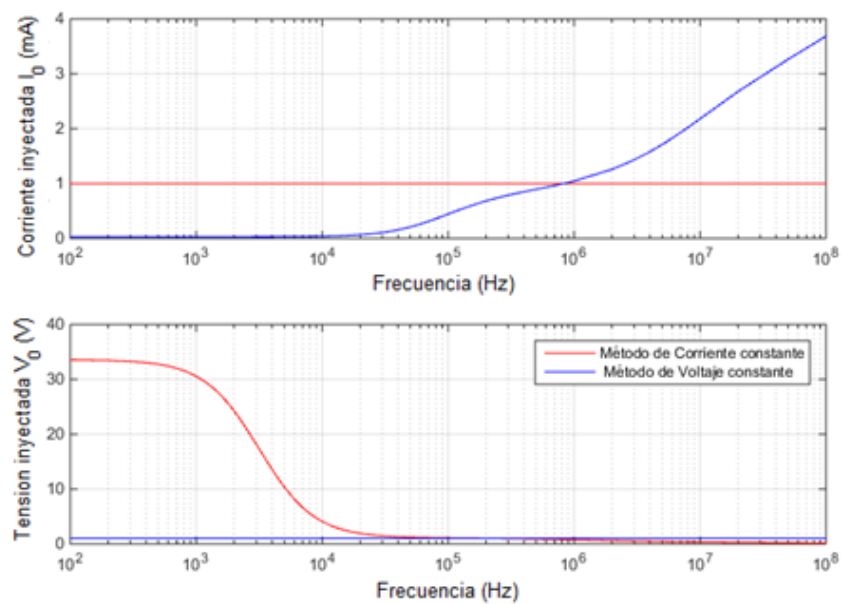


Figura 32 – Comparación de los valores de tensión e intensidad entre la alimentación a corriente y a voltaje constante.

Resulta interesante este resultado ya que para el modelo propuesto se comprueba que la frecuencia de operación para cumplir los límites de seguridad mediante la alimentación a tensión constante debe ser menor de 1MHz por lo que se concluye que, en el caso de alimentación a tensión constante la normativa de seguridad [31] establece un límite de frecuencia de operación para que la corriente inyectada esté dentro de los límites de seguridad.

También se observa que para la alimentación a corriente constante, la tensión en las frecuencias más bajas es bastante elevada y, pese a que no hay limitaciones de seguridad en cuanto a tensión inyectada, se complica la alimentación debido al equipo o baterías empleadas.

A efectos de equipo físico, resulta mucho más fácil la alimentación a tensión constante pero en ese caso hay que tener en cuenta que sin un estudio de la impedancia del cuerpo no se puede saber a priori la corriente que finalmente se inyectará lo que obliga utilizar un rango de frecuencias más bajo para cumplir con la normativa. Esto se comprobará en la siguiente sección en la que comprobamos las enormes diferencias que pueden existir en la impedancia para pequeñas variaciones de diámetro del brazo.

También se estudiaron bioimpedancia, porcentaje de corrientes y atenuación comprobándose que entre ambos métodos de alimentación no existía diferencias apreciables.

Con respecto al campo eléctrico resulta interesante que los perfiles de campo eléctrico a través de los tejidos se invierten (Figura 33).

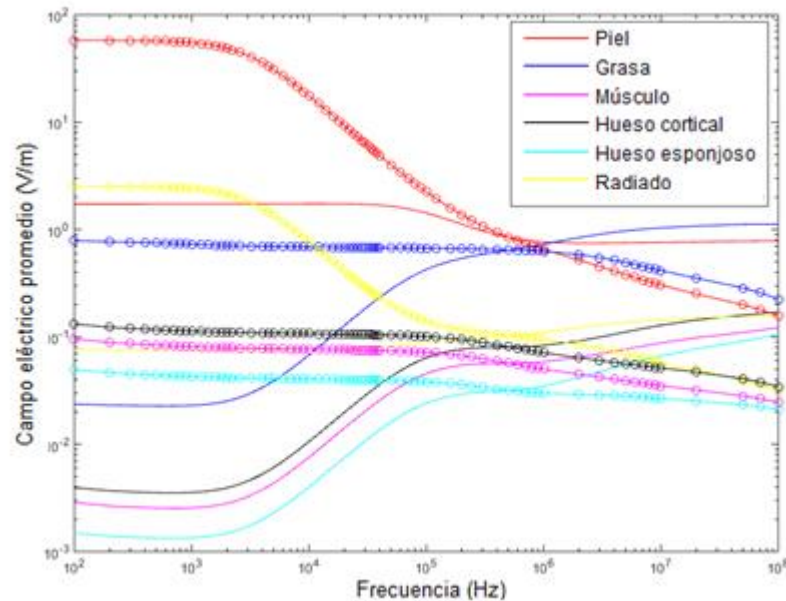


Figura 33 – Perfiles de campo eléctrico a través de los tejidos para los dos métodos de alimentación

Las líneas con círculos equivalen a alimentación a intensidad constante y las líneas sin círculo a la alimentación a tensión constante.

3.3 Resultados de la evaluación de la influencia de la resistencia de carga sobre la atenuación

A continuación se muestra, para distintos valores de la resistencia de carga conectada al par de electrodos de recepción, la diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia el cual no incluye ninguna resistencia (donde a es igual a la atenuación definida en la ecuación 2.7 y a^{ref} es la respuesta de atenuación obtenida para los parámetros del modelo de referencia que se muestra en la Figura Anexo 5). El resultado se puede observar en la siguiente figura (Figura 34).

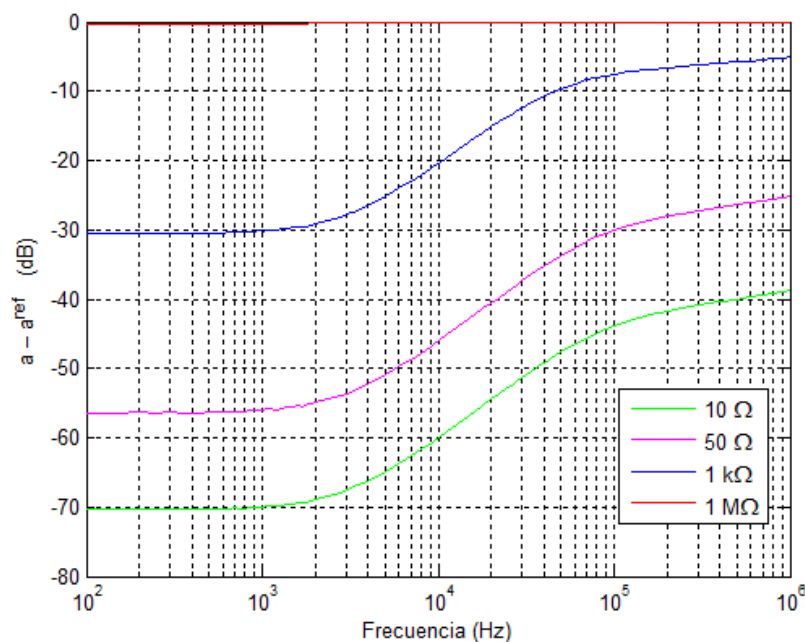


Figura 34 – Influencia de la resistencia de carga sobre la atenuación

Resulta bastante interesante el resultado obtenido ya que se observa que a medida que disminuye el valor de la resistencia de carga aumenta la atenuación y a medida que aumenta la frecuencia dicha diferencia disminuye. Se remarca la influencia de la resistencia de carga a 50 Ω ya que es común encontrarse con instrumentación con este valor en experimentos de la literatura así y que como se puede comprobar aumenta considerablemente la atenuación incluso a frecuencias cercanas al megahertzio. Esto no se suele tener en cuenta y como se comprueba esto falsearía las medidas obtenidas. Por otra parte se comprueba que los resultados obtenidos van acordes a los obtenidos en el estudio similar desarrollado en [91].

3.4 Resultados del análisis de la influencia del diámetro del brazo

A continuación se muestra el efecto de la influencia del diámetro sobre la diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia. Para ello, se toma el valor del diámetro del modelo de referencia (10cm) y se realizan diferentes simulaciones variando un factor de multiplicación k aplicado a dicho valor de diámetro para cinco frecuencias de estudio 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 40 kHz y 1 MHz. El resultado se muestra en la Figura 35 (donde a es igual a la atenuación definida en la ecuación 2.7 y a^{ref} es la respuesta de atenuación obtenida para los parámetros del modelo de referencia que se muestra en la Figura Anexo 5).

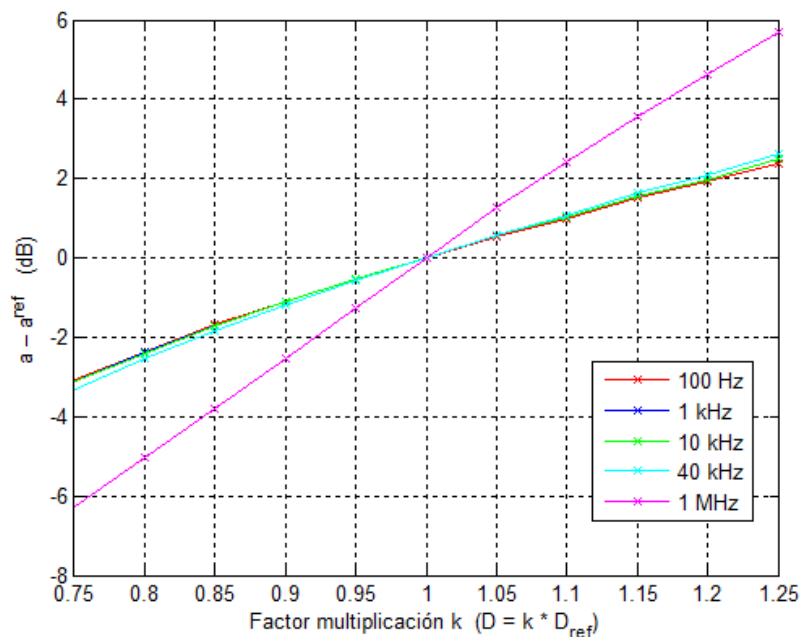


Figura 35 – Influencia del diámetro del brazo sobre la atenuación

A partir de los resultados obtenidos en la Figura 35 se puede afirmar que la atenuación es inversamente proporcional al diámetro del brazo o dicho de otra forma, a medida que aumenta el diámetro del brazo disminuye la atenuación que sufre la señal. Por otra parte, prestando atención a las frecuencias de estudio observamos que a medida que aumenta la frecuencia de operación, mayor será la dependencia del diámetro sobre la atenuación de la señal.

A continuación se muestran los resultados del porcentaje de corriente a través de los tejidos (Figura 36, Figura 37, Figura 38). Se observan ligeras variaciones (casi despreciables) con respecto al modelo de referencia en grasa y músculo. Si disminuye el diámetro de brazo aumenta el porcentaje de corriente que circula a través de la grasa y disminuye el porcentaje de corriente que circula a través del músculo y viceversa en el caso que se aumente el diámetro del músculo. El porcentaje de corriente que circula a través de la piel permanece casi invariable y lo mismo ocurre con los porcentajes de corriente que circulan por las dos capas de tejido óseo (Figura Anexo 11 y Figura Anexo 12). También se observa que las variaciones en el porcentaje de corriente no parece que tenga un efecto en la frecuencia pues las curvas resultan separadas casi por la misma distancia para

cualquiera de las frecuencias. Es interesante debido a que como se ha visto la frecuencia si tiene un peso importante en la diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia en la gráfica anterior.

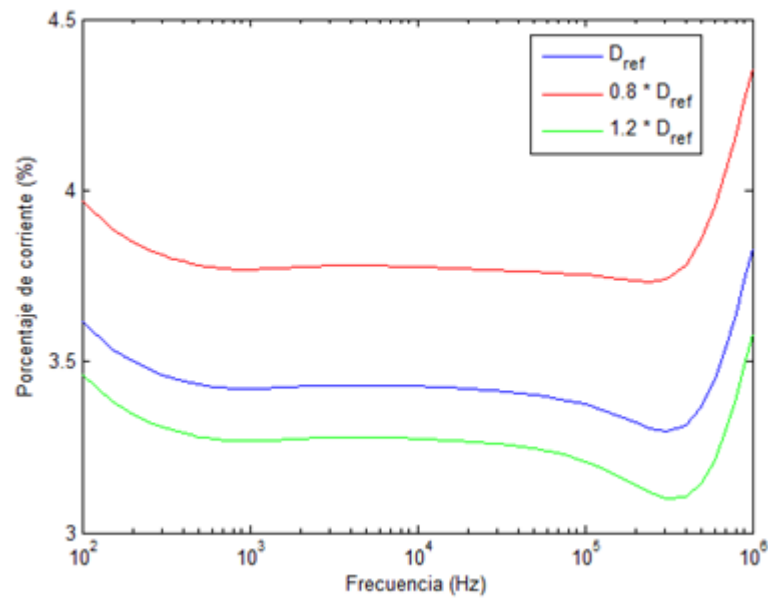


Figura 36 – Porcentaje de corriente a través de la grasa para distintos diámetros del brazo

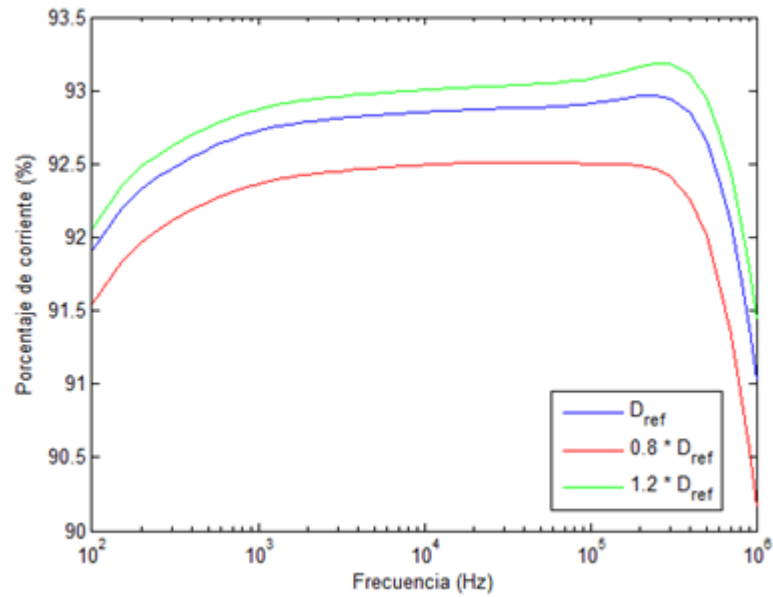


Figura 37 – Porcentaje de corriente a través del músculo para distintos diámetros del brazo

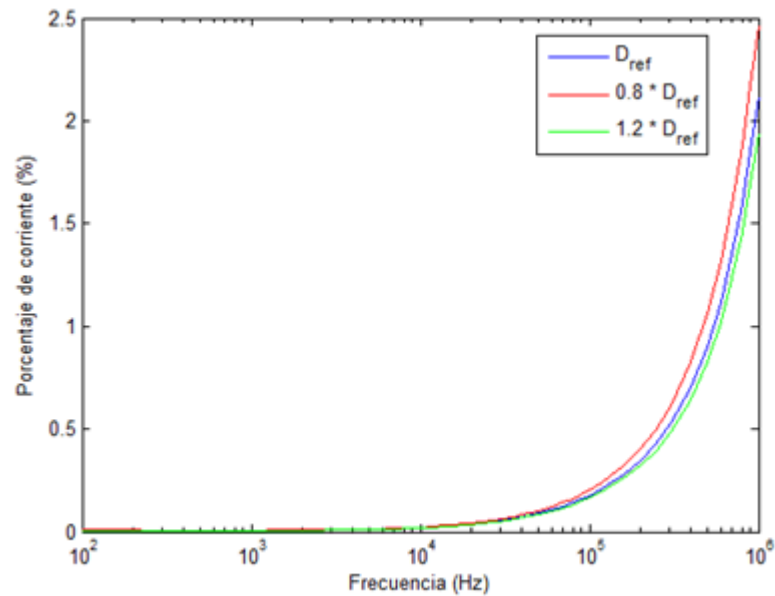


Figura 38 – Porcentaje de corriente a través de la piel para distintos diámetros del brazo

Por último se muestra los cambios de bioimpedancia ante las variaciones de diámetro (Figura 39). Se observa que las pequeñas variaciones del brazo (2 cm para un diámetro de 10 cm) se traducen en importantes cambios en la bioimpedancia lógicamente aumentando cuando aumenta el diámetro y disminuyendo cuando disminuye el diámetro. La conclusión aquí va en línea con el apartado anterior y es que estos cambios de bioimpedancia se traducen en cambios en la corriente inyectada para una alimentación por potencial constante. Por lo que se concluye que es muy necesario un análisis previo de las características corporales del sujeto y de la frecuencia de operación en la técnica IBC de acoplamiento galvánico para controlar que la corriente inyectada se encuentre dentro de los límites de seguridad para una alimentación a tensión constante de los electrodos.

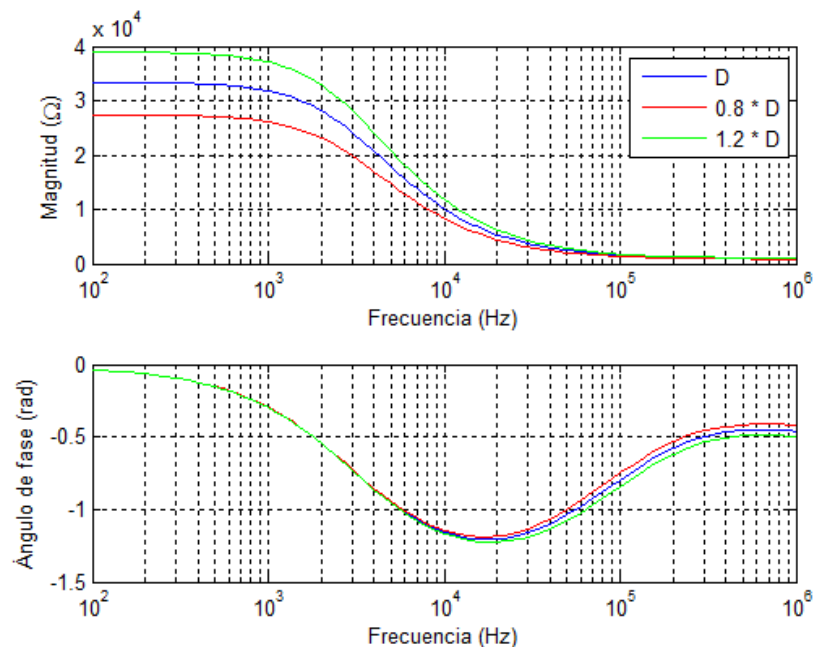


Figura 39 – Bioimpedancia en función del diámetro del brazo

3.5 Resultados del análisis de la influencia de las variaciones de espesor de tejido graso y muscular

El primer resultado (Figura 40) es la evolución en frecuencias de la atenuación con respecto al modelo de referencia para distintos valores de un índice cociente entre espesor de músculo (M) y espesor de grasa (G). Las variaciones de espesor del tejido graso y tejido muscular se hacen en las mismas unidades para mantener el mismo valor de diámetro que el modelo de referencia (10 cm). Esto se puede observar mejor en la Figura 41 que muestra la diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia (donde a es igual a la atenuación definida en la ecuación 2.7 y a^{ref} es la respuesta de atenuación obtenida para los parámetros del modelo de referencia que se muestra en Figura Anexo 5). El resultado es interesante principalmente porque deja entrever que cuando la relación de espesor músculo/grasa (M/G) tiene un valor superior a 5 se observa que si aumenta dicha relación no aumenta más la atenuación y aparte, para frecuencias mayores a 100 kHz, la atenuación comienza a disminuir consiguiendo incluso resultados de atenuación menores a una M/G mayor (por ejemplo para M/G=8 a 500 kHz presenta menor atenuación que una M/G=2.6 pero para frecuencias mayores es mucho mayor la atenuación).

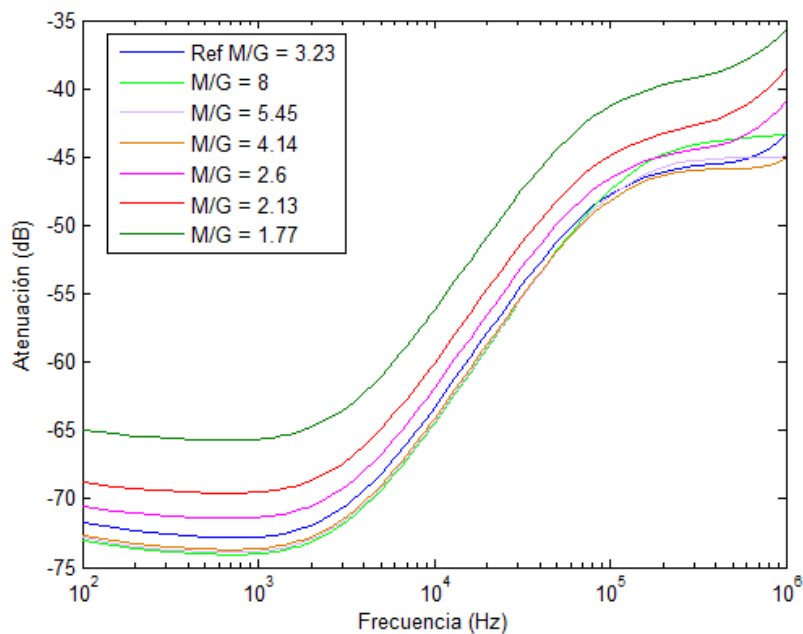


Figura 40 – Atenuación para varias proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)

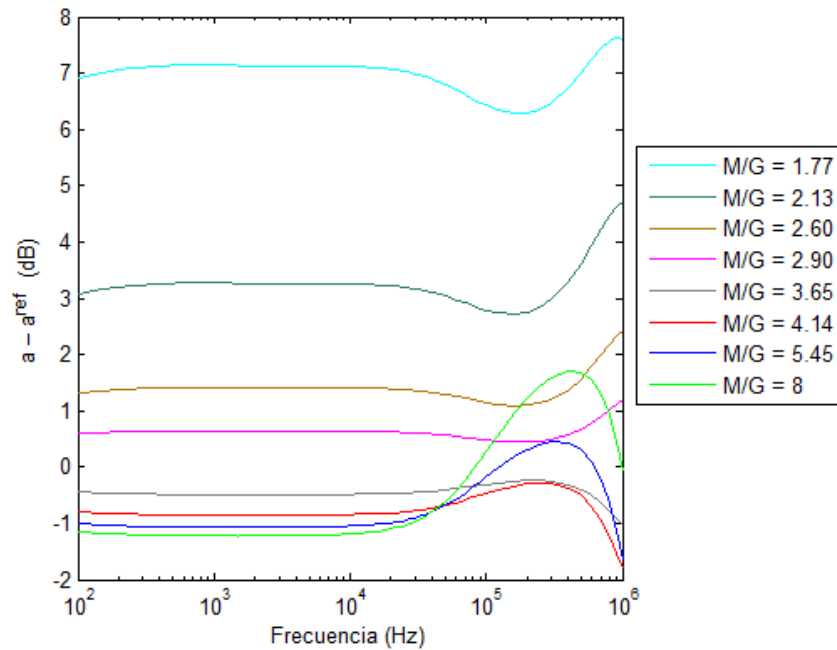


Figura 41 – Diferencia de atenuación con respecto al modelo de referencia para varias proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)

A continuación se muestra el resultado de porcentaje de corrientes a través de los diferentes tejidos (Figura 42, Figura 43, Figura 44 y Figura 45). El resultado muestra un comportamiento lógico ya que al aumentar la proporción M/G más porcentaje de corriente va a través del músculo y menos a través del resto de tejidos (grasa principalmente, las variaciones de porcentaje de corriente en piel a frecuencias menores de 200 kHz y las capas de hueso son despreciables). El resultado cobra más interés cuando se compara con el obtenido en el estudio de la atenuación ya que se observa que, pese a que el tejido muscular es más conductivo que el tejido graso, al circular más corriente a través del músculo empeora la atenuación a frecuencias menores a los 100 kHz. Esto se extenderá con el resultado de la siguiente sección.

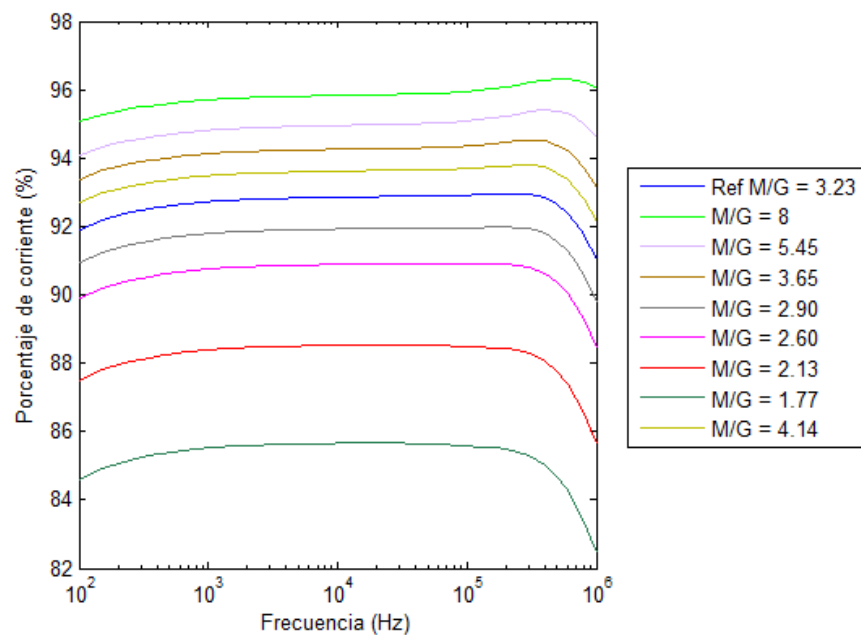


Figura 42 – Porcentaje de corriente a través del músculo para distintas proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)

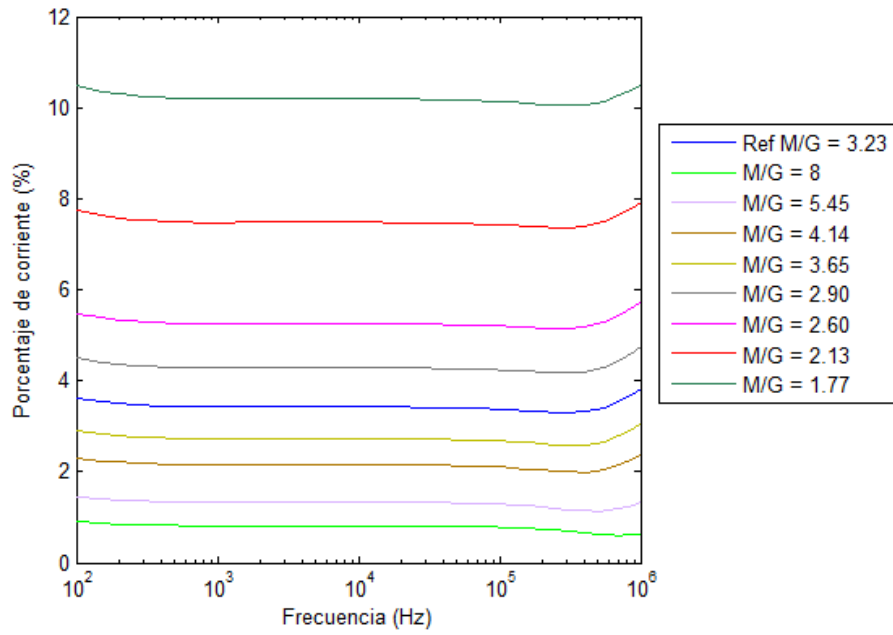


Figura 43 – Porcentaje de corriente a través de la grasa para distintas proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)

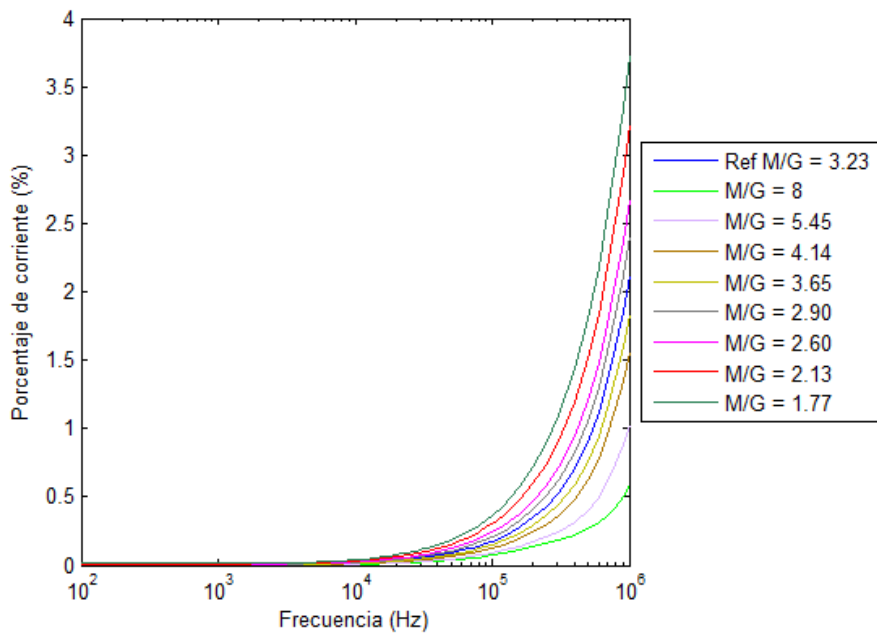


Figura 44 – Porcentaje de corriente a través de la piel para distintas proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)

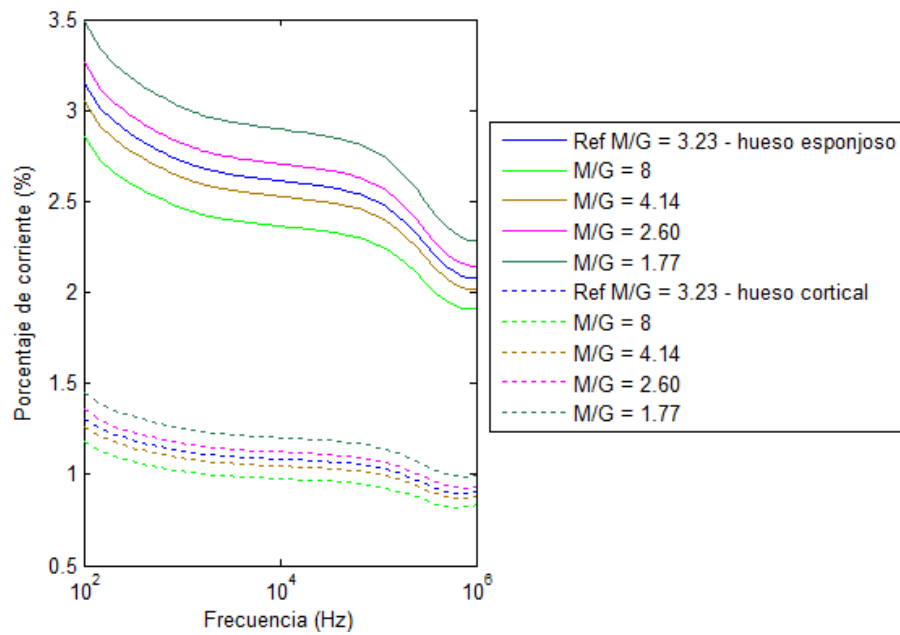


Figura 45 – Porcentaje de corriente a través del hueso para distintas proporciones de espesor músculo/grasa (M/G)

3.6 Resultados de la evaluación del efecto de la conductividad del músculo

En primer lugar se muestra la simulación de la atenuación variando la conductividad del músculo (Figura 46).

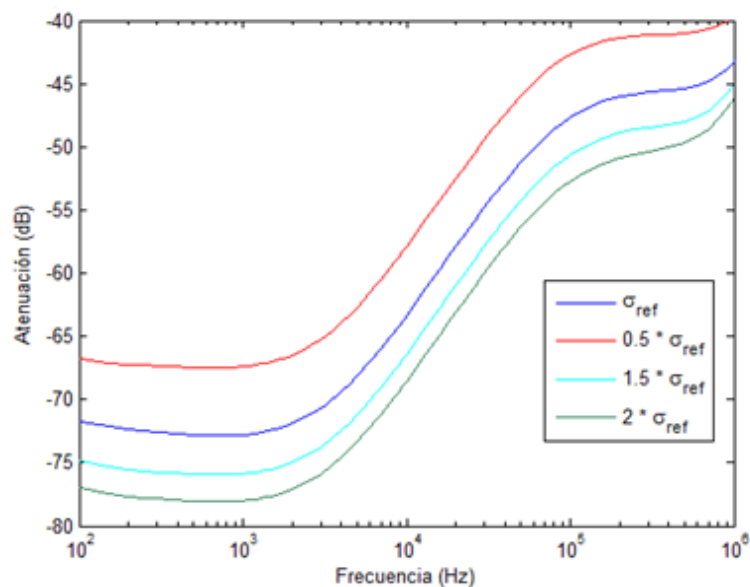


Figura 46 – Influencia de la conductividad del músculo sobre la atenuación

El resultado coincide con el comportamiento que se reportó por Wegmueller *et al.* en [32]. Al aumentar la conductividad del músculo aumenta la atenuación considerablemente. Este comportamiento se da prácticamente por igual en todo el rango de frecuencias (de ahí que las curvas sean paralelas) por lo que se concluye que este comportamiento es independiente de la frecuencia de operación.

Como se observa en las siguientes gráficas de porcentaje de corriente a través de los tejidos (Figura 47, Figura

48, Figura 49 y Figura 50), al aumentar la conductividad del músculo lógicamente aumenta el porcentaje de corriente que fluye por él y disminuyen los porcentajes de corriente que fluyen por la grasa y el hueso esponjoso (las variaciones de corriente por la piel y el hueso cortical son despreciables). Del mismo modo, al disminuir la conductividad del músculo ocurre exactamente lo contrario. Este resultado coincide en cierta medida con el observado en el caso de estudio de la sensibilidad sobre las variaciones de espesor del músculo y de la grasa.

La conclusión obtenida demuestra que, efectivamente, el **tejido muscular hace que fluya la corriente más directamente entre el par de electrodos de transmisión extendiéndose menos hacia el par receptor**. Por ello, este resultado permitiría afirmar que, desde el punto de vista de la técnica IBC de acoplamiento galvánico, resulta negativo que la corriente penetre hasta el músculo siendo la situación ideal que la corriente circule a través de la grasa a pesar de que la grasa sea menos conductiva que el músculo.

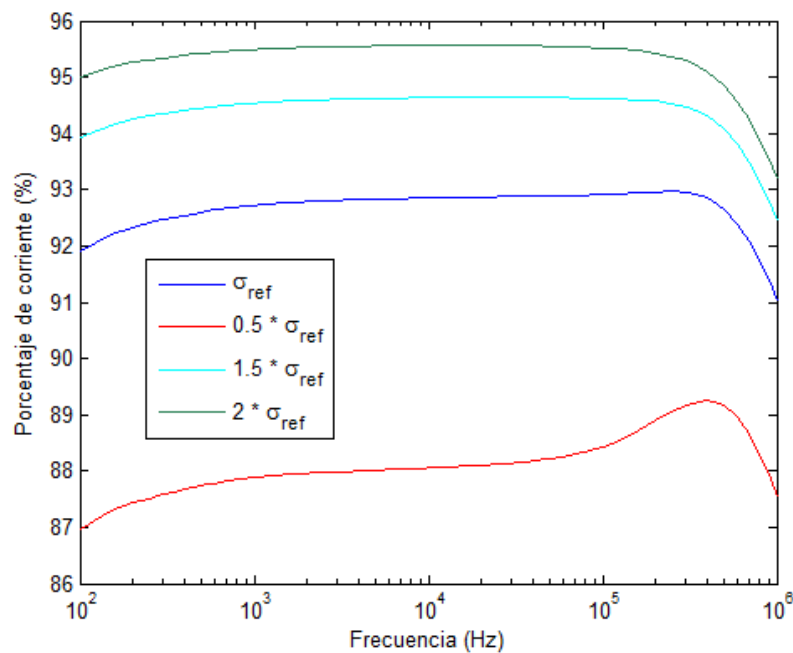


Figura 47 – Porcentaje de corriente a través del músculo para distintos valores de conductividad del músculo

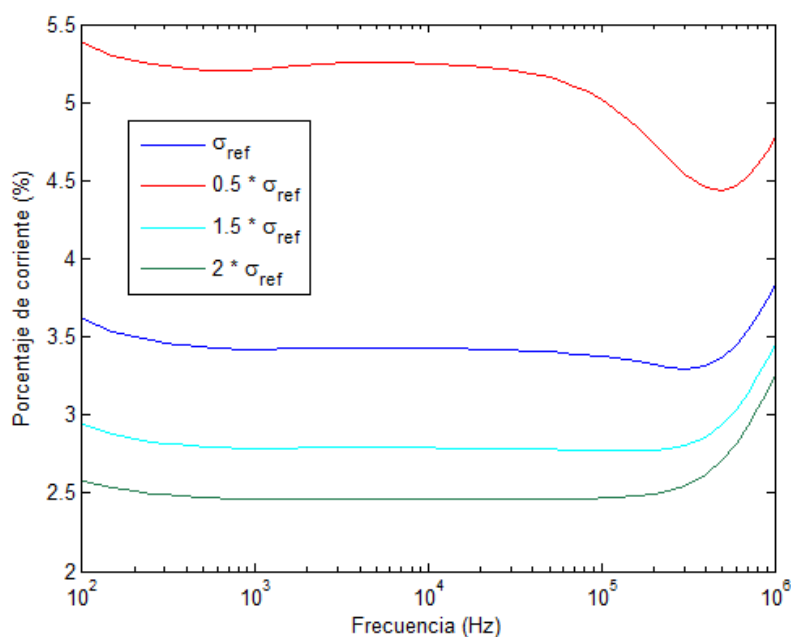


Figura 48 – Porcentaje de corriente a través de la grasa para distintos valores de conductividad del músculo

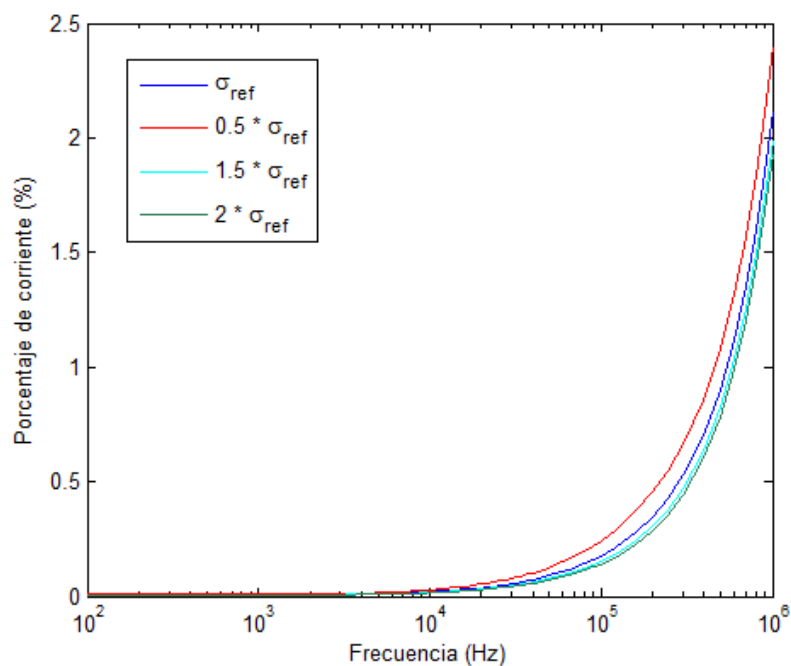


Figura 49 – Porcentaje de corriente a través de la piel para distintos valores de conductividad del músculo

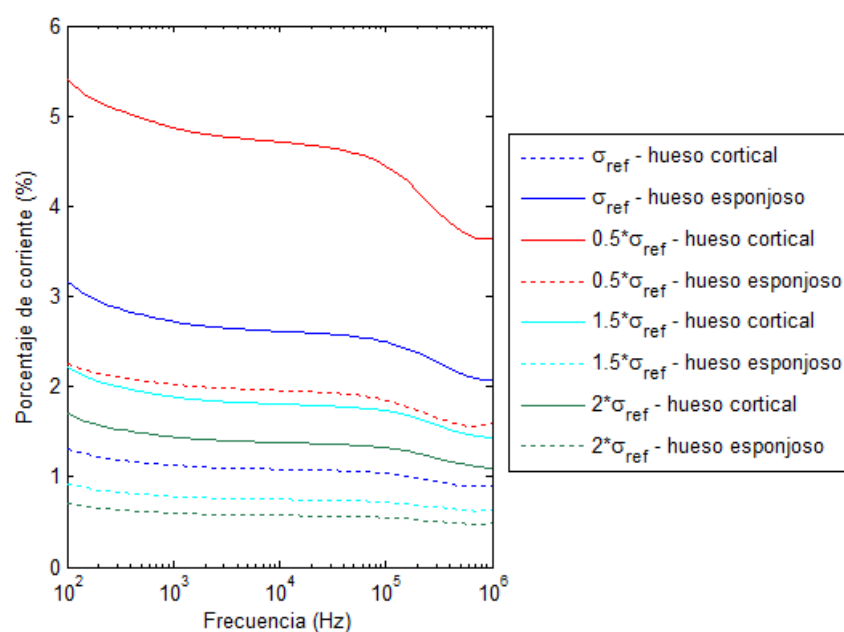


Figura 50 – Porcentaje de corriente a través del hueso para distintos valores de conductividad del músculo

Por último, se comprueba que la diferencia de corriente inyectada es casi despreciable hasta las altas frecuencias donde esta diferencia sigue siendo menor incluso al 2-4%. La gráfica se puede ver en el Anexo (Figura Anexo 13).

3.7 Resultados del análisis de la anisotropía en la conductividad del músculo

El primer resultado (Figura 51) es la respuesta frecuencial de la atenuación para distintos valores de longitud de canal (CH) en los casos de conductividad isotrópica y anisotropía desde 100 Hz a 100 MHz.

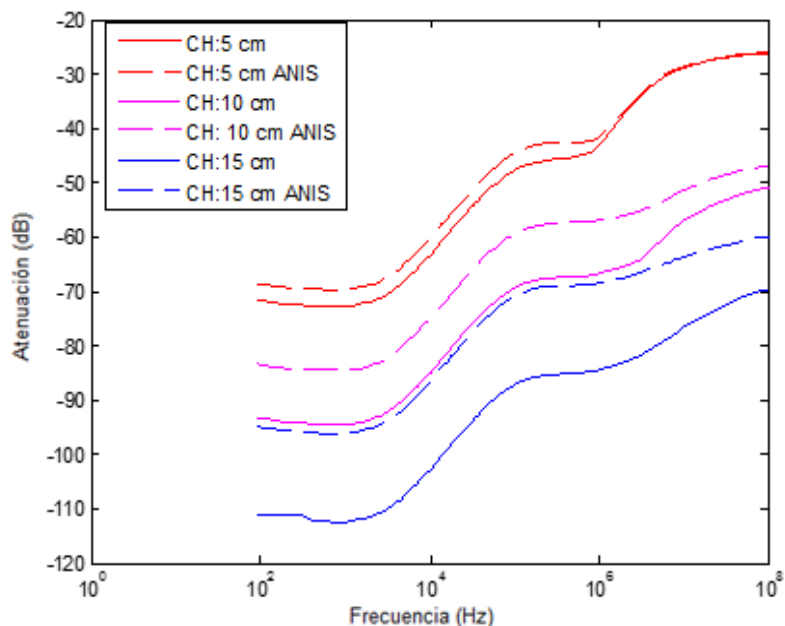


Figura 51 – Atenuación para diferentes longitudes de canal y conductividad del músculo anisotropía

Se observa que a medida que aumenta la longitud de canal más influencia tiene la anisotropía de la conductividad del músculo. Por otra parte a partir de 1 MHz tienden a confluir los resultados de anisotropía e isotropía en la conductividad del músculo.

En la siguiente figura (Figura 52) se observa que el caso de anisotropía presenta una diferencia de atenuación con respecto al caso de isotropía que aumenta proporcionalmente con la longitud de canal. Pero a la longitud de canal que se ha contemplado a lo largo de este proyecto (5 cm) ambos casos son muy parecidos por lo la aproximación de conductividad empleada es correcta. En este caso la frecuencia de operación es 40 kHz.

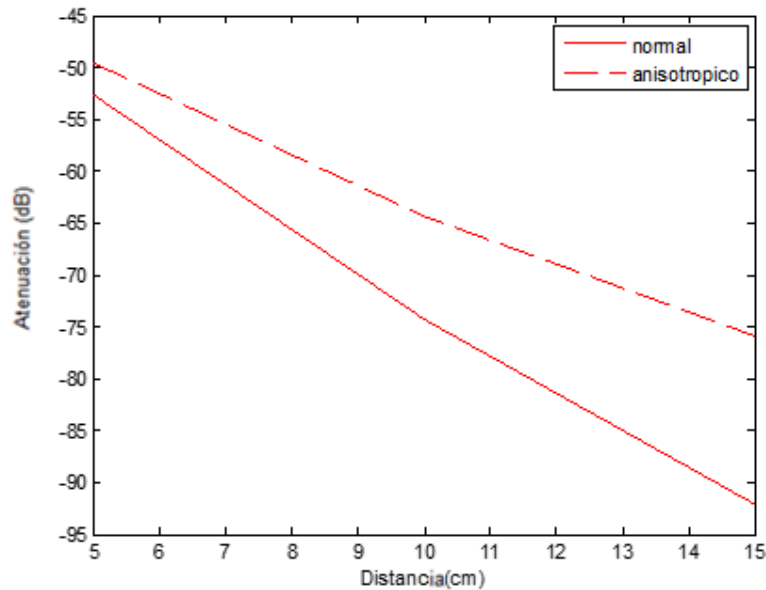
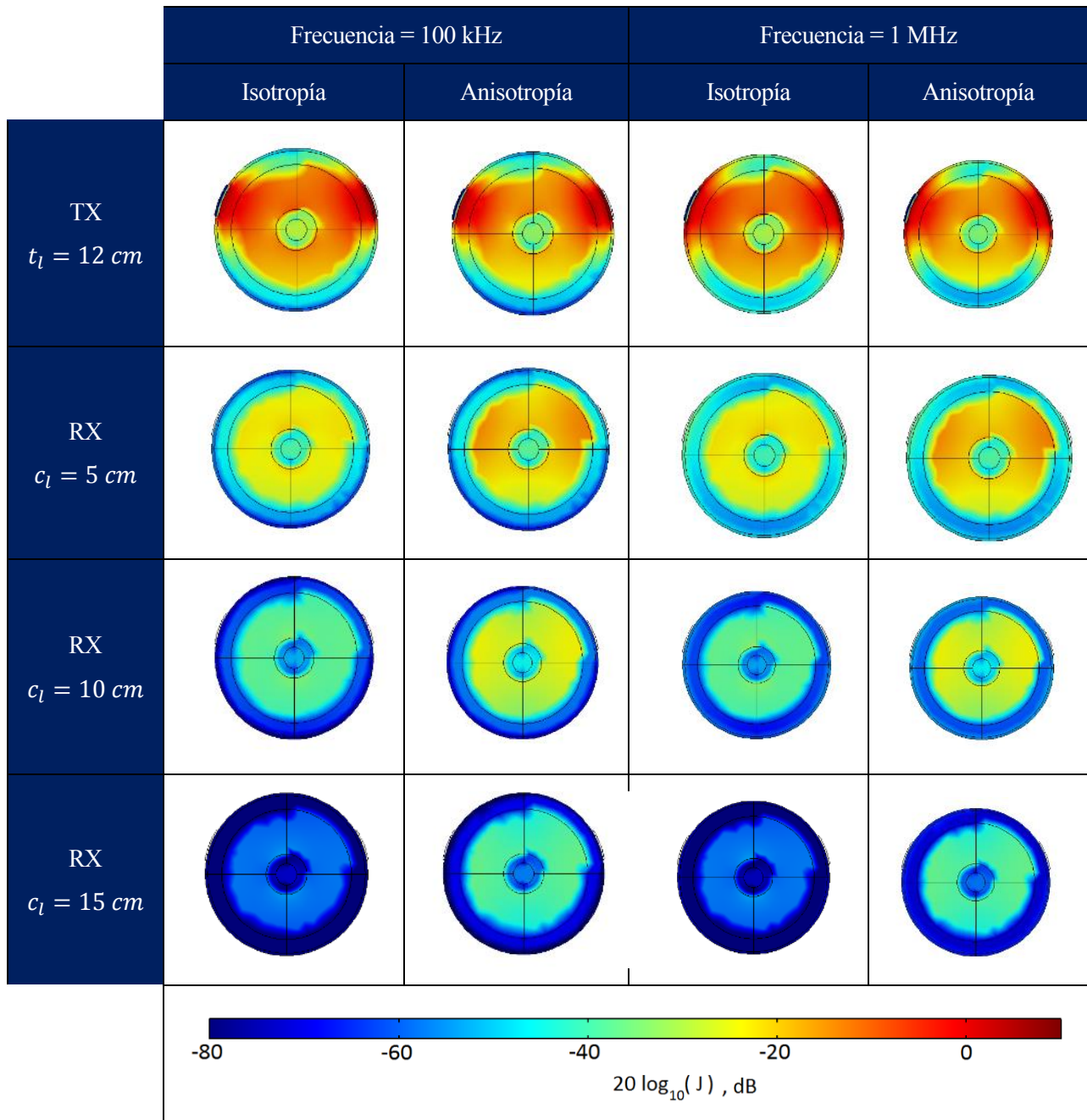


Figura 52 – Atenuación a frecuencia de 40 kHz en función de la longitud de canal para anisotropía en la conductividad del músculo

Por último se va a mostrar la densidad de carga variando la colocación de los electrodos (longitud de canal y distancia inter electrodo).

Primero se muestra el resultado de la densidad de carga para distintas longitudes de canal y frecuencias tanto con conductividad isotrópica y anisotropía. La distancia entre electrodos en estos casos es 12 cm. El resultado se muestra en la siguiente tabla (Tabla 8). Como se puede comprobar, el resultado va en línea con los resultados de atenuación. Las diferencias con el caso de anisotropía en la conductividad del músculo se hacen mayores conforme aumenta la longitud del canal. Nuevamente, se observa que **para la longitud de canal utilizado a lo largo del proyecto (5 cm) la aproximación de isotropía proporciona unos resultados similares a los de anisotropía**. Esto queda muy bien reflejado en las siguientes figuras (Figura 53y Figura 54). Se observa como a baja longitud de canal los resultados de anisotropía e isotropía tienen un comportamiento similar mientras que a mayores longitudes de canal la aproximación de anisotropía muestra mayor densidad de corriente debido a que la conductividad del músculo sigue la dirección del brazo (dirección de las fibras musculares).

Tabla 8 – Densidad de corriente para distintas longitudes de canal y anisotropía en la conductividad del músculo



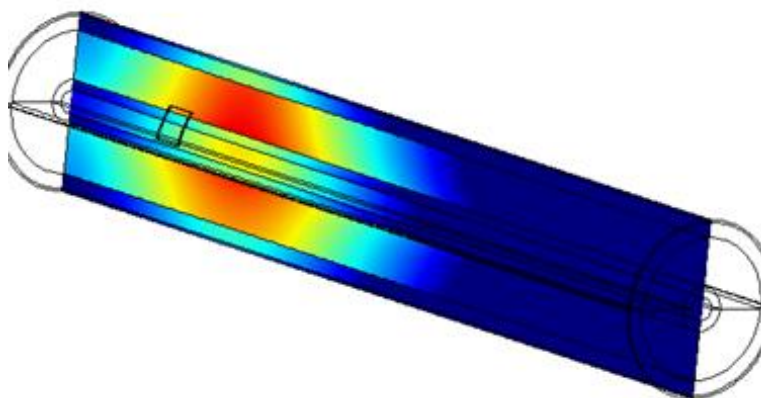


Figura 53 – Densidad de corriente a través del brazo para isotropía en la conductividad del músculo

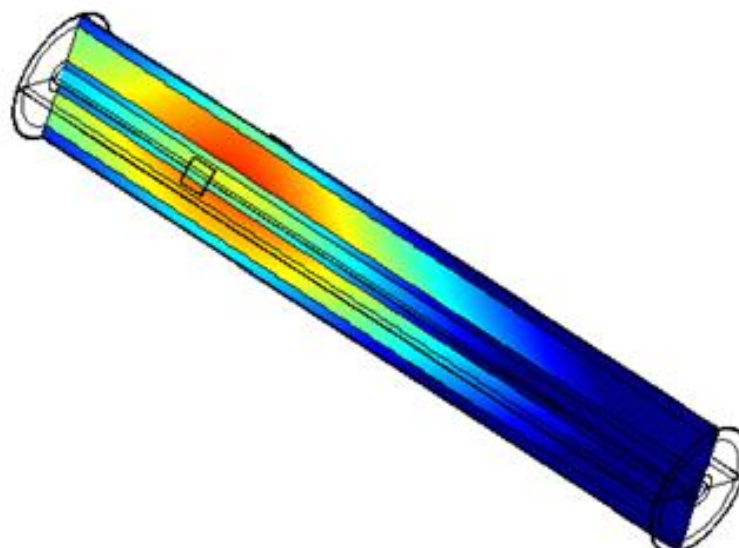


Figura 54 – Densidad de corriente a través del brazo para anisotropía en la conductividad del músculo

4 CONCLUSIONES DEL PROYECTO

A lo largo de este proyecto se han estudiado diferentes casos de estudio basados en parámetros clave de la técnica IBC galvánica. De los resultados derivados de la investigación realizada se pueden extraer un conjunto de conclusiones que será listado a continuación:

1. **El efecto de la impedancia de contacto de los electrodos se focaliza principalmente a bajas frecuencias.** El efecto de la interfaz electrodo-piel, según los modelos de electrodos publicados en la literatura, es mayor a frecuencias más bajas donde se observan desviaciones con respecto a la curva de bioimpedancia sin tener en cuenta la impedancia debida a la interfaz. Las diferentes dispersiones asociados a los diversos modelos electrodos pueden indicar una desadaptación de impedancias que se traduce en una menor corriente inyectada debido a una colocación incorrecta de los electrodos.
2. **En el caso de acoplamiento galvánico basado en alimentación a voltaje constante, la corriente inyectada al cuerpo depende de la bioimpedancia exhibida por el sujeto y la frecuencia de operación, por lo que es necesario su estudio previo para evitar inyectar niveles de corriente superiores al límite de seguridad.** Debido a que pequeñas variaciones de las características corporales influyen bastante en la bioimpedancia (sobre todo por debajo de los 10 kHz) y que a medida que aumenta la frecuencia la corriente inyectada crece muy rápidamente hay que tener en consideración estos factores para la implementación de la técnica IBC. Por otra parte, esta consideración no aplicaría a la alimentación a corriente constante pero es necesario tener en cuenta que la tensión inyectada en las frecuencias más bajas es bastante elevada y, pese a que no hay limitaciones de seguridad en cuanto a tensión inyectada, se complica la implementación debido al equipo o baterías empleadas.
3. **La influencia de la resistencia de carga sobre las medidas es relevante para el rango de frecuencias de 100 Hz a 1 MHz.** Se ha observado objetivamente en los resultados de simulación que la atenuación aumenta conforme disminuye la resistencia de carga. Este estudio tiene importantes implicaciones de cara a la implementación de los prototipos experimentales IBC ya que es habitual en la literatura que los autores utilicen dispositivos adaptados a 50 Ω y esto provoca un aumento considerablemente de la atenuación incluso a frecuencias cercanas al megahertzio.
4. **Desde el punto de vista de la comunicación IBC se ha observado que el hecho de que la corriente penetre hacia el tejido muscular se traduce en una atenuación mayor.** Los resultados obtenidos permiten concluir que la corriente que circula por el tejido muscular fluye principalmente entre los electrodos del transmisor por lo que se extiende menos hacia el par de electrodos del receptor ya que la atenuación de la señal aumenta a medida que aumenta la conductividad del músculo. Por tanto, resulta más idóneo para la atenuación de la señal que la corriente circule a través del tejido graso a pesar de tener menos conductividad. Los resultados del análisis de la sensibilidad de la conductividad del músculo resultan ilustrativos para entender las diferencias de mecanismos de transmisión entre dispositivos sobre la piel y subcutáneos para el IBC de acoplamiento galvánico.
5. **La desviación entre la anisotropía de la conductividad del músculo y la aproximación isotrópica aumenta a medida que aumenta la longitud de canal.** Se observa en los resultados que si la conductividad sigue la dirección del eje longitudinal del músculo disminuye la atenuación con respecto a la conductividad isotrópica y dicha desviación de la atenuación aumenta proporcionalmente con respecto a la longitud de canal.

REFERENCIAS

- [1] "IEEE Draft Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment – Physical Layer (PHY) Specifications for," pp. 1–133, 2013
- [2] (2016, Ago.) Bluetooth Smart: <https://www.bluetooth.com/what-is-bluetooth-technology/bluetooth-technology-basics/low-energy>
- [3] J. Y. Khan, M. R. Yuce, G. Bulger, and B. Harding, "Wireless Body Area Network (WBAN) design techniques and performance evaluation." *J. Med. Syst.*, vol. 36, no. 3, pp. 1441–57, Jun. 2012.
- [4] S. Movassaghi, M. Abolhasan, J. Lipman, D. Smith, and A. Jamalipour, "Wireless Body Area Networks: A Survey," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 16, no. 3, pp.1658–1686, Jan. 2014.
- [5] R. D. Black, "Recent Advances in Translational Work on Implantable Sensors" *IEEE Sens. J.*, vol. 11, no. 12, pp. 3171–3182, Dec. 2011.
- [6] G. J. Goddard, William A and Brenner, Donal W and Lyshevski, Sergei E and Iafrate, Ed., *Handbook of Nanoscience, Engineering, and Technology*, Third Edition. CRC Press, 2012
- [7] R. Gómez-Martínez, A. M. Hernández-Pinto, M. Duch, P. Vázquez, K. Zinoviev, E. J. de la Rosa, J. Esteve, T. Suárez, and J. A. Plaza, "Silicon chips detect intracellular pressure changes in living cells." *Nat. Nanotechnol.*, vol. 8, no. 7, pp. 517–21, Jul. 2013.
- [8] A. A. Yanik, "Ultrasensitive optofluidic-nanoplasmonic BioNEMS for life sciences and point-of-care diagnostics," in *Proc. SPIE - Int. Soc. Opt. Eng., J. Kubby and G. T. Reed, Eds.*, vol. 8990. SPIE, Mar. 2014, p. 89900R
- [9] C.-L. Wei, Y.-C. Lin, T.-A. Chen, R.-Y. Lin, and T.-H. Liu, "Respiration detection chip with integrated temperature-insensitive MEMS sensors and CMOS signal processing circuits." *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 9, no. 1, pp. 105–12, Feb. 2015
- [10] A. Honka, K. Kaipainen, H. Hietala, and N. Saranummi, "Rethinking health: ICT-enabled services to empower people to manage their health." *IEEE Rev. Biomed. Eng.*, vol. 4, pp. 119–39, Jan. 2011
- [11] M. J. Ball and J. Lillis, "E-health: transforming the physician/patient relationship," *Int. J. Med. Inform.*, vol. 61, no. 1, pp. 1–10, Apr. 2001
- [12] K. S. Nikita, *Handbook of Biomedical Telemetry*. Wiley-IEEE Press, 2014, ch. Introduction to Biomedical Telemetry, pp. 1–23.
- [13] M. R. H. Khan, R. Passerone and D. Macii, "FZepel: RF-level power consumption measurement (RF-PM) for Zigbee wireless sensor network-towards cross layer optimization," *2008 IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, Hamburg, 2008, pp. 959-966.

- [14] R. Tei, H. Yamazawa and T. Shimizu, "BLE power consumption estimation and its applications to smart manufacturing," *2015 54th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE)*, Hangzhou, 2015, pp. 148-153.
- [15] Manpreet and J. Malhotra, "ZigBee technology: Current status and future scope," *2015 International Conference on Computer and Computational Sciences (ICCCS)*, Noida, 2015, pp. 163-169.
- [16] H. P. Wong and Z. Dahari, "Human body parts heat energy harvesting using thermoelectric module," *2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, Johor Bahru, 2015, pp. 211-214.
- [17] P. D. Mitcheson, "Energy harvesting for human wearable and implantable bio-sensors," *2010 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology*, Buenos Aires, 2010, pp. 3432-3436.
- [18] M. Losada, P. del Campo, A. Irizar, P. Ruiz and A. Leventis "Design Principles and Challenges for an Autonomous WSN for Structural Health Monitoring in Aircrafts", *IEEE Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS) 2014*
- [19] J. M. Varghese, Nibi K V, V. T. Varghese and S. Rao, "A Survey of the State of Art in Zigbee", *International Journal on Cybernetics & Informatics (IJCI)* Vol. 4, No. 2, April 2015
- [20] X. Ma and W. Luo, "The Analysis of 6LowPAN Technology," *Computational Intelligence and Industrial Application, 2008. PACIIA '08. Pacific-Asia Workshop on*, Wuhan, 2008, pp. 963-966.
- [21] G. R. Karsanbhai and M. G. Shajan, "128 bit AES implementation for secured wireless communication," *2011 International Conference on Emerging Trends in Networks and Computer Communications (ETNCC)*, Udaipur, 2011, pp. 497-501.
- [22] R. Almesaeed, N. F. Abdullah, A. Doufexi and A. R. Nix, "Performance Evaluation of 802.11 Standards Operating in TVWS and Higher Frequencies under Realistic Conditions," *2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*, Vancouver, BC, 2014, pp. 1-5.
- [23] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 15.6: Wireless Body Area Networks, IEEE Std. 802.15.6TM-2012, Feb. 2012.
- [24] J. Bae, K. Song, H. Lee, H. Cho, and H.-J. Yoo, "A low-energy crystal-less double-FSK sensor node transceiver for wireless body-area network," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 11, pp. 2678–2692, Nov. 2012.
- [25] T. Falck, H. Baldus, J. Espina, and K. Klabunde, "Plug'n play simplicity for wireless medical body sensors," *Mobile Netw. Appl.*, vol. 12, pp. 143–153, 2007.
- [26] K. Sasaki, F. Koshiji, and S. Takenaka, "Intrabody communication using contact electrodes in low-frequency bands," in *Healthcare Sensor Networks: Challenges Toward Practical Implementation*, D. T. H. Lai, R. Begg, and M. Palaniswami, Eds. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2011, pp. 51–74.
- [27] L.M. Roa, L.J. Reina, A. Callejón, D.Naranjo, M.A. Estudillo, "Intrabody Communication", *Handbook of Biomedical Telemetry*, 2014 pp 252-300, ISBN 978-1-118-38861-7
- [28] Wegmueller MS. 2007. Intra-body communication for biomedical sensor networks. PhD Thesis Diss. ETH No. 17323, ETH Zürich, Suisse.

- [29] Wegmueller MS, Huclova S, Froehlich J, Oberle M, Felber N, Kuster N, Fichtner W. 2009. Galvanic coupling enabling wireless implant communications. *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement* 58(8):2618-2625.
- [30] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, 1998. "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)". *Health Phys* 74(4):494-522.
- [31] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection. 2009. "ICNIRP statement on the guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)". *Health Phys* 97(3):257-258
- [32] Wegmueller MS et al.. "An attempt to model the human body as a communication channel". *IEEE Trans Biomed Eng* 2007 54(10):1851-1857.
- [33] Roa LM, Naranjo D, Reina J, Oliva JS, Lara A, Milán JA, Estudillo MA.. "Applications of bioimpedance to end stage renal disease (ESRD)". *Modeling and control of dialysis systems*. 2012 Heidelberg, Germany: Springer-Verlag.
- [34] Hachisuka K et al. "Development of wearable intra-body communication devices". *Sensors and actuators*, 2003 105:109-115.
- [35] Wegmueller S, Oberle M, Felber N, Kuster N, Fichtner W. 2006. "Galvanical coupling for data transmission through the human body". *Proc IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conf*, pp 24-27.
- [36] Hachisuka K et al. "Intra-body data transmission for the personal area network". *Microsystem Technologies*, 2005 11(8-10):1020-1027.
- [37] Hachisuka K et al. "Simplified circuit modeling and fabrication of intrabody communication devices". *Sensors and Actuators* 2006 130-131:322-330.
- [38] Northrop RB. "Sources and properties of biomedical signals" *Analysis and application of analog electronic circuits to biomedical instrumentation*, 2004 pp 1-21.
- [39] Neuman MR. "Biopotential electrodes". *The Biomedical Engineering Handbook: Second Edition*. 2000
- [40] Fukumoto M, Tonomura Y. "Body coupled FingeRing: Wireless wearable keyboard". *Proc CHI Conf Human Factors in Computing Systems*, 1997 pp 147-154.
- [41] Matsushita N, et al. "Wearable key: device for personalizing nearby environment". *Proc 4th Int Symp Wearable Computing* 2000, pp 119-126.
- [42] Zimmerman TG, "Personal Area Networks (PAN): Near-field intrabody communication". *MIT Media Laboratory*, 1995 Cambridge.
- [43] Partridge K et al. "Empirical measurements of intrabody communication performance under varied physical configurations". *Proc 14th Annual ACM Symp User Interface Software and Technology*, 2001 pp 183-190.
- [44] Cho N. et al. "The human body characteristics as a signal transmission medium for intrabody communication". *IEEE Trans on Microw Theory Tech* 2007 55(5):1080-1086.
- [45] Fujii K, Takahashi M, Ito K. "Study on the electromagnetic field distributions of realistic Japanese adult male and female models with a wearable device using the human body as a transmission channel". *Proc 2006 IEEE Int Symp Antennas and Propagation Society*, 2006 pp 2121-2124.

- [46] Fujii K, Takahashi M, Ito K. "Electric field distributions of wearable devices using the human body as a transmission channel". *IEEE Trans Antennas Propag* 2007 55(7):2080-2087.
- [47] Hwang JH et al. "Effect of load impedance on the signal loss of human body communication". *Proc 2007 IEEE Int Symp Antennas and Propagation*, 2007 pp 3217-3220.
- [48] J. Bae, K. Song, H. Lee, H. Cho, and H.-J. Yoo, "A 0.24-nJ/b Wireless Body-Area-Network Transceiver With Scalable Double-FSK Modulation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 1, pp. 310–322, Jan. 2012.
- [49] M. Seyedi, D. T. H. Lai, and M. Faulkner, "Limb joint effects on signal transmission in capacitive coupled intra-body communication systems." *Conf. Proc... Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. IEEE Eng. Med. Biol. Soc. Annu. Conf.*, vol. 2012, pp. 6699–702, Jan. 2012.
- [50] Z. Lucev, I. Krois, and M. Cifrek, "Effect of body positions and movements in a capacitive intrabody communication channel from 100 kHz to 100 MHz," *Technol. Conf. Proc. IEEE in 2012 IEEE Int. Instrum. Meas.*, May 2012, pp. 2791–2795.
- [51] M. A. Callejon, D. Naranjo-Hernandez, J. Reina-Tosina, and L. M. Roa, "A Comprehensive Study Into Intrabody Communication Measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, no. 9, pp. 2446–2455, Sep. 2013.
- [52] N. K. Marc Wegmueller, Michael Oberle and W. Fichtner, "From Dielectrical Properties of Human Tissue to Intra-Body Communications," *Congr. Med. Phys. Biomed. Eng.in WORLD 2006 IFMBE Proc.*, 2006, pp. 613–617.
- [53] J. M. L. P. Caldeira, J. A. F. Moutinho, B. Vaidya, P. Lorenz, and J. J. P. C. Rodrigues, "Intra-body Temperature Monitoring Using a Biofeedback Solution," in *2010 Second Int. Conf. eHealth, Telemedicine, Soc. Med. IEEE*, Feb. 2010, pp. 119–124.
- [54] T. Kobayashi, Y. Shimatani, and M. Kyoso, "Application of near-field intra-body communication and spread spectrum technique to vital-sign monitor evaluation of error rate in ambulatory status," in *2013 7th Int Symp Med Inf Commun Technol. IEEE*, Mar. 2013, pp. 5
- [55] A. H. A. Razak, A. Zayegh, R. K. Begg, M. Seyedi, and D. T. Lai, "BFSK modulation to compare intra-body communication methods for foot plantar pressure measurement," in *2013 7th IEEE GCC Conf. Exhib. IEEE*, Nov. 2013, pp. 172–176.
- [56] S. X. Lu, "Personal authentication using the fingerprints of intra-body radio propagation channels," in *2013 7th Int. Symp. Med. Inf. Commun. Technol. IEEE*, Mar. 2013, pp. 159–163.
- [57] Z. Nie, Y. Liu, C. Duan, Z. Ruan, J. Li, and L. Wang, "Wearable biometric authentication based on human body communication," in *2015 IEEE 12th Int. Conf. Wearable Implant. Body Sens. Networks. IEEE*, Jun. 2015, pp. 1–5.
- [58] S.-J. Song, S. Lee, N. Cho, and H.-j. Yoo, "Low Power Wearable Audio Player Using Human Body Communications," in *2006 10th IEEE Int. Symp. Wearable Comput. IEEE*, Oct. 2006, pp. 125–126.
- [59] H. Wang and C. Choy, "A 170cm transmission distance, high speed IntraBody Communication receiver design and its application to FPGA audio player," in *2013 IEEE Int. Conf. IEEE Reg. 10 (TENCON 2013)*, Oct. 2013, pp. 1–4.

- [60] G. Akira, A. Tomomi, and K. Chinen, "Human-body communication system, electrode for human body communication system and material for said electrode," Patent WO2 015 129 048, Sept. 3, 2015
- [61] D. Saito and K. Akihiro, "Portable human body communication step device," Patent JP2 015 126 483, Jul. 6, 2015
- [62] H. Kawamura, "Human body communication system and human body communication card holder," Patent JP2 015 126 482, Jul. 6, 2015
- [63] K. Minoru, K. Tsuyoshi, and M. Motohiro, "Human body communication device," Patent JP2 015 115 827, Jun. 22, 2015.
- [64] C. Hee Chan and K. Hyung Tae, "Terminal and method for executing function using human body communication," Patent EP2 433 380, Mar. 28, 2012
- [65] C. Hyoung, S. Kang, J. Hwang, D. Park, J. Kim, and J. Sung, "Human body communication method using multi-carrier modulation method," Patent US8 165 236B2, Apr. 24, 2012.
- [66] T. Kang, S. Kang, J. Hwang, T. Kang, K. Kim, S. Kim, J. Kim, K. Park, H. Park, I. Lim et al., "Crime prevention system using human body communication and crime prevention method using human body communication," Patent US8 487 773 B2, Jul. 16, 2013.
- [67] M. Wegmueller, M. Oberle, N. Felber, N. Kuster, and W. Fichtner, "Signal Transmission by Galvanic Coupling Through the Human Body," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 4, pp. 963–969, Apr. 2010.
- [68] J. H. Hwang, T. W. Kang, S. O. Park, and Y. T. Kim, "Empirical channel model for human body communication," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 694–697, 2015
- [69] Y. Song, Q. Hao, K. Zhang, M. Wang, Y. Chu, and B. Kang, "The Simulation Method of the Galvanic Coupling Intrabody Communication With Different Signal Transmission Paths," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 4, pp. 1257–1266, Apr. 2011.
- [70] B. Kibret, M. Seyedi, D. T. H. Lai, and M. Faulkner, "Investigation of galvanic-coupled intrabody communication using the human body circuit model." *IEEE J. Biomed. Heal. informatics*, vol. 18, no. 4, pp. 1196–206, Jul. 2014.
- [71] M. Seyedi, Z. Cai, D. T. H. Lai, and F. Rivet, "An Energy-Efficient Pulse Position Modulation Transmitter for Galvanic Intrabody Communications," *Proc. 4th Int. Conf. Wirel. Mob. Commun. Healthc. - "Transforming Healthc. through Innov. Mob. Wirel. Technol.*, pp. 192–195, 2014
- [72] C.-H. Hyoung, J.-H. Hwang, S.-W. Kang, S.-O. Park, and Y.-T. Kim, "A Feasibility Study on the Adoption of Human Body Communication for Medical Service," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 62, no. 2, pp. 169–173, Feb. 2015.
- [73] A. T. Mobashsher and A. M. Abbosh, "Artificial Human Phantoms: Human Proxy in Testing Microwave Apparatuses That Have Electromagnetic Interaction with the Human Body," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, no. 6, pp. 42–62, Jul. 2015.
- [74] Lucev, A. Korican, and M. Cifrek, "A finite element method study of the current density distribution in a capacitive intrabody communication system," in *Proc. 12th IFMBE Proc. Mediterr. Conf. Med. Biolog. Eng. Comput.*, 2010, pp. 422–425.
- [75] R. Xu, H. Zhu, and J. Yuan, "Electric-field intrabody communication channel modeling with finite-element method." *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 58, no. 3, pp. 705–12, Mar. 2011.

- [76] Y. Song, K. Zhang, Q. Hao, L. Hu, J. Wang, and F. Shang, "A finite element simulation of galvanic coupling intra-body communication based on the whole human body," *Sensors*, vol. 12, no. 10, pp. 13567–13582, Oct. 2012.
- [77] A. Callejón, J. Reina-Tosina, D. Naranjo-Hernández, and L. M. Roa, "Galvanic coupling transmission in intrabody communication: a finite element approach." *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 61, no. 3, pp. 775–83, Mar. 2014.
- [78] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues." *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2271–93, Nov. 1996.
- [79] C. Gabriel, S. Gabriel, and E. Corthout, "The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey." *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2231–49, Nov. 1996.
- [80] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz." *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2251–69, Nov. 1996.
- [81] K. S. Cole, *Membranes, Ions, and Impulses: A Chapter of Classical Biophysics*, Volumen 5. University of California Press, 1972.
- [82] R. Plonsey and D. B. Heppner, "Considerations of quasi-stationarity in electrophysiological systems," *Bull. Math. Biophys.*, vol. 29, no. 4, pp. 657–664, Dec 1967.
- [83] AC/DC Module User's Manual COMSOL 4.3a, 2012
- [84] N. Cho, J. Yoo, S.-J. Song, J. Lee, S. Jeon, and H.-J. Yoo, "The Human Body Characteristics as a Signal Transmission Medium for Intrabody Communication," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 5, pp. 1080–1086, May 2007.
- [85] G. Koutitas, "Multiple Human Effects in Body Area Networks," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 938–941, 2010.
- [86] Swanson and J. Webster, "A Model for Skin-Electrode Impedance". New York, NY, USA: Academic, 1974, pp. 117–128.
- [87] Tam, H. and Webster, J. G. (1977) "Minimizing electrode motion artifact by skin abrasion". *IEEE Trans.*, ME-24, 134–139.
- [88] Burbank, D.P. & Webster, J.G. *Med. Biol. Eng. Comput.* (1978)
- [89] K. Ito, Y. Hotta, "Signal Path Loss Simulation of Human Arm for Galvanic Coupling Intra-body Communication Using Circuit and Finite Element Method Models", *2015 IEEE Twelfth International Symposium on Autonomous Decentralized Systems*
- [90] D. Muramatsu et al., "Input impedance analysis of wearable antenna and its experimental study with real human body," in *Proc. IEEE Int. Conf. Consumer Electron.*, 2014, pp. 151–152.
- [91] M. A. Callejón, J. Reina-Tosina, D. Naranjo-Hernández and L. M. Roa, "Measurement Issues in Galvanic Intrabody Communication: Influence of Experimental Setup," in *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 62, no. 11, pp. 2724-2732, Nov. 2015.

ANEXO

NOTA: En todos los casos simulados en este trabajo, a menos que se indique lo contrario, las frecuencias de operación consideradas son (en Hz): 100, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450, 500, 550, 600, 650, 700, 750, 800, 850, 900, 950, 1000, 1100, 1200, 1300, 1400, 1500, 1600, 1700, 1800, 1900, 2000, 2200, 2400, 2600, 2800, 3000, 3500, 4000, 4500, 5000, 5500, 6000, 6500, 7000, 7500, 8000, 8500, 9000, 9500, 10000, 12000, 14000, 16000, 18000, 20000, 22000, 24000, 26000, 28000, 30000, 32000, 34000, 36000, 38000, 40000, 50000, 60000, 70000, 80000, 90000, 100000, 120000, 160000, 200000, 245000, 304000, 400000, 500000, 600000, 700000, 800000, 900000 y 1000000.

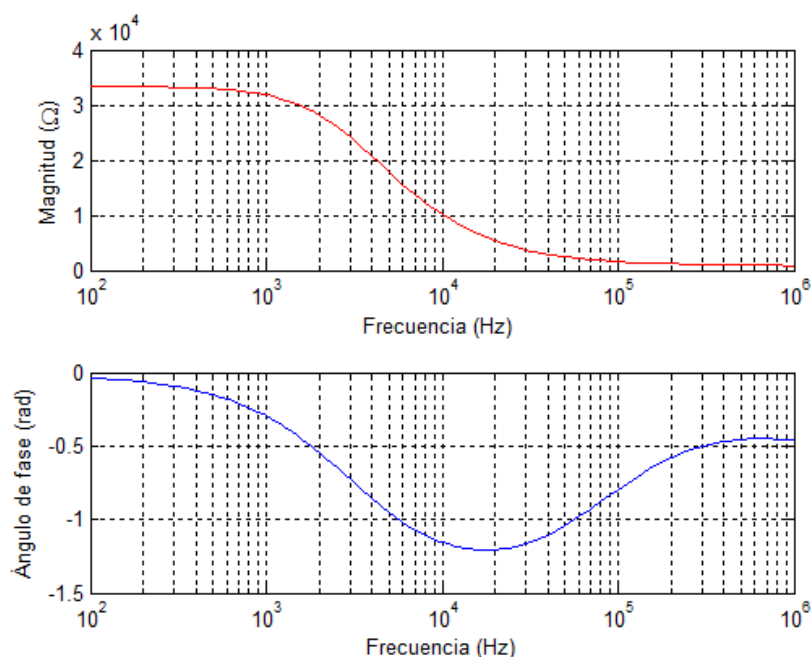


Figura Anexo 1 – Respuesta frecuencial de la bioimpedancia del modelo de referencia

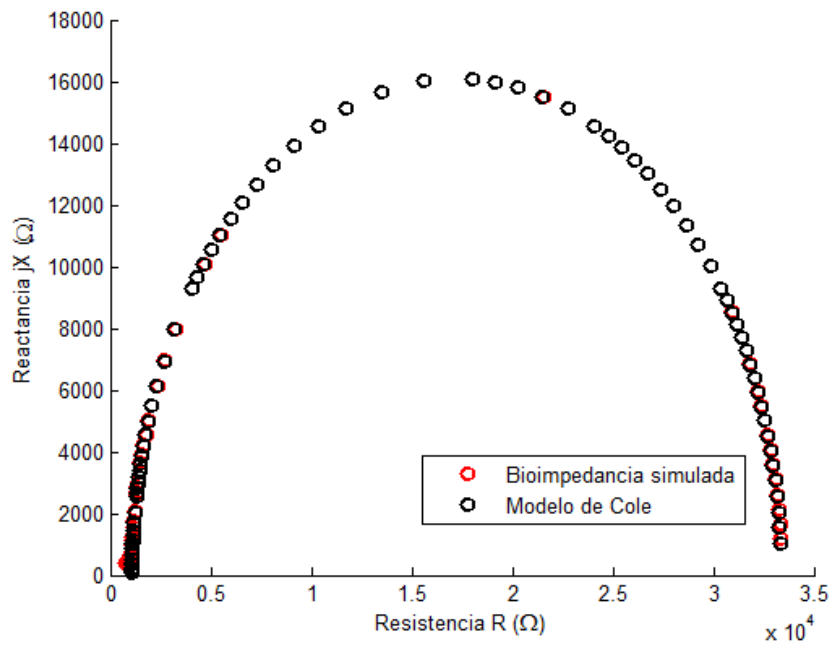


Figura Anexo 2 – Diagrama de Cole de la bioimpedancia del modelo de referencia

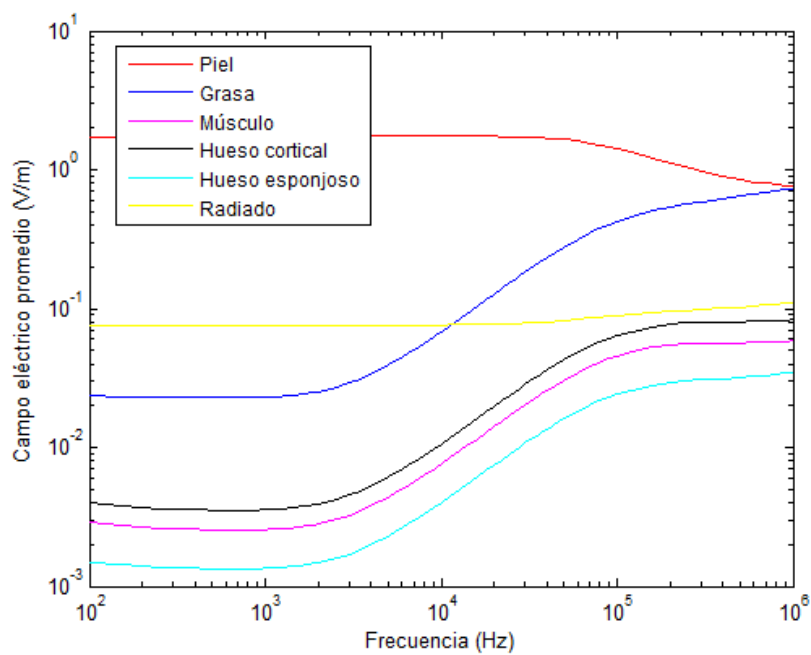


Figura Anexo 3 – Campo eléctrico a través de los tejidos y radiado del modelo de referencia

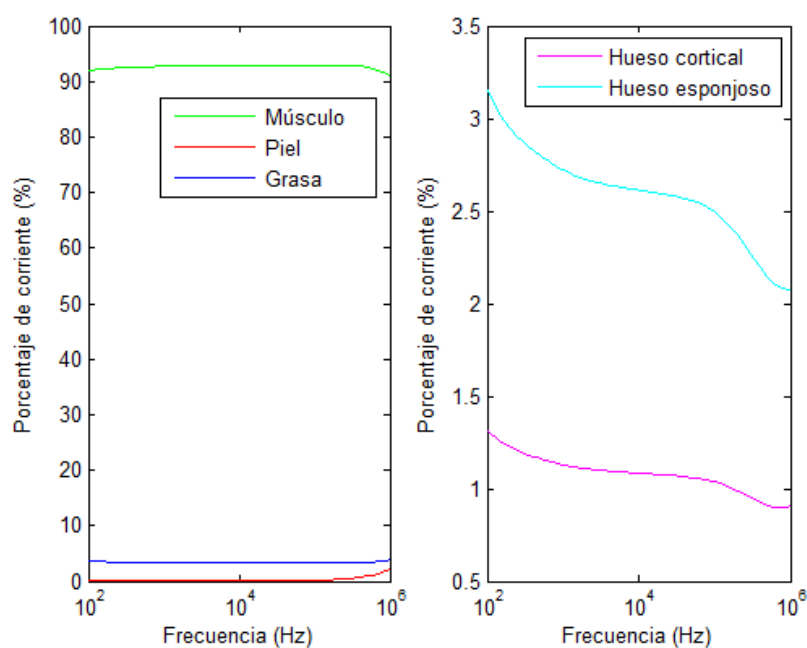


Figura Anexo 4 – Porcentaje de corrientes a través de los tejidos en el modelo de referencia

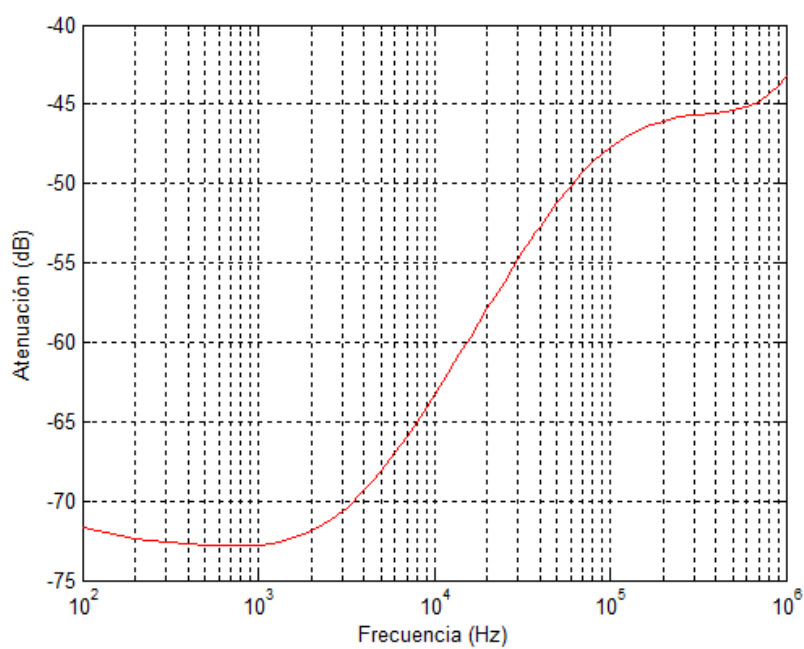


Figura Anexo 5 – Respuesta frecuencial de la atenuación en el modelo de referencia

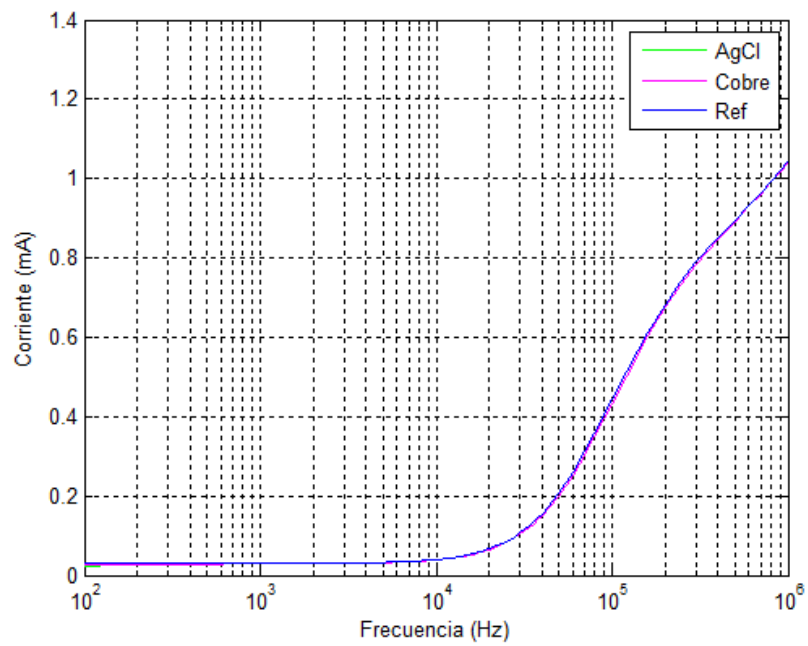


Figura Anexo 6 – Corriente inyectada para los modelos de electrodos de AgCl y cobre

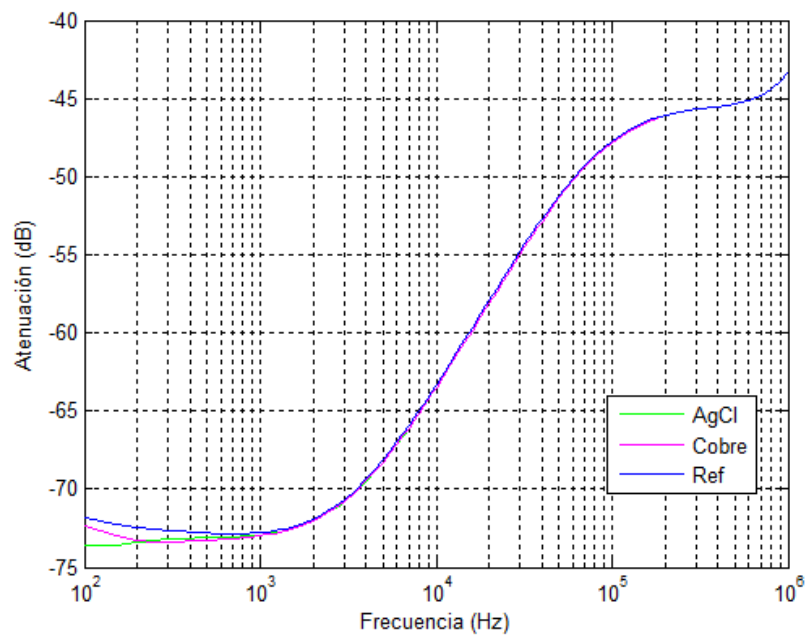


Figura Anexo 7 – Atenuación para los modelos de electrodos de AgCl y cobre

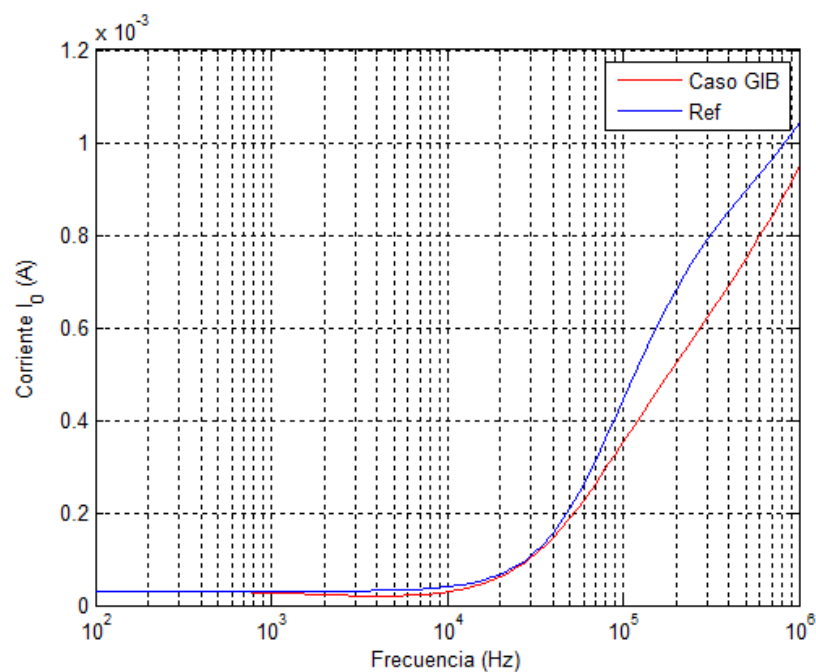


Figura Anexo 8 – Corriente inyectada del modelo de impedancia de contacto del caso GIB

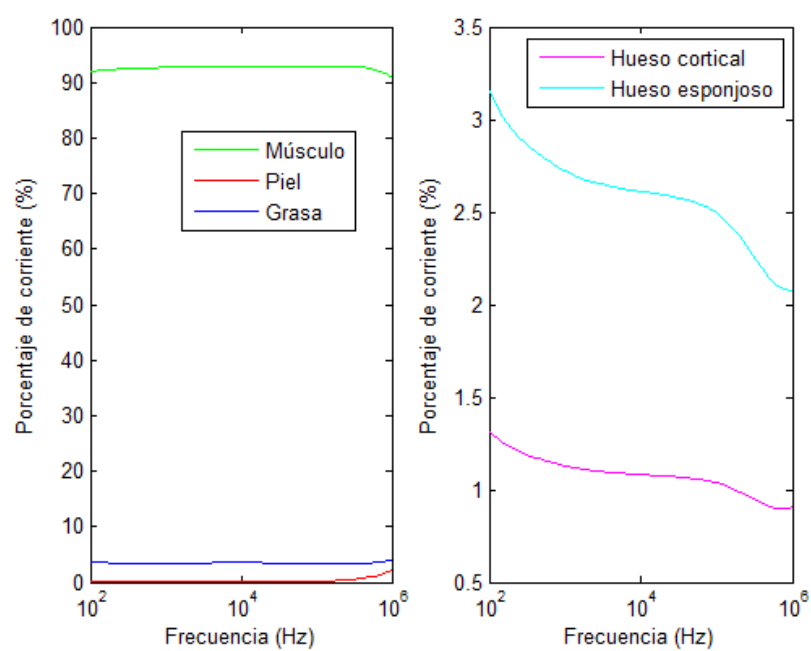


Figura Anexo 9 – Porcentaje de corrientes a través de los tejidos del modelo de impedancia de contacto del caso GIB

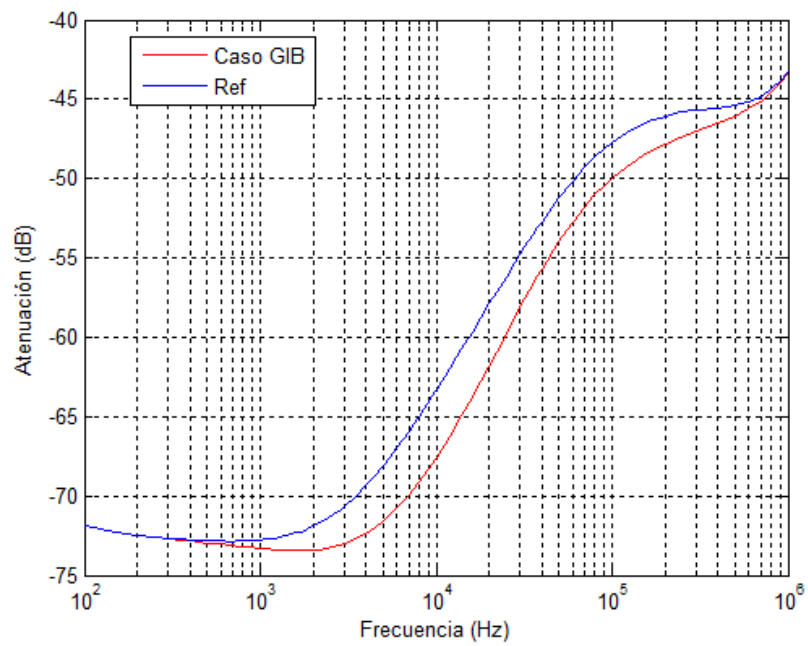


Figura Anexo 10 – Atenuación del modelo de impedancia de contacto caso GIB

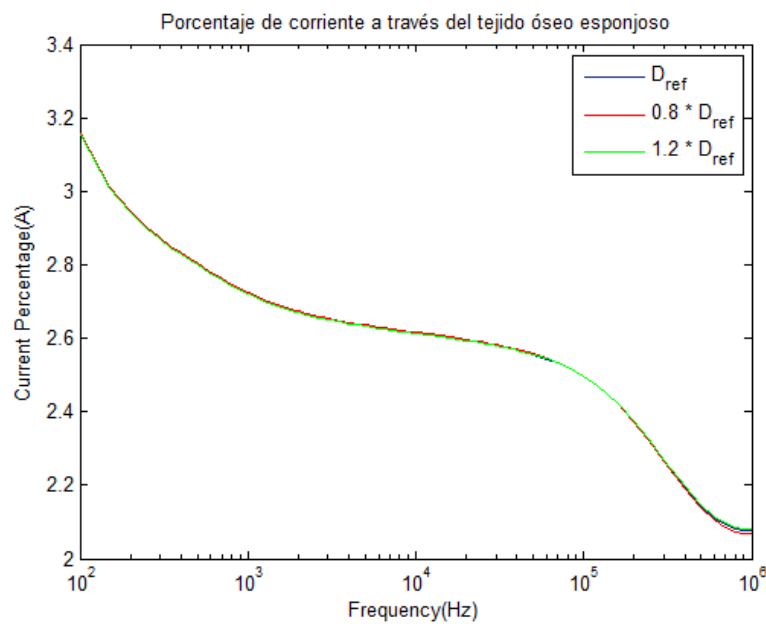


Figura Anexo 11 – Porcentaje de corriente a través del hueso esponjoso para diferentes diámetros

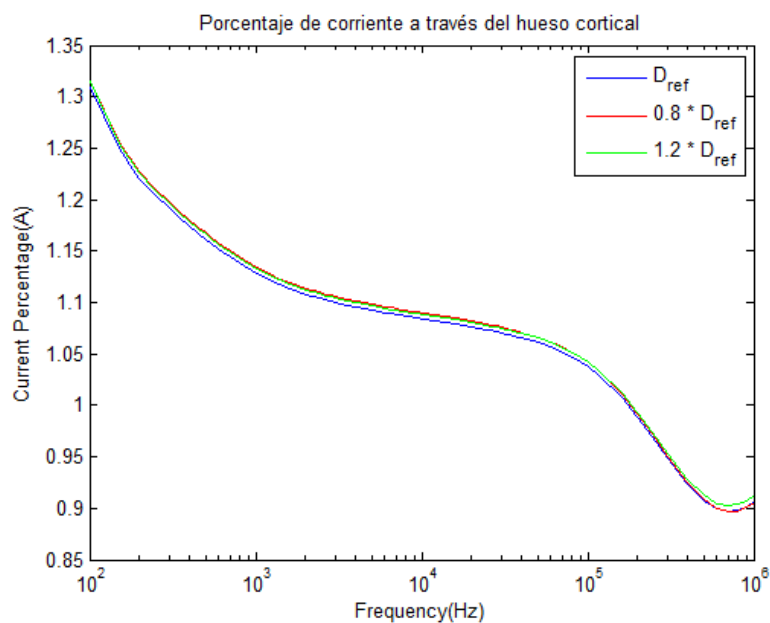


Figura Anexo 12 – Porcentaje de corriente a través del hueso cortical para diferentes diámetros

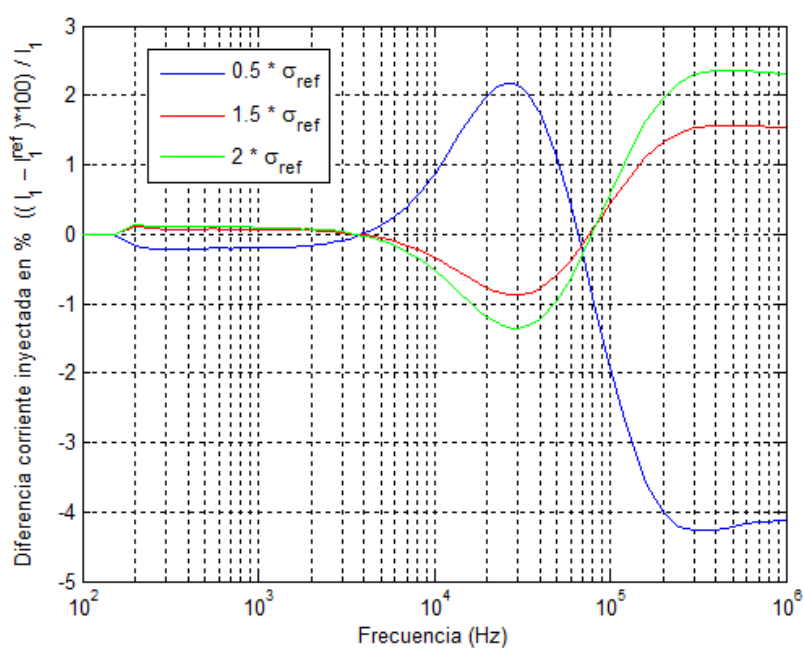


Figura Anexo 13 – Diferencia de corriente inyectada para distintas conductividades del músculo