

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



***Proyecto Fin de Carrera***

**Caracterización del canal corporal para  
transmisiones electromagnéticas entre  
antena y stent**

(Feasibility study for radio-frequency transmission between antenna and stent  
inside human body)

Para acceder al Título de

**INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN**

Autor: César de la Torre Salceda

02 - 2016



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

## INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

### CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

**Realizado por: César de la Torre Salceda**

**Director del PFC: Mar Martínez Solórzano**

**Título: “Caracterización del canal corporal para transmisiones electromagnéticas entre antena y stent”**

**Title: “Feasibility study for radio-frequency transmission between antenna and stent inside human body”**

**Presentado a examen el día: 26 de Febrero del 2016**

para acceder al Título de

## INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

### Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Casanueva López, Alicia

Secretario (Apellidos, Nombre): Martínez Solórzano, Mar

Vocal (Apellidos, Nombre): Lechuga Solaegui, Yolanda

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC  
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera Nº  
(a asignar por Secretaría)

# Caracterización del canal corporal para transmisiones electromagnéticas entre antena y stent

Introducción.....	4
1.Interacciones electromagnéticas con el cuerpo humano.....	5
1.1.Aspectos teóricos sobre la Radiación Electromagnética.....	5
1.1.1.La onda plana uniforme.....	5
1.1.1.1.Propagación en espacio libre.....	5
1.1.1.2.Propagación en dieléctrico.....	6
1.1.1.3.Propagación en conductor.....	7
1.1.1.4.Efecto “skin” (en buenos conductores).....	7
1.1.2.Incidencia de ondas planas.....	8
1.1.2.1.Coeficiente de reflexión.....	8
1.1.2.2.Reflexión de ondas sobre interfaces múltiples.....	8
1.1.3.Antenas.....	9
1.1.3.1.Estado del arte.....	10
1.1.3.2.Parámetros de una antena.....	11
1.1.3.3.Antenas de hilo.....	18
1.1.3.4.Dipolo $\lambda/2$ .....	19
1.2.Propiedades eléctricas de los tejidos.....	20
1.2.1.Procedimientos de medidas empíricas.....	20
1.2.2.Dificultades en las medidas dieléctricas de los tejidos.....	21
1.2.3.Modelado paramétrico de las propiedades de los tejidos.....	23
1.2.4.Tablas de datos finales.....	25
1.3.Interacción de campo EM con tejidos biológicos.....	25
1.3.1.Interacciones macroscópicas.....	25
1.3.2.Interacciones microscópicas (Mecanismos moleculares).....	26
1.3.3.Interacciones celulares.....	26
1.3.4.Interacciones a través de fuerzas inducidas por el campo.....	27
1.3.5.Otros mecanismos de interacción.....	27
1.4.Métodos numéricos aplicados al cálculo de magnitudes EM en tejidos biológicos.....	27
1.4.1.Método de los momentos (MoM).....	27
1.4.2.Método de elementos finitos (FEM).....	28

1.4.3.Diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD).....	28
1.4.4.Matriz de líneas de transmisión (TLM).....	29
1.5.Límites de exposición a radiaciones.....	29
1.5.1.Efectos adversos de la radiación.....	30
1.5.2.Tasa de absorción específica.....	31
1.5.3.Normativas.....	32
1.5.3.1.ITU.....	32
1.5.3.2.BOE.....	32
1.5.3.3.Otras normativas.....	32
1.6.Recomendaciones de banda de uso.....	33
1.6.1.Banda ISM.....	33
1.6.2.ETSI.....	33
2.Aspectos médicos del proyecto.....	34
2.1.Anatomía básica.....	34
2.1.1.Aparato digestivo.....	34
2.1.2.Aparato excretor.....	35
2.1.3.Sistema tegumentario.....	35
2.1.4.Sistema nervioso.....	36
2.1.5.Aparato respiratorio.....	37
2.1.6.Sistema muscular.....	38
2.1.7.Sistema óseo y articular.....	39
2.1.8.Sistema cardiovascular.....	39
2.1.9.Sistema ocular.....	40
2.1.10.Otros sistemas.....	41
2.2.Densidad de los tejidos.....	41
2.3.Dispositivos médicos implantables.....	41
2.3.1.Estado del arte.....	41
2.3.2.Tipos de dispositivos implantables.....	43
2.3.3.I-stent.....	44
2.4.Stent.....	45
3.Simulaciones de barrido de frecuencia.....	47
3.1.HFSS.....	47
3.2.Simulación simple.....	48

3.3.Simulación realista.....	56
4.Resultados empíricos.....	58
4.1.Banco de medidas.....	58
4.2.Método de medida.....	59
4.3.Resultados.....	61
Conclusiones.....	62

---

# Introducción

---

En las operaciones de angioplastia con colocación de stent puede ocurrir que la arteria vuelva a estrecharse en un periodo de unos 6 meses debido a las reacciones naturales del cuerpo frente a un objeto extraño. Este estrechamiento se conoce como restenosis y de no producirse en los 6 meses mencionados las posibilidades de que la arteria vuelva a obstruirse serán mínimas. Por esto es importante supervisar y diagnosticar la restenosis, para lo que se ha propuesto la televigilancia pasiva utilizando e-stents o stents inteligentes.

Uno de los primeros pasos para el diseño de e-stents es establecer su frecuencia de comunicación, que al ser un elemento pasivo, viene condicionada por la frecuencia de transmisión hacia el exterior del cuerpo. Este estudio tiene como objetivo establecer la frecuencia óptima de transmisión, teniendo en cuenta las propiedades electromagnéticas de los diferentes tejidos implicados, así como las limitaciones de potencia reguladas por distintos entes nacionales e internacionales.

El primer capítulo comienza repasando brevemente los conceptos de transmisión electromagnética hasta llegar a la elección de la antena óptima para realizar un barrido de frecuencia con el que se descubrirá la que permita una comunicación y alimentación del stent inteligente. A continuación, se detallan los aspectos teóricos que llevan a la obtención de las propiedades dieléctricas de los distintos tejidos, los posibles problemas ocasionados en el organismo tras absorber determinadas cantidades de radiación y los límites establecidos para los umbrales máximos de potencia electromagnética transmitida.

En el segundo capítulo se exponen los conceptos médicos asociados al modelado de la anatomía humana. Se describen los distintos sistemas del cuerpo humano, centrándose en los aspectos que condicionan el modelado en tres dimensiones de los mismos. Tras esto, se presentan las distintas densidades de los tejidos corporales, necesarias, junto a las propiedades dieléctricas, para calcular campos electromagnéticos en el ámbito del cuerpo. Por último, se hace un breve repaso de los dispositivos médicos implantables centrándose en el e-stent, que motiva este proyecto, y se indican los beneficios potenciales que aporta respecto a los stents tradicionales.

El tercer capítulo detalla los pasos seguidos para simular, con los datos de los capítulos uno y dos y los modelos del segundo, una transmisión entre la antena diseñada y el stent. Dichas simulaciones se realizan con un modelo sencillo que reduce las operaciones del simulador, para luego centrarse en un modelado realista, donde ser lo más precisos posibles. Al final, se presentan los resultados obtenidos para su posterior análisis y, para facilitar la comprensión de los mismos, se explica brevemente cómo funciona el simulador utilizado, *High Frequency Simulation Software* (HFSS).

El último capítulo muestra el proceso de obtención de medidas empíricas, donde se construye una serie de antenas emisoras para transmitir tonos de radio-frecuencia hacia un stent cardiovascular ubicado en el interior de una pieza de carne fresca de pollo, de forma que se pueda simular el efecto de capas de piel, músculo y grasa sobre la transmisión. En este capítulo, se especifica el banco de trabajo utilizado, que incluye todos los equipos de generación y medida

utilizados, así como la disposición de los mismos. Al igual que anteriormente, se termina presentando los resultados de las medidas.

Para finalizar, se exponen las conclusiones a la vista de los resultados obtenidos, presentando las posibilidades para obtener resultados más precisos o los posibles desarrollos de nuevos proyectos a partir de éste.

---

# 1. Interacciones electromagnéticas con el cuerpo humano

---

## 1.1. Aspectos teóricos sobre la Radiación Electromagnética

### 1.1.1. La onda plana uniforme<sup>1</sup>

#### 1.1.1.1. Propagación en espacio libre

Tras desarrollar las ecuaciones de Maxwell, se obtiene la siguiente ecuación llamada ecuación vectorial de Helmholtz en el espacio libre, donde  $k_0$  es la constante de propagación y  $E_{XS}$  es el valor de intensidad de campo eléctrico que se distribuye para un tiempo determinado ( $t=0$ ).

$$\nabla^2 E_{XS} = -k_0^2 E_{XS} \quad (1)$$

Además, la constante de propagación se relaciona con la longitud de onda por la ecuación

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c} = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (2)$$

donde  $\epsilon_0$  y  $\mu_0$  son la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética en el vacío respectivamente. Otro parámetro importante es la polarización, que se explica más detalladamente en el punto 1.1.3.2, y cuya dirección está dada por el vector de campo eléctrico en un medio isótropo, es decir, que presenta las mismas propiedades independientemente desde donde se mida. Estos parámetros son importantes, ya que el campo eléctrico está directamente relacionado con la potencia de señal absorbida en cuerpos biológicos y en nuestro caso permitirá calcular la potencia total transmitida. El campo eléctrico en el vacío se define por

$$\vec{E}_{XS} = E_{XS}^+ \cos(\omega t - k_0 z) \vec{z} \quad (3)$$

siendo  $z$  la distancia a la que se desea medir la intensidad de campo eléctrico.

La densidad de potencia transportada por una onda EM está dada por su dirección de propagación, que es el vector de Poynting ( $S$ )\*.

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad W/m^2 \quad (4)$$

<sup>1</sup> Tanto el apartado 1.1.1 como el 1.1.2 se explican mas detalladamente en [1]

Este vector S indica la dirección del flujo de potencia instantáneo. Además los vectores E y H están relacionados por el valor de la impedancia intrínseca del medio, que en el vacío es:

$$\eta_0 = \frac{E}{H} = 377 \Omega \quad (5)$$

Hasta ahora se ha analizado la propagación de las ondas en el vacío. A continuación se explicará cómo en una situación de incidencia sobre distintos medios, la radiación de las ondas EM se propagará a través de la materia y, por tanto cambiará su velocidad de propagación. Por este motivo se estudiarán más adelante las propiedades eléctricas de los distintos tejidos.

### 1.1.1.2. Propagación en dieléctrico

A través de la ecuación de Helmholtz para un medio dieléctrico se obtiene que la constante de propagación puede ahora tomar valores complejos:

$$jk = \alpha + j\beta \quad (6)$$

El efecto de tener una constante de propagación compleja es que cambia su amplitud a medida que aumenta o disminuye la distancia. Por lo general el valor de  $\alpha$  es positivo, por lo que tiene un efecto atenuador y se denomina coeficiente de atenuación.  $\beta$  es la constante de fase, que define además la velocidad de propagación. El campo eléctrico queda definido como:

$$\vec{E}_{XS} = E_{XS}^+ e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \vec{z} \quad (7)$$

Las formas en que los procesos físicos en un material pueden afectar al campo eléctrico de la onda están descritas por la permitividad compleja:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon_0(\epsilon_r' - j\epsilon_r'') \quad (8)$$

Las pérdidas magnéticas se despreciarán, ya que en la mayoría de materiales u objetos se tiene  $\mu = \mu_0$ . Entonces la constante de propagación tendrá la forma de:

$$k = 2\pi f \sqrt{\mu(\epsilon' - j\epsilon'')} = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon'} \sqrt{1 - j\frac{\epsilon''}{\epsilon'}} \quad (9)$$

Se define ahora la tangente de pérdidas como la relación entre  $\epsilon''/\epsilon'$ . En caso de que tangente sea nula o despreciable, se tendrá una constante de propagación real. La impedancia intrínseca

será  $\eta = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r'}}$  y la longitud de onda  $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r'}}$ .

### 1.1.1.3. Propagación en conductor

Las corrientes se forman por el movimiento de los electrones libres y huecos, siendo  $\sigma$  la conductividad del material. Con una conductividad muy alta, la onda pierde potencia debido al calentamiento resistivo del material.

Tras realizar una comparación con la solución en un medio dieléctrico, se obtiene que:

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{2\pi f} \quad (10)$$

y la tangente de pérdidas se convierte en  $\sigma/(2\pi f\varepsilon')$ .

Entonces, como se mencionó anteriormente, si se tiene una constante de conductividad muy alta, la tangente de pérdidas será alta y la constante de propagación compleja, por lo que la constante de atenuación afectará a la onda.

### 1.1.1.4. Efecto “skin” (en buenos conductores)

En el caso de que la conductividad sea muy alta, se puede aproximar la constante de propagación como:

$$\alpha = \beta = \sqrt{\pi f \sigma \mu} \quad (11)$$

La distancia para la cual la intensidad de campo eléctrico se atenúa un factor de  $e^{-1} = 0,368$  está definida por:

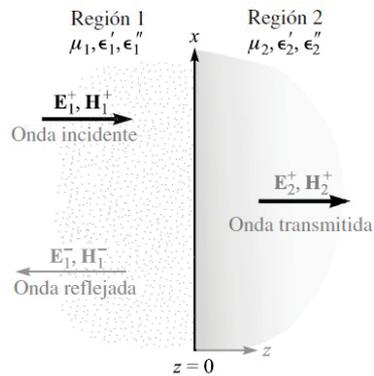
$$z = \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad (12)$$

Esta distancia se denomina profundidad de penetración o profundidad de piel y es una característica importante en la descripción del comportamiento de un conductor sometido a campos electromagnéticos, ya que hace que varíe la densidad de corriente en las distintas zonas del conductor.

## 1.1.2. Incidencia de ondas planas

### 1.1.2.1. Coeficiente de reflexión

El fenómeno de reflexión se da cuando una onda plana uniforme incide en la frontera entre las regiones compuestas por dos materiales diferentes.



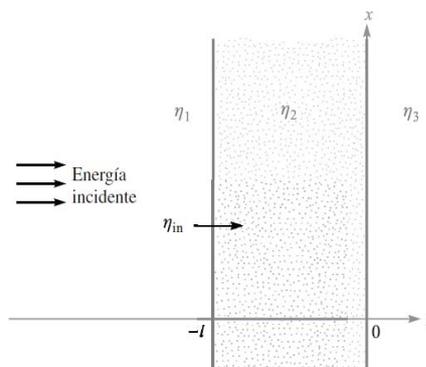
**Fig. 1 – Representación de la descomposición de la onda incidente en dos ondas, transmitida y reflejada, al cambiar de medio [1]**

El coeficiente de reflexión es la relación entre las amplitudes de la onda reflejada y de la onda incidente, representadas en la figura 1, es decir:

$$\Gamma = \frac{E_{x1}^-}{E_{x1}^+} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (13)$$

### 1.1.2.2. Reflexión de ondas sobre interfaces múltiples

A continuación, se analizará el estado estable, es decir, en el que la fuente se mantiene constante. De esta manera la onda incidente es la misma y solo se fragmenta por cada interfaz que atraviesa.



**Fig. 2 - Problema básico de dos interfaces, en el que las impedancias de las regiones 2 y 3, junto con el grosor finito de la región 2, se consideran en la impedancia de entrada de la superficie frontal  $\eta_{ent}$  [1]**

En el caso de la figura 2, para el estado estable se tendrían cinco ondas. La onda incidente y reflejada en la región 1, dos ondas que se propagan en direcciones opuestas en la región 2 y la onda transmitida neta en la región 3. [1]

Para su hallar la onda reflejada en la región 1, primero se debe hallar el coeficiente de reflexión en la región 2, en el que se refleja la onda que incide en la región 3

$$\Gamma_{23} = \frac{E_{x2}^-}{E_{x2}^+} = \frac{\eta_3 - \eta_2}{\eta_3 + \eta_2} \quad (14)$$

Ahora se define la impedancia de la onda  $\eta_w$  como la razón dependiente de la posición  $z$  del campo eléctrico y el campo magnético total. Para la región 2, resolviendo en la posición  $z=-l$  se obtiene:

$$\eta_{ent} = \eta_w(z=-l) = \eta_2 \frac{\eta_3 \cos(\beta_2 l) + j\eta_2 \sin(\beta_2 l)}{\eta_2 \cos(\beta_2 l) + j\eta_3 \sin(\beta_2 l)} \quad (15)$$

De este modo es posible hallar la impedancia de la onda en la interfaz y por consiguiente hallar el coeficiente de reflexión para el medio 1:

$$\Gamma_{ent} = \frac{E_{x1}^-}{E_{x1}^+} = \frac{\eta_{ent} - \eta_1}{\eta_{ent} + \eta_1} \quad (16)$$

### 1.1.3. Antenas<sup>2</sup>

El IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) define una antena como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas”. Dicho de otro modo, la antena es el elemento de transición entre un medio guiado y el espacio libre. En este trabajo analizaremos la transmisión a través de distintos medios de ondas entre dos antenas, una externa y otra interna. Esta última función la desempeñara un stent implantado en las paredes de una arteria pulmonar.

En este apartado se elegirá el tipo de antena óptimo a utilizar, exponiendo los parámetros a tener en cuenta en la caracterización de antenas y repasando antes el estado actual de investigación en este campo.

Para transmitir entre un receptor y un transmisor separados una distancia  $R$  se pueden usar antenas, con unas pérdidas proporcionales de  $1/R^2$ , o bien líneas de transmisión, con pérdidas proporcionales de  $e^{-\alpha R}$ . Dadas las pérdidas, las antenas se suelen usar para transmitir a larga distancia, aunque se precisa alta frecuencia para evitar la distorsión, reservando las líneas de transmisión para distancias cortas. El objetivo buscado en este trabajo es transmitir a pequeñas distancias, sin embargo, existe el inconveniente añadido de que para transmitir con un medio

<sup>2</sup> El apartado 1.1.3. se explica detalladamente en [2]

guiado necesitaríamos una instalación invasiva para el paciente. Como se verá en el punto 2, en medicina sólo se recurre a estos métodos en el caso de que no exista otra alternativa no invasiva. Por este motivo se elegirán antenas como medio de transmisión.

Veremos a continuación los diferentes tipos de antena en función de su forma. Las antenas más comunes son las de cable o alambre y su presencia es muy frecuente (edificios, automóviles, aviones, naves espaciales...). Existen varios tipos de antenas de alambre como los monopolos, los dipolos, las antenas de lazo y las antenas de hélice.

Otro tipo de antenas son las de apertura, que surgieron debido a las necesidades de buscar tamaños reducidos y disminuir los costes de fabricación. Estas mejoras no fueron en detrimento de sus características técnicas de transmisión y recepción. Tienen gran aplicación en aviones y naves espaciales gracias a su fácil montaje en el fuselaje de estos vehículos. Su estructura consta de una guía de onda con terminación en formas piramidales, cilíndricas, de corneta, etc. Dentro de este grupo tenemos las antenas de apertura planas. Un ejemplo de éste tipo de antenas son las llamadas Vivaldi, que tienen la peculiaridad de utilizar dos formas de cobre, cada una en un lado de un sustrato dieléctrico.

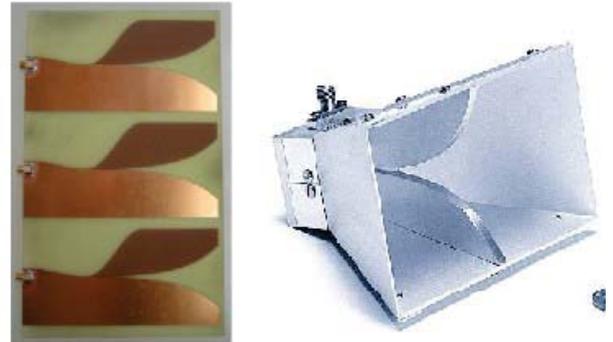


Fig. 3 - Antenas de apertura plana, Vivaldi, y de bocina [2]

Una tecnología muy reciente que ha cobrado auge en los últimos años es la llamada *substrate integrated waveguide*. Consiste en utilizar una guía de onda de tamaño reducido integrada en un sustrato dieléctrico. Es muy práctica para la construcción de circuitos de pequeñas dimensiones. Por último, en este tipo también clasifica la literatura de referencia las antenas microstrip, que desde su aparición han tenido un gran desarrollo debido a sus tamaños reducidos (conforme las frecuencias de operación han ido aumentando, los tamaños para estas antenas disminuyen considerablemente). Las antenas de microstrip constan de un parche conductor sobre un sustrato dieléctrico.

Otro tipo de antenas son las de reflexión, que constan de una antena de cualquier tipo mencionada anteriormente incluyendo un reflector para mejorar sus propiedades. Entre los tipos más comunes están la parabólica y las de plano de esquina, cilíndrico y esférico.

Para prácticamente las mismas aplicaciones que las reflectoras pueden usarse otro tipo de antenas denominadas de lente, con las que, variando su forma y composición, podemos convertir varias formas de onda divergentes en ondas planas. Este tipo se suele usar sobre todo a altas frecuencias, ya que a bajas, el tamaño y peso de la antena pueden ser elevados.

Por último, tenemos la agrupación de antenas o *array* que simplemente es unir más de una antena para conseguir determinadas características de radiación.

#### 1.1.3.1. Estado del arte

Uno de los campos de estudio actual se basa en miniaturizar el elemento radiante teniendo en cuenta el efecto del cuerpo humano sobre las ondas. En algunos casos se utilizan las tecnologías

de integración para incluir la antena en un chip junto con toda la parte electrónica, como filtros o amplificadores en lo que se denomina *system-on-chip*.

La antena es un dispositivo selectivo en frecuencia y, por tanto, es complicado lograr que presente unas propiedades similares en varias bandas de frecuencia. Cuando se consigue se tienen antenas multifrecuencia, donde se centran también varias investigaciones actuales.

Otro campo de interés son las antenas dieléctricas, que cambian las estructuras metálicas por dieléctrico y permiten fijar unas condiciones de contorno distintas al campo eléctrico tangencial nulo en la superficie que tenemos en los conductores. Podemos encontrar bocinas puramente de dieléctrico o lentes, por ejemplo.

La aparición de los *smartphones* y otros dispositivos de comunicación actuales ha obligado a incrementar el ancho de banda de las redes sin cables. Esto ha motivado recientemente la investigación de métodos que exploten la capacidad de selección espacial, como los sistemas de antenas inteligentes (*smart antennas*, MIMO o *Multiple Input Multiple Output*). Estas últimas, además de dotar de mayor capacidad a la red, mejoran la calidad del servicio y aumentan el tiempo de vida de las baterías de los dispositivos móviles. Estas antenas se basan en una agrupación de antenas y un algoritmo de formación de haz.

Otra área de aplicación práctica es la síntesis de antenas o síntesis de diagramas, que es el paso inverso del diseño, es decir, partiendo del diagrama de radiación o de determinadas restricciones que permitan optimizar la antena, mediante diversos métodos como el de Fourier o los basados en algoritmos genéticos, llegar a la forma o características de la antena, todo ello a priori.

Gracias al aumento de la telefonía móvil y la preocupación de la sociedad por como puede afectar la radiación producida por las antenas en el cuerpo humano, en los últimos años han proliferado estudios de este tipo, que son los que más interesan por su directa relación con este trabajo. En la figura 4 vemos una cabeza artificial (*phantom head*) llena de un líquido que simula las propiedades eléctricas del cerebro para poder comparar la transmisión a través de ésta con la que se produce en el espacio libre.

Los dos últimos campos actuales de gran interés son la aplicación de geometría fractal para el diseño de antenas eléctricamente pequeñas, multifrecuencia y de alta directividad; y el área de los metamateriales no existentes en la naturaleza con permeabilidades y permitividades negativas, lo que permite miniaturizar componentes de microondas, conseguir elementos muy directivos, transparencia electromagnéticas y construir lentes perfectas.



**Fig. 4- Cabeza artificial (*phantom head*) para poder estudiar interacciones radiación-cabeza humana [2]**

### 1.1.3.2. Parámetros de una antena

En este apartado se detallarán brevemente los parámetros a tener en cuenta en el diseño de antenas, lo que será útil para modelar la utilizada en las pruebas de este proyecto. Con ésta se realizará un barrido de frecuencias hacia un sistema que simule varias capas de tejidos humanos.

Los parámetros más importantes son:

- a) Impedancia de entrada: es la relación entre la tensión y la intensidad de entrada sobre la antena, como en cualquier otro dispositivo eléctrico. Tiene parte real e imaginaria, anulándose esta última a varias frecuencias de resonancia, denominadas modos.

Es importante que la antena este correctamente adaptada al generador para que toda la potencia generada se radie hacia el espacio y no incida sobre sí mismo, pudiendo dañar etapas de amplificación con potencias elevadas. De esta forma la potencia entregada a la antena será

$$P_A = P_r + P_\Omega = \frac{1}{2} I^2 (R_r + R_\Omega) \quad (17)$$

Donde  $R_r$  es la resistencia de radiación, directamente relacionada con la potencia que radia la antena al espacio, y  $R_\Omega$  es la resistencia de pérdidas, que representa las pérdidas que se producen en conductores y/o dieléctricos y en el núcleo de la antena en el caso de las de ferrita. La tensión necesaria para alimentar la antena viene dada por la expresión

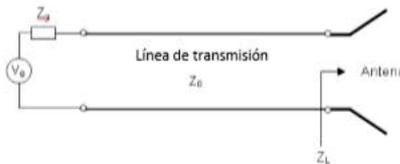
$$V_g = I \cdot Z_A = I \cdot \sqrt{((R_r + R_\Omega)^2 + X_A^2)} \quad (18)$$

Donde  $X_A$  es la parte reactiva que al hacerse 0 disminuye considerablemente la tensión necesaria. La importancia de la adaptación nos lleva a otro parámetro, el coeficiente de desadaptación

$$C_{aT} = \frac{P_A}{P_{AMAX}} = 1 - |\rho|^2 = 1 - \left| \frac{ROE - 1}{ROE + 1} \right|^2 \quad (19)$$

que establece la relación entre la potencia entregada por la antena ( $P_A$ ) y la potencia que se hubiera podido entregar si ésta hubiera estado perfectamente adaptada para la máxima transferencia, y donde  $\rho$  es el coeficiente de reflexión y ROE el coeficiente de onda estacionaria que se definen por

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (20)$$



Para la medida de la impedancia de entrada (coeficiente de reflexión, ROE) se utiliza un analizador de redes que puede realizar un barrido frecuencial para determinar la variación de los parámetros en función de la frecuencia. La medida de la impedancia se realiza habitualmente en entornos anecoicos o semianecoicos para evitar que reflexiones en pared puedan enmascarar la medida, lo que resulta especialmente crítico en antenas directivas (produce una pérdida de 10dB del ROE aprox.).



Fig. 5 - Analizador de redes para la medida del coeficiente de reflexión de antenas. El ejemplo muestra la medida de una antena enganchada a la mejilla de un phantom head (maniquí de cabeza humana) que contiene líquidos que emulan el tejido humano [2]

- b) Eficiencia de radiación: Es la relación entre la potencia radiada y la potencia entregada a la antena y se suele medir en porcentaje o en dB si se requiere escala logarítmica

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_r + P_{\Omega}} = \frac{I^2 \cdot R_r}{I^2 \cdot (R_r + R_{\Omega})} = \frac{R_r}{R_r + R_{\Omega}} \quad (21)$$

También se puede usar la eficiencia total que se define por

$$\eta_t = \eta_r \cdot (1 - |\rho|^2) \quad (22)$$

y debe maximizarse adaptando la antena y usando materiales y estructuras geométricas eficientes. Estos conceptos nos llevan al *mismatch loss*, que indica cuánta potencia se refleja y, por lo tanto, que se pierde, ya que no se aprovecha para radiar, de aquí el nombre de pérdidas por desadaptación.

Existe un método denominado caja de Wheeler (Wheeler cap), que consiste en cubrir la antena con una estructura metálica, de forma que se cancele el campo radiado por reflexión. Así se procede a medir el parámetro  $S_{11}$  de la antena con y sin caja, para obtener la eficiencia de radiación y total.

Tanto este parámetro como la impedancia de la antena también son válidos en recepción y tendrían las mismas ecuaciones fundamentales y significado.



Fig. 6 - La eficiencia de radiación y de antena se pueden ver reducidas por la presencia de factores externos como la cabeza y la mano humana. La utilización de simuladores electromagnéticos resulta clave para un análisis sistemático [2]

- c) Intensidad de radiación: es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección. A grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la longitud a la cual se encuentra la antena

$$K(\theta, \phi) = r^2 \wp(\theta, \phi) d\Omega \quad (23)$$

La potencia total radiada también se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio:

$$P_R = \iint K(\theta, \phi) \cdot d\Omega \quad (24)$$

Donde  $d\Omega$  es el diferencial de ángulo sólido:  $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$

Este parámetro nos da una idea de la capacidad de la antena para radiar con una cierta direccionalidad, es decir, para concentrar la energía radiada en ciertas direcciones del espacio.

- d) Diagrama de radiación: es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las diferentes direcciones del sistema de coordenadas esférico a una distancia fija. Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia, expresa el campo eléctrico en función de las variables angulares  $\theta$  y  $\phi$ . El diagrama de radiación cobra relevancia en la zona de campo lejano, es decir, en la zona donde la forma del diagrama es invariante en función de la distancia. Como el campo magnético se deriva directamente del campo eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico. Además, en campo lejano, la densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, algo que hace que la representación gráfica de un diagrama de potencia contenga la misma información que un diagrama de radiación de campo.

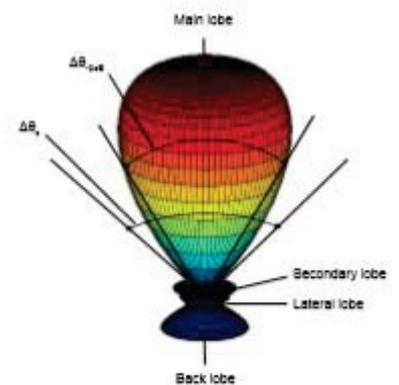


Fig. 7 - Parámetros del diagrama de radiación [2]

A partir de estos diagramas surgen definiciones como las de los diferentes lóbulos, el ancho de haz, la relación delante-detrás (D/D) o la relación lóbulo principal a secundario (NLPS) en los que no nos detendremos al no tratarse el proyecto del diseño de una antena.

- e) Directividad: es la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esta misma distancia una antena isotrópica que radiase la misma potencia que la antena transmisora.

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (25)$$

De manera gráfica, podemos decir que si una antena es muy directiva, es capaz de concentrar la potencia que radia (o recibe) en una determinada dirección. Por ejemplo, una antena tipo reflector parabólico para observación astronómica tiene mucha directividad, lo que permite apuntar en una determinada dirección para recibir una señal y no captar el resto. Por el contrario, una antena de radiodifusión FM debe ser poco direccional, ya que tiene que intentar distribuir la potencia en muchas direcciones.

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación

$$D = \frac{\mathcal{P}_{MAX}}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (26)$$

Si una antena es muy directiva, es capaz de concentrar la potencia que radia (o recibe) en una determinada dirección. Además podemos obtener también la directividad a partir del diagrama de radiación y conseguir aproximaciones en función de simetrías o distintas relaciones de los lóbulos sobre éste.

- f) Ganancia: es similar a la directividad pero en lugar de comparar la densidad de potencia radiada con la potencia que radiaría una antena isotrópica, lo hace con la potencia entregada a una antena isotrópica, poniendo de manifiesto el hecho de que una antena real no radia toda la potencia que se le suministra, si no que parte de ésta se disipa en forma de calor ( $R\Omega$ ). Por lo tanto, la ganancia y la directividad están relacionadas por la eficiencia de la antena:

$$G(\theta, \phi) = \frac{\mathcal{P}(\theta, \phi)}{\frac{P_A}{4\pi r^2}} = \frac{P_r}{P_A} \frac{\mathcal{P}(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} = \eta_r \cdot D(\theta, \phi) \quad (27)$$

- g) Polarización: en una dirección dada se define como la orientación de la oscilación de la onda radiada cuando ésta se encuentra excitada. Generalmente se toma la dirección en la que la antena radia el máximo de potencia. La polarización de la onda radiada varía con la dirección respecto al centro de la antena, por lo que diferentes partes del diagrama de radiación pueden tener diferentes polarizaciones. Una explicación más visual es que la polarización de una onda es la figura geométrica descrita, con el paso del tiempo, por el extremo del vector de campo eléctrico en un punto del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación.

Para estudiar la polarización se suele hacer uso de fasores. Podemos encontrar polarización lineal cuando las componentes x e y del campo están desfasadas  $n\pi$ , circular cuando la magnitud de las componentes es igual y el desfase múltiplo de  $\pi/2$ , o elíptica cuando la diferencia de fase es múltiplo impar de  $\pi/2$  y las amplitudes diferentes. Además, la polarización circular puede ser dextrógira (a derechas) o levógira (a izquierdas) en función de si el desfase es positivo o negativo y podemos convertir polaridades descompensando la onda en dos polarizaciones lineales ortogonales, o en dos ondas polarizadas circularmente, una a izquierdas y la otra a derechas.

En recepción tenemos el parámetro de coeficiente de desacople de la polarización ( $C_p$ ), que se define como la relación entre la potencia recibida por la antena cuando incide sobre ella una onda plana de polarización conocida y la que recibiría la misma antena al incidir sobre ella una onda plana con la misma dirección de propagación y densidad de potencia pero con un estado de polarización tal que maximice la potencia recibida (adaptación de polarización):

$$C_p = \frac{\text{Potencia transferida a la antena}}{\text{Potencia máxima transferible}} \quad (28)$$

- h) Ancho de banda: suele definirse como el margen frecuencial donde la antena está adaptada con una relación de onda estacionaria (ROE) menor a un valor prefijado. En antenas, el ancho de banda es siempre relativo y nunca suele hablarse en términos absolutos, es decir:

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (29)$$

donde  $f_2$  y  $f_1$  son las frecuencias en las que la entrada  $S_{11}$  tiene un valor determinado y  $f_0$  la frecuencia central.

- i) Ruido: en un sistema de transmisión entre dos antenas podemos obtener ruido de cada una de las antenas y de la línea de transmisión, que empeoraran la señal a ruido (SNR) del sistema de comunicaciones.

A causa de la agitación térmica de sus moléculas al aplicarle una potencia en la antena transmisora tendremos:

$$P_N = K T_R B (W) \quad (30)$$

donde  $K$  es la constante de Boltzmann ( $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T_R$  es la temperatura física de la resistencia en grados Kelvin y  $B$  el ancho de banda en Hertzios.

En el receptor, la potencia de ruido la generará la resistencia de pérdidas y, así mismo, se captará ruido externo además de la señal de interés, lo que nos queda que:

$$P_N = K T_A B \eta_r + K T_{AMB} B (1 - \eta_r) \quad (31)$$

Y, por último en la línea, tendremos además de pérdidas de potencia disipadas en forma de calor, una potencia de ruido generada por la propia línea, lo que nos llevará finalmente a

$$P_{NOU} = \frac{P_{NIN}}{L} + K T_{AMB} B \left(1 - \frac{1}{L}\right) \quad (32)$$

Estas figuras de ruido son interesantes para hallar el alcance máximo de la señal que viene determinado por la sensibilidad del receptor, que a su vez es la mínima potencia que tiene que llegar a los terminales de la antena para que el receptor reproduzca los datos correctamente. A partir de la ecuación de transmisión y el ruido determinaremos el alcance que mantiene la relación señal a ruido por encima de un umbral:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_T G_R}{KT_A B} \geq \frac{S}{N_{min}} \quad (33)$$

$$r_{MAX} \leq \sqrt{\frac{P_T G_T G_R}{KT_A B S} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)}$$

- j) Área y longitud efectivas: El área efectiva representa físicamente la porción del frente de onda que la antena intercepta y drena toda su potencia hacia la carga, y depende de la dirección angular en la que inciden las ondas, de una forma similar a la directividad, pero este parámetro está definido por la dirección en la que la antena receptora capta máxima señal:

$$A_{ef}(\theta, \phi) = \frac{P_L}{\wp(\theta, \phi)} \quad (34)$$

El área efectiva de una antena no es necesariamente la misma que su área física. Por ejemplo, el área efectiva de una antena de cable es mayor que su área física, si se toma ésta como el área que resulta de hacer un corte longitudinal al cable a lo largo de su diámetro. Gracias a este hecho, el cable puede captar mucha más potencia que la interceptada por su área física.

La longitud efectiva, que no tiene que coincidir con la longitud real, es la relación entre la tensión en circuito abierto que aparece en los terminales de la antena y la intensidad de campo eléctrico en la dirección de la polarización de la antena

$$I_{ef} = \frac{|V_{CO}|}{|E_i|} \quad (35)$$

Ambos parámetros se relacionan por

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\wp_i} = \frac{|V_{CO}|^2}{4R_r} \cdot \frac{1}{\wp_i} = \frac{|V_{CO}|^2}{4R_r} \cdot \frac{\eta}{|E_i|^2} = I_{ef}^2 \frac{\eta}{4R_r} \quad (36)$$

### 1.1.3.3. Antenas de hilo

Una vez revisados los tipos de antenas que necesitamos para la elección de la nuestra y los parámetros básicos usados posteriormente en las simulaciones y comprobación del diseño final, nos decantamos por utilizar una antena de hilo, ya que son las más baratas y sencillas de construir y modificar, pues sólo se necesita un cable conductor para crearla. Podremos variar su longitud practicando cortes sobre éste, aspecto fundamental al ser el objetivo realizar un barrido de frecuencias. Dado que el fin del proyecto es conocer la frecuencia a la que a posteriori debemos transmitir, no tenemos inicialmente ningún parámetro especial que debamos priorizar.

Las antenas de hilo son aquellas cuyos elementos radiantes son conductores que tienen una sección despreciable respecto a la longitud de onda de trabajo y cuyas dimensiones suelen ser como máximo de una longitud de onda. Se utilizan extensamente en las bandas de MF, HF, VHF y UHF. Entre ellas tenemos:

- a) Los dipolos consisten en dos elementos conductores rectilíneos colineales de igual longitud, alimentados en el centro, y de radio mucho menor que el largo. En el apartado 1.1.3.4 se explicará este modelo de antena más detalladamente.
- b) Los monopolos verticales surgieron a partir de los dipolos y se basan en la colocación de un solo conductor vertical sobre un plano de masa, ya que éste consigue replicar virtualmente otro monopolo, lo que permite antenas la mitad de largas con el doble de directividad para la misma frecuencia que el dipolo. Se descartará el uso de este tipo de antenas debido a la necesidad de que estén constantemente sobre un soporte que funcione como plano de masa y restaría agilidad a la hora de tomar las medidas.
- c) Las antenas Yagi-Uda consiguen muchísima eficiencia gracias a usar varios dipolos, que actúan a grandes rasgos como repetidores cercanos, llamados parásitos, y son altamente utilizadas en transmisión de televisión. También los descartaremos ya que no es necesario que los parámetros de transmisión sean especialmente altos, cosa que dejaremos para futuros estudios una vez conocida la frecuencia de transmisión ideal.
- d) Las antenas espira, a diferencia de las anteriores, se construyen curvando el hilo y su principal ventaja estriba en que la directividad no depende de su longitud. Sin embargo, hemos descartado su uso por ser más complicadas de construir y modificar y por tener mucha menor eficiencia de radiación que los dipolos con el mismo diagrama de radiación y directividad. Esto se debe a que siempre hay una corriente de dirección contraria, característica no presente en la antena dipolo.
- e) La antena helicoidal consiste en una evolución del monopolo transformando la geometría lineal de éste en una solenoide, para disminuir sus dimensiones. Es por ello que mantiene el mismo inconveniente por el que descartamos el monopolo. Este tipo de antena se usa principalmente en VHF y UHF, para conseguir polarización circular.

### 1.1.3.4. Dipolo $\lambda/2$

Llegados a la conclusión del apartado anterior se observa que la alternativa más indicada es el dipolo y entre éstos se escogió el dipolo  $\lambda/2$ . La razón es que manteniendo la polarización lineal, la orientación con el eje y la omnidireccionalidad del dipolo elemental, se obtiene una directividad y, sobretodo, una eficiencia muy superiores al resto. Además de que, como ya hemos comentado, su construcción y la posterior modificación de su longitud son sencillas.

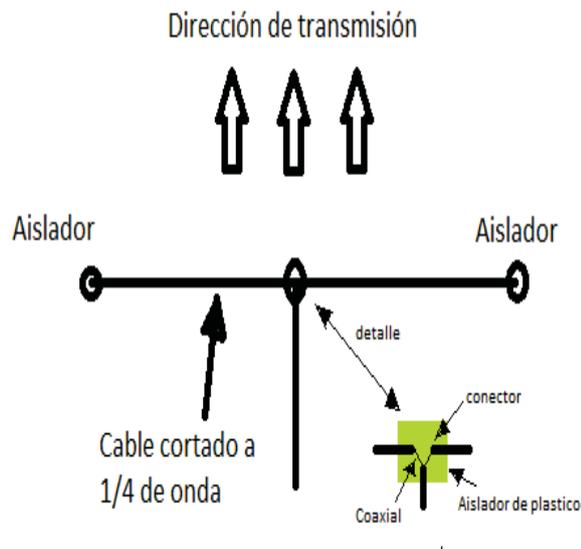


Fig. 8 - Diagrama de componentes para la construcción de una antena dipolo útil en la prueba empírica de resultados[3]

Una antena de media onda formada por un hilo rectilíneo y situada en el espacio libre, radia la mayor parte de la energía en dirección perpendicular al hilo y esa radiación disminuye a medida que el ángulo de salida se aproxima al hilo, llegando a cero en la misma dirección de éste. El diagrama de radiación, como veremos en el capítulo 3, gráficamente tiene la forma de un toroide con su orificio central igual al diámetro del hilo, lo que lleva a considerar dos tipos de diagrama de radiación: uno en el plano horizontal, con forma de ocho y que emite y recibe por igual en ambos sentidos de la dirección perpendicular al hilo; y otro en el vertical, que determina la cantidad de energía que se envía con el ángulo de salida adecuado para el circuito a cubrir.

En la figura 8 podemos ver las partes esenciales de un dipolo hertziano que deberemos tener en cuenta en la construcción y, a continuación, se muestra el campo lejano en función de la intensidad, obtenido a partir del desarrollo de las ecuaciones de Maxwell [3-4]

$$E_{\theta} = \frac{jI_0 \sin(\theta) L}{4\epsilon_0 cr} \frac{1}{\lambda} e^{j(\omega t - kr)} = \frac{j\eta I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\sin(\theta)} e^{j\omega t} \quad (37)$$

Esta ecuación será de especial interés para relacionar la intensidad con la que alimentemos a la antena en el programa de simulación con el campo final que deseemos obtener sobre los tejidos objetivo.

## 1.2. Propiedades eléctricas de los tejidos<sup>3</sup>

Las propiedades eléctricas de los tejidos biológicos y suspensiones celulares han sido de interés desde hace más de un siglo por muchas razones, ya que determinan las vías de flujo de corriente a través del cuerpo y, por tanto, son muy importantes en el análisis de una amplia gama de aplicaciones biomédicas, tales como la estimulación funcional eléctrica y el diagnóstico y tratamiento de varias condiciones fisiológicas con corrientes eléctricas débiles, hipertermia de radiofrecuencia, electrocardiografía, y la composición corporal. En un nivel más fundamental, el conocimiento de estas propiedades eléctricas puede conducir a una comprensión de los procesos biológicos básicos subyacentes. De hecho, los estudios de impedancia biológicos han sido durante mucho tiempo importantes en la electrofisiología y biofísica, y una de las primeras manifestaciones de la existencia de la membrana celular se basó en estudios de propiedades dieléctricas en suspensiones celulares.

Repararé y presentaré brevemente los resultados de los estudios empíricos, los cuales no tienen gran interés práctico si no sólo histórico hasta los años 50. Estos experimentos se basan en procedimientos de medida en tejidos de animales *in vivo* o *in vitro* a distintas temperaturas y con breves espacios de tiempo desde la muerte del animal, en tejidos *in vitro* de humanos en autopsias o en órganos, también intentando replicar los 37º del organismo humano y, por último, a medida que se obtenía información, medidas *in vivo* con las debidas precauciones para la salud del individuo sobre el que se estudiaban.

Como ya se explicó anteriormente, para estudiar la propagación de una onda por un material necesitamos conocer la permitividad del material ya sea conductor o dieléctrico. Una descripción microscópica de la respuesta de los tejidos a las interacciones electromagnéticas es complicada por la variedad de formas de células y su distribución dentro del tejido, así como las diferentes propiedades de los medios de comunicación extracelular, por tanto, se utiliza más un enfoque macroscópico para caracterizar la distribución de campo en los sistemas biológicos. Aun así las propiedades eléctricas son complicadas, pues dependen de la orientación del tejido relativa al campo aplicado (anisotropía direccional), de la frecuencia del campo aplicado (el tejido no es ni un dieléctrico perfecto ni un conductor perfecto), o pueden ser espacio-temporalmente dependiente (por ejemplo, cambios en la conductividad del tejido durante electropermeabilización).

### 1.2.1. Procedimientos de medidas empíricas

En las primeras investigaciones de las respuestas de los tejidos a campos electromagnéticos, se realizaron estudios empíricos para su caracterización. En este apartado se introducirá alguno de ellos que, como se verá más adelante, tienen muchas fuentes de error sistémico y, por tanto, no son todo lo fiables que deberían. Prueba de ello es la discrepancia de resultados que observamos en el anexo 1.

La permitividad y la conductividad no pueden ser medidas directamente. Es necesario medir la impedancia compleja y deducir estas propiedades como se muestra a continuación [7]:

<sup>3</sup> El apartado 1.2. se explica detalladamente en [5] y [6], además de en la bibliografía indicada

$$Z = \frac{V}{I} = \kappa \frac{1}{(\sigma + j \cdot \omega \cdot \epsilon)} \quad \sigma = \kappa \cdot G \quad \epsilon = \frac{\kappa \cdot 1}{\omega} \cdot B \quad (38)$$

Donde  $\kappa$  es el factor de célula, que es función de las dimensiones y geometría de la célula y la conductancia  $G$  y la susceptancia  $B$  son [7]

$$G = \frac{1}{|Z|} \cdot \cos(\theta) \quad B = \frac{1}{|Z|} \cdot \sin(\theta) \quad (39)$$

Y representan las propiedades conductivas y capacitivas del material a medir, donde  $\theta$  es la tasa de la impedancia. De hecho en el caso de la susceptancia la mayoría de la literatura lo desarrolla directamente para llegar a calcular la capacitancia como veremos en 1.2.3.

En el siguiente apartado se estudiarán detalladamente las fuentes de error e incertidumbre de este método. En la mayoría de la literatura se usa un analizador de espectros junto con un medidor de impedancias y un generador de señal para el barrido de frecuencia en la señal de entrada. Los dos primeros equipos se conectan a sondas o electrodos, que es el elemento donde hay más disparidad de resultados por ser el que más errores de medida introduce. En [7] se usa una matriz de 18 microelectrodos de inyección cuadrados, 2 a tierra y 16 para la medición, cubiertos de una capa negra de platino sobre un substrato de vidrio. En [6], pese a que se estudia la respuesta de electrodos chapados en oro, se decantan también por el platino como material, aunque el material fue depositado por pulverización catódica, justificando el uso de este elemento con el bajo efecto que tiene a las frecuencias deseadas en el estudio, que si se intensifica a frecuencias mucho más bajas.



Fig. 9 - Matriz de 18 microelectrodos usada en [7]

Por último, indicar que todos los elementos se deben calibrar debidamente y estudiar su respuesta y distintos efectos para paliar en la medida de lo posible la discrepancia de valores entre la medida y la realidad.

### 1.2.2. Dificultades en las medidas dieléctricas de los tejidos

Los tejidos son materiales muy poco homogéneos. Las células, por ejemplo, están rodeadas por una matriz extracelular, que puede ser extensa, como en el caso de los huesos, o mínima, como en el caso de tejido epitelial. La célula en sí se compone de una membrana aislante que encierra un citosol (líquido del citoplasma) conductor. Así una suspensión de células se puede considerar a bajas frecuencias simplemente como un aislante incluido en un fluido conductor, cualidad proporcionada por la membrana

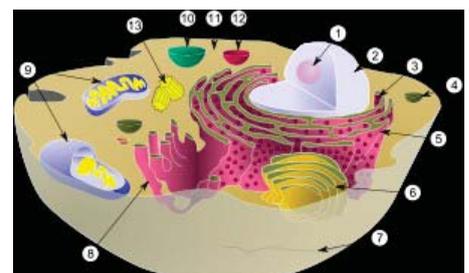
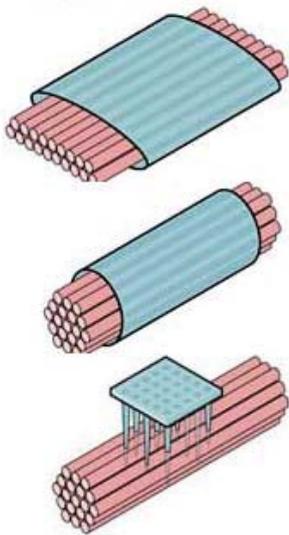


Fig. 10 - Esquema de las partes de una célula, donde se puede observar el citosol y el citoplasma [21]

celular. En cambio, a frecuencias en el rango de MHz, el acoplamiento capacitivo a través de esta membrana se vuelve más importante. A partir de este intervalo de frecuencias, las propiedades de dispersión de la membrana y el citosol también deben ser consideradas. Además el tejido no contiene células de un solo tamaño y función. Por ejemplo, el hueso contiene osteoblastos, osteocitos y osteoclastos embebidos en una matriz de hidroxiapatita/colágeno, mientras que la médula ósea está envuelta con células del estroma. A esto hay que añadirle que el tejido es perfundido con sangre y vinculado al sistema nervioso central por las neuronas, por tanto, extrapolar a partir de las propiedades dieléctricas de una suspensión de células las de un tejido intacto puede llevar a confusión. Por esto existe una cierta discrepancia entre diversos datos sobre las propiedades eléctricas de los materiales biológicos que se encuentran en la literatura, ya que las muestras extirpadas llevan consigo diferentes cantidades de fluidos corporales, y hay una falta de estandarización en las técnicas de medida que, probablemente, ensancha el rango de valores de resistividad.



**Fig. 11 - Muestra del posicionamiento de los electrodos en función de la dirección de propagación de la onda a la que se quiere calcular las propiedades eléctricas en el musculo[56]**

Además de su heterogeneidad, algunos materiales biológicos, como el hueso y el músculo esquelético, son claramente anisotrópicos, lo que produce que cuando se hace referencia a los valores de conductividad y permitividad publicados, necesitemos comprobar la orientación de los electrodos que se ha propuesto en la medida con respecto al eje mayor del tejido (por ejemplo, longitudinal, transversal, o una combinación de ambos). La anisotropía eléctrica se relaciona a menudo con las demandas fisiológicas realizadas en el tejido, como en los huesos y los músculos de las extremidades principales que están diseñados para producir y apoyar fuerzas longitudinales significativas. Por ejemplo, los músculos se componen de fibras muy grandes y las células individuales están alineadas en la dirección de la contracción muscular, lo que produce que la conducción eléctrica a lo largo de la longitud de la fibra sea significativamente más fácil que en otras direcciones debido a que la matriz extracelular es menos conductora que la celda formada por las células alineadas. Por lo tanto, el tejido muscular manifiesta propiedades eléctricas típicamente anisotrópicas. Existe una anisotropía similar en los huesos largos del cuerpo donde es más fácil el transporte de carga a lo largo del eje longitudinal que del transversal a él. Además, la anisotropía de tejido es dependiente de la frecuencia. Si ésta es lo suficientemente alta, las propiedades anisotrópicas desaparecen (específicamente para el

tejido muscular, que ocurre en la gama de frecuencias de MHz), ya que a frecuencias más altas, el movimiento de carga tiene lugar en distancias más cortas, por lo que las estructuras a gran escala se hacen menos importantes y el acoplamiento capacitivo a través de las membranas se vuelve más relevante. Como conclusión, vemos que es crucial la correcta alineación de los electrodos ya que, según un estudio sobre muestras de tejido del músculo esquelético, con una desalineación de 5 grados sobre la perpendicular o la paralelas tendríamos una sobreestimación de hasta el 18% en la conductividad.

Otro reto que encontramos es que algunos tejidos, además de variar con la enfermedad y la edad, están en constante movimiento, alterando sus propiedades eléctricas, lo que se aprovecha para detectar y monitorizar la presencia de enfermedades y condiciones tales como el

desplazamiento de fluidos corporales, el fluido sanguíneo, los fallos cardíacos o la distrofia muscular. Hay dos tejidos en los que este problema se intensifica, los tumores y la grasa. Los tumores generalmente tienen mayor contenido de agua que las células normales, debido a la necrosis celular, pero también vascularización irregular y fenestrado y, además, pueden existir diferencias en el estructura de la membrana. Aunque un aumento en la conductividad se puede utilizar para identificar la presencia de tumores, es complicado prever la aparición de este tipo de tejidos y puede llevarnos a obtener datos erróneos en los parámetros eléctricos. La grasa es un conductor más pobre que el agua, por ello los cambios en el porcentaje de grasa corporal o el agua se reflejan en cambios de impedancia tisular. Por último, mencionar que la muerte o extirpamiento de una parte de los tejidos, y la temperatura o la interrupción o disminución del flujo sanguíneo sobre éste, altera sus propiedades eléctricas, especialmente en el tejido extraído, donde la conductividad aumenta tras sólo entre 30 minutos y 2 horas de la extirpación, dependiendo del tipo de tejido.

El último desafío viene dado por el método de medida, comentado en el apartado anterior, debido por un lado a la polarización del electrodo, que es una manifestación de la organización molecular de la carga que se produce en la interfaz del electrodo simple en presencia de moléculas de agua e iones de hidratados. En su forma más simple, el fenómeno puede ser modelado como un condensador dependiente de la frecuencia en serie con una resistencia. El efecto aumenta a mayor conductividad de la muestra, y sus consecuencias son más pronunciadas en la capacitación que en la conductancia de soluciones iónicas y muestras biológicas. Por otro lado la inductancia del plomo de los electrodos desempeña un papel importante en la determinación de su impedancia de polarización, importancia que disminuye al aumentar la frecuencia.

### 1.2.3. Modelado paramétrico de las propiedades de los tejidos

Una vez comprobada la poca fiabilidad de los datos obtenidos empíricamente mediante barrido de frecuencias optaré por utilizar un modelo paramétrico partiendo de la medida empírica en una sola frecuencia muy bien contrastada. Así, partiendo de un modelo paramétrico sencillo, llegaré a unas ecuaciones analíticas útiles para modelar el valor de la conductividad y la permitividad con la frecuencia.

Retrocediendo a 1.2.1. donde se explica el proceso de medida, tenemos que el tejido se comporta como un aislante o conductor con los siguientes parámetros

$$C = \epsilon \cdot A/d \quad G = \sigma \cdot A/d \quad (40)$$

donde A es el área y d el grosor de la muestra de tejido con  $\epsilon$  y  $\sigma$  complejas. Si lo modelamos como un circuito RC aplicándole una fuente de tensión sinusoidal quedándonos

$$I = GV + C \cdot dV/dt = (\sigma + i\omega\epsilon) A \cdot V/d \quad (41)$$

Con lo que podemos llegar a:

$$\epsilon = \epsilon_r - \frac{i\sigma}{\omega\epsilon_0} \quad (42)$$

podemos modelar la variación de permitividad como  $\Delta\epsilon = \epsilon_s - \epsilon_\infty$ , con lo que nos queda

$$\epsilon = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (43)$$

Donde  $\epsilon_s$  es la permitividad cuando  $\omega\tau \gg 1$ ,  $\epsilon_\infty$  cuando  $\omega\tau \ll 1$  y  $\tau$  es el tiempo de carga del circuito equivalente RC que forma el tejido en nuestro modelo, quedándonos la ecuación de Debye.

En 1985 Hurt [59] mejoró la ecuación modelando el espectro dieléctrico del músculo como la suma de cinco dispersiones de Debye más un término de conductividad, añadiendo la conductividad iónica estática y la permitividad en el vacío

$$\epsilon = \epsilon_\infty + \sum \left( \frac{\Delta\epsilon_n}{1 + j\omega\tau_n} \right) + \frac{\sigma_i}{j\omega\epsilon_0} \quad (44)$$

Sin embargo, la complejidad de la estructura y composición de los materiales biológicos es tal que en cada región de dispersión se suman las dispersiones de las anteriores regiones. Esta suma de dispersiones puede ser empíricamente explicada por la introducción de un parámetro de distribución, dando así una alternativa a la ecuación de Debye conocida como la ecuación de Cole-Cole

$$\epsilon = \epsilon_\infty + \frac{\Delta\epsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{1-\alpha}} \quad (45)$$

Si añadimos ahora el parámetro de ampliación a la ecuación de Hurt nos queda

$$\epsilon = \epsilon_\infty + \sum \left( \frac{\Delta\epsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{1-\alpha_n}} \right) + \frac{\sigma_i}{j\omega\epsilon_0} \quad (46)$$

Sin embargo, esta ecuación era específica para modelar el músculo, por tanto nos quedaremos con una ecuación más general que no aplique la suma de dispersiones de Debye que afectan a este tejido

$$\epsilon = \epsilon_\infty + \frac{\Delta\epsilon}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\epsilon_0} \quad (47)$$

Una vez obtenido la permitividad de la ecuación (47), podemos resolver la conductividad usando la formula (43).

#### 1.2.4. Tablas de datos finales

Visto todo el marco teórico y los procesos de medida empíricos, en el anexo 1 se adjuntan tablas con los datos obtenidos de diversas fuentes y de diferentes tipos de tejidos, todas indicadas en la leyenda. Por un lado se muestran gráficas con los datos de estudios empíricos tanto *in vitro* como *in vivo* superpuestos junto con los resultados de las parametrizaciones expuestas en el anterior apartado. Por último, se añaden también las gráficas con los datos usados finalmente, extraídos del servidor del *Institute for Applied Physics*, perteneciente al *Italian National Research Council* y accesible desde la pagina web [8], que es simplemente una herramienta para el cálculo a través del método paramétrico ya documentado.

### 1.3. Interacción de campo EM con tejidos biológicos<sup>4</sup>

La interacción de microondas con seres vivos depende, además de la potencia absorbida y su distribución, como hemos explicado, de la influencia de las reacciones de los mismos sistemas. Un sistema viviente puede considerarse a diversos niveles: molecular, subcelular, celular, orgánico, de sistema de cuerpo entero.

Es importante tener en cuenta que cualquier sistema viviente es autorregulador y homeostático. Este hecho es reseñable ya que los efectos directos de la radiación, llamados interacciones primarias, provocan una reacción en el organismo que conlleva a su vez a otros efectos o interacciones secundarias. Por ejemplo, al absorber el cuerpo la energía de una onda, esta interacción primaria, provoca como interacción secundaria la activación del mecanismo de compensación termorregulatorio.

#### 1.3.1. Interacciones macroscópicas

Implica los fenómenos que pueden describirse en términos de electrodinámica clásica (es decir las ecuaciones de Maxwell), más que de mecánica cuántica, y se puede describir en términos de la potencia absorbida, que a su vez se determina por la permitividad dieléctrica y la intensidad del campo interno, o como tasa de incremento de temperatura:

$$\frac{\Delta T}{\Delta t} = KP_v \quad (48)$$

donde  $\Delta T$  es el aumento de temperatura en el tiempo  $\Delta t$ ,  $P_v$  es la potencia absorbida en la unidad de volumen y  $k$  es el factor de proporcionalidad dependiente del calor específico y la densidad del tejido.

Los tejidos del cuerpo son conductores térmicos débiles, por tanto la transferencia de calor a la superficie se produce fundamentalmente por convección gracias a la circulación sanguínea, ya que las distancias que separan las células de los vasos sanguíneos son reducidas. Así la sangre

<sup>4</sup> El apartado 1.3. se explica detalladamente en [9]

equilibra las diferencias de temperatura ayudada por la constricción o expansión de los capilares cutáneos que aumentan o disminuyen la resistencia térmica.

La pérdida de calor hacia el medio ambiente se produce por evaporación de agua a través, fundamentalmente, de la respiración y el sudor, en el que están involucradas tanto las glándulas especializadas de secreción activa de fluido a la piel como el mecanismo interactivo nervioso central que recibe señales de los puntos termosensitivos del cuerpo, principalmente el hipotálamo y la médula espinal. Esta regulación a través del sudor suele funcionar cuando se produce absorción por microondas, salvo en el caso de la distribución no uniforme de potencia absorbida, que puede producir efectos extraños en el mecanismo de termorregulación, como la disminución de temperatura en las zonas que no absorben energía al activarse los mecanismos termorregulatorios globalmente o la inhibición del sudor y/o respuestas fisiológicas aberrantes cuando la potencia recibida se concentra en el hipotálamo.

### 1.3.2. Interacciones microscópicas (Mecanismos moleculares)

A nivel molecular, la capacidad de un fotón de suministrar energía (Ley de Plank) es aproximadamente  $10^5$  veces menor que el potencial de ionización en el rango de frecuencias que nos ocupa y, por tanto, las potencias de campo necesarias para ionizar moléculas del tejido resultaría en una extrema elevación de la temperatura que sería claramente perceptible, y, por ello, prácticamente imposible. Así mismo, la unión covalente, la unión London-van der Waals (responsable de la unión celular específica de los tejidos) o la ruptura de la unión de hidrógeno, precisan una energía sustancialmente mayor que la del fotón de la radiación de microondas.

Un mecanismo provocado a nivel molecular que sí debemos tener en cuenta es la rotación inducida en moléculas polares como las proteínas y, sobretodo, el agua, que tienden a alinearse con el campo para minimizar la energía potencial de los dipolos. La frecuencia a la que las moléculas se reorientan para transmitir la máxima energía de campo se denomina frecuencia de rotación crítica o frecuencia de relajación, depende de las dimensiones, viscosidad y temperatura de la molécula y explica a nivel macroscópico el comportamiento de la permitividad dieléctrica con la frecuencia, que vimos en el apartado 1.2. En el agua, que es el 72% del peso del cuerpo aproximadamente, esta frecuencia de relajación se produce a frecuencias de microondas, fuente de interés de nuestro estudio, conduciendo a un aumento de la temperatura celular por las excitaciones, traslaciones y vibraciones que se producen. Sin embargo, sólo niveles de potencia elevados supondrían efectos adversos, como alteraciones en las estructuras biológicas, por el calentamiento, ya que la ordenación molecular permanece sin cambio.

La excitación rotacional de moléculas biopolímeros, como proteínas, aminoácidos, hemoglobina y péptidos pequeños, no produce en principio tampoco efectos biológicos, salvo cuando se produce sobre secciones helicoidales no aleatorias, donde se pueden producir desviaciones del equilibrio que, de ser demasiado grandes, interferirían con procesos metabólicos o replicativos.

### 1.3.3. Interacciones celulares

Como ya explicamos brevemente, las células consisten un citoplasma y varios orgánulos, entre ellos el núcleo, rodeados de una membrana que aísla el interior de la célula y regula el intercambio de fluidos entre el interior y el exterior. Cada membrana, con una conductancia ya estudiada, separa regiones distintas formando discontinuidades o huecos, que producen un efecto llamado Maxwell-Wagner, ocasionando polarización interfacial y relajación dipolar,

explicada en el apartado 1.3.2. y de efectos similares a la relajación rotacional. La unión de las membranas, con sus interiores aislados es lo que produce el efecto capacitivo del que también hemos hablado.

Es importante destacar en este punto también que cuando la excitación se produce sobre la membrana de una neurona a frecuencias bajas se puede producir un potencial que excite los nervios y, si la longitud del pulso es lo suficientemente grande existe la hipótesis de que se produzcan consecuencias mayores que en los campos de la misma potencia promedio, aunque no esta probado.

#### 1.3.4. Interacciones a través de fuerzas inducidas por el campo

Las fuerzas que actúan sobre las partículas biológicas cuando se las expone a campos alternos, pueden inducir dos tipos de efectos: La formación de "cadena de perlas", que es un ordenamiento de partículas suspendidas y microorganismos, que resulta de una interacción dipolo-dipolo; y la orientación de partículas no esféricas, ya sea perpendicular o paralela al campo, que es el resultado de una tendencia a asumir estados de energía potencial eléctrica mínima. Tales efectos pueden ser inducidos cuando las fuerzas se toman significativas en comparación a las fuerzas térmicas no aleatorias.

Las fuerzas provocadas por campos alternos no tienen posibilidad de ser significativas al nivel molecular y celular, salvo que se apliquen intensidades de campo elevadas (algunos cientos de V/cm). Sin embargo, a nivel celular, se han encontrado algunos organismos unicelulares que responden a campos del orden de 1 V/cm.

#### 1.3.5. Otros mecanismos de interacción

Los campos electromagnéticos de diversas frecuencias transmiten información biológica entre las diferentes partes componentes del cuerpo humano y animal, por ello, se asume la existencia de algún tipo de intercomunicación entre las partes interiores o constituyentes de la célula y las distintas células dentro de un organismo pluricelular. Este hecho provoca que los especímenes sean sensibles a los campos electromagnéticos, interfiriendo directamente en las funciones normales que estos llevan a cabo, como explicaremos más detalladamente en el apartado 1.5.

### **1.4. Métodos numéricos aplicados al cálculo de magnitudes EM en tejidos biológicos**

Existen diferentes técnicas numéricas para calcular el campo electromagnético en el espacio, las cuales se utilizan como algoritmo de los programas disponibles para realizar simulaciones como las de este trabajo. Hay más algoritmos que los mostradas a continuación, pero se han documentado sólo los más usados actualmente como base de los programas de cálculo, además pueden usarse desarrollos combinados para extender su campo de actuación, denominados métodos híbridos.

#### 1.4.1. Método de los momentos (MoM)

El método de los momentos, también conocido como Método de Elemento de Límite (BEM), permite calcular las corrientes sobre una antena y sus cuerpos cercanos mediante su descomposición en elementos denominados subdominios, pero sólo es aplicable a cuerpos de dimensiones del orden de la longitud de onda como máximo.

Se basa en las funciones de Green y es útil ya que funciona en espacios tridimensionales, salvo que la superficie del objeto de estudio sea totalmente plana.

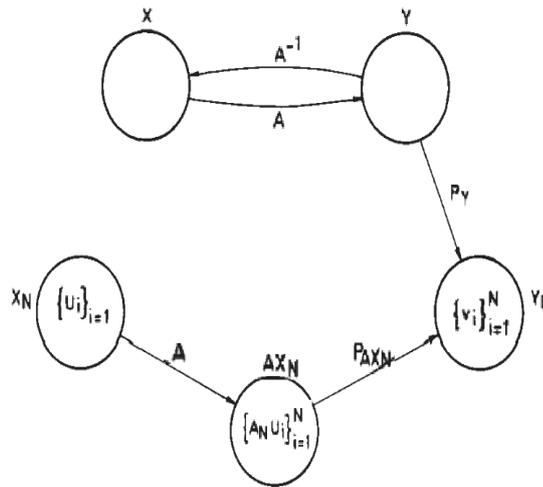


Fig. 12 - Diagrama del algoritmo usado en el método de los momentos (MOM) [11]

En la figura 12 podemos ver el algoritmo que utiliza este método, explicado matemáticamente en [11].

#### 1.4.2. Método de elementos finitos (FEM)

Este método se basa en plantear el problema de Poisson, que es una ecuación en derivadas parciales, como un simple problema de optimización. Es el método que se ha impuesto para un gran número de problemas de resolución de campos y, de hecho, es el método que utiliza el programa HFSS de Ansoft que usaremos para las simulaciones en este proyecto.

En ecuaciones para las que es posible encontrar una forma variacional suele ser el método más recomendable. Esto se debe a que permite utilizar mallas muy irregulares en geometrías con diferentes materiales sin que esto suponga esfuerzos adicionales a la hora de establecer el sistema de ecuaciones algebraico y sin preocuparse por su convergencia.

Es un sistema utilizado generalmente en el dominio de la frecuencia y se obtiene un resultado de la matriz de soluciones para cada frecuencia. Además es necesario establecer condiciones de contorno para que estas fronteras sean transparentes al campo dispersado [14].

#### 1.4.3. Diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD)

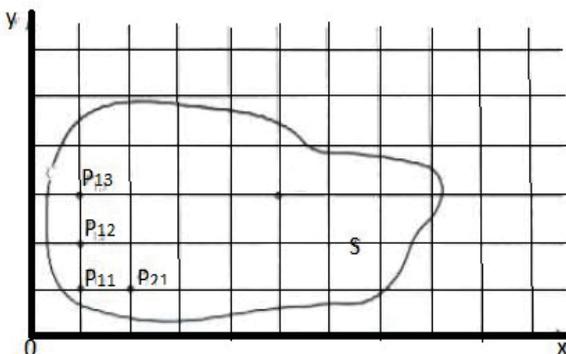


Fig. 13 - Malla usada para el cálculo con FDTD en los puntos de intersección de la misma [12]

El método de las diferencias finitas intenta calcular el valor de la función potencial en una serie finita de puntos situados en las intersecciones de una red o malla, normalmente cuadrada o cúbica, como la de la figura 13. En este método no es necesario solucionar el sistema de ecuaciones diferenciales de forma directa, sino que en cada paso temporal el algoritmo recurre a operaciones elementales aritméticas sobre

los valores de los campos basadas en aproximaciones en diferencias centrales de la derivada, de ahí su nombre.

La principal ventaja de este método, además de reducir los cálculos a simples operaciones aritméticas, es que se pueden controlar los requisitos de memoria, ya que aumentan de forma lineal con el número de incógnitas o celdas a simular. Sin embargo, requieren mucho más tiempo para llevar a cabo las simulaciones, ya que se debe recorrer cada uno de los puntos discretos en el espacio y evaluar cada una de las componentes electromagnéticas en función del tiempo y del espacio. Este coste temporal aumenta exponencialmente, por lo que un ligero incremento en las dimensiones de la malla repercute en una gran penalización temporal.

En [12] tenemos todos los aspectos del planteamiento matemático de este método.

#### 1.4.4. Matriz de líneas de transmisión (TLM)

En muchos aspectos similares a FDTD, las ventajas de estos métodos son que sus algoritmos básicos son muy directos y tiene una interpretación física basada en la teoría de líneas de transmisión. Las líneas de la maya en este caso representan las pequeñas líneas de transmisión que se cruzan. Las ondas se transmiten en las líneas y se dispersan en cada intersección. Al igual que en FDTD cada paso temporal se puede dividir en dispersión y conexión.

Durante la dispersión, las ondas incidentes al nodo se dispersan para producir una nueva serie de ondas en la salida, mientras que en la conexión, las ondas se transmiten a los nodos adyacentes. Es posible combinar ambos procesos, pero es más sencillo examinarlos por separado [14].

### 1.5. Límites de exposición a radiaciones

Ya hemos explicado en 1.3 cómo los campos electromagnéticos pueden alterar el funcionamiento normal de un organismo. Ahora veremos los efectos que acarrearán y las normativas respecto a un tema que lleva siendo fuente de estudio y debate durante años.

En el siglo XIX ya se empezaron a usar corrientes eléctricas producidas por una pila de Volta para destruir tumores mediante un proceso llamado galvanocauterización, en honor a Galvani. Éste, junto a D'Arsonval, se encargaron de estudiar los efectos biológicos de la electricidad. Galvani en fuentes continuas y, sobre todo, sobre la transmisión nerviosa, y D'Arsonval en fuentes oscilantes. Sin embargo, no es hasta 1960 cuando, debido a la aparición de nuevos aparatos eléctricos y electrónicos, empiezan a estudiarse los efectos de las microondas con informes validados por la *National Institute of Environmental Health Sciences* (NIEHS) estadounidense. En ellos se indica un riesgo potencial de los campos a baja frecuencia como posible cancerígeno, aunque no se establece una relación causal. Esto generó una alarma social, acrecentada con la aparición de los teléfonos móviles. No obstante, como ya hemos dicho en 1.3, los campos de microondas no son radiaciones ionizantes y sólo nos preocuparían otras consideraciones ya expuestas, como el calentamiento de los tejidos debido a la energía disipada en el desplazamiento de iones.

El nivel de seguridad de los efectos de origen térmico es sencillo de establecer y está bien documentado, como repasaremos al final de este apartado. Sin embargo, se han registrado algunos efectos no térmicos que veremos a continuación [15].

### 1.5.1. Efectos adversos de la radiación

Para frecuencias superiores a 3 GHz la profundidad de penetración de las ondas electromagnéticas es sólo de 1 a 10 mm y por encima de los 10 GHz la absorción se produce principalmente en la parte externa de la piel. Por ello es importante estudiar las alteraciones en esta zona. Diversos estudios recogen que un humano tarda 3 segundos en sentir aumento de la temperatura en una zona de la piel y que, por tanto, el tiempo de reacción calculado es de 1 segundo. Esto hace peligrosas las radiaciones, ya que puede producirse daño fisiológico sin que el sujeto intente evitarlo. Por otro lado, como comentamos anteriormente, las dimensiones y geometría del cuerpo humano hacen que la energía se deposite no uniformemente sobre las superficies, creándose puntos calientes de altas temperaturas donde, según experimentos en animales, se producen quemaduras. Estas últimas pueden aumentar la permeabilidad vascular y llevar a su vez a vez a pérdida de fluidos y electrolitos. En quemaduras severas la pérdida de fluidos puede durar días, alterando así la circulación sanguínea en la zona afectada y otras funciones biológicas indirectamente. Además, al ser la piel relativamente profunda, en algún experimento se observaron daños subcutáneos que no fueron visibles hasta semanas después de la lesión.

Para bajas potencias de radiación el cuerpo no parece exponerse a ningún peligro, sin embargo para altas dosis existe riesgo de hipertermia global o local, ya que el cuerpo llegaría a no poder expulsar calor, elevándose éste a niveles peligrosos. Como ya explicamos en 1.3, el cuerpo expulsa calor dilatando los vasos sanguíneos y evaporando agua, a través principalmente del sudor. Esto puede causar deshidratación, pérdida de electrolitos (como el cloruro de sodio), fatiga o fiebre, que, a su vez, pueden conducir a golpes de calor o insuficiencia cardíaca. Se han observado también daños en la barrera sangre-cerebro (BBB por sus siglas en inglés), membrana que separa los fluidos del sistema nervioso del torrente sanguíneo. Dichos daños pueden llevar a la interrupción de los fluidos tanto sanguíneos como cerebrales. Además, si se producen radiaciones no uniformes, como resultado de las altas temperaturas ocasionadas en la zona donde se produzcan, pueden liberar toxinas, perder cantidades de proteínas plasmáticas por el aumento de permeabilidad de los capilares sanguíneos o activar sustancias polipeptidas e histaminas por la desnaturalización de las proteínas. Las histaminas pueden estimular la secreción gástrica o acelerar el ritmo cardíaco, aumentando el riesgo de lesiones.

En el plano cancerígeno es difícil establecer una relación con las radiaciones de microondas por los múltiples factores que intervienen. Sin embargo hay estudios a lo largo de los años que sugieren un leve vínculo que puede provocar: alteraciones cromosómicas relacionadas con la leucemia; mutaciones celulares; transformaciones en la naturaleza física de los limfoblastos, participantes en el sistema inmunológico y también relacionadas con la leucemia; y efectos oncológicos, como aumento de los niveles de azúcar en sangre, una disminución de la capacidad de eliminar desechos metabólicos, los niveles séricos bajos de piruvato y lactato o alteraciones hormonales relacionados con el crecimiento de tumores.

Además de los efectos cardiovasculares indicados, se han observado disminuciones de la frecuencia cardíaca por debajo de lo normal. Incluso en un estudio soviético se observó que 71 de 100 pacientes sometidos durante entre 5 a 15 años a microondas tuvieron problemas cardiovasculares, sugiriendo un vínculo entre ambos fenómenos.

Así mismo, ya mencionado anteriormente, se han encontrado alteraciones hematológicas como una disminución de leucocitos, linfocitos o glóbulos rojos, alteraciones en la médula ósea y efectos en un tipo de encima que previene los depósitos de grasa en el hígado.

Por su transmisión eléctrica, el sistema nervioso es uno de los mayores candidatos a ser afectado por las radiaciones de microondas. Prueba de ello, es que se han documentado experimentos cuyas conclusiones son tanto alteraciones en la actividad del córtex y de las neuronas, como en la respuesta de los reflejos. Todas ellas son alteraciones neurofísicas probadas en animales. De forma más subjetiva, se han encontrado también en animales (primates o ratas) que eran entrenados para realizar un truco y se veía cómo lo repetían tras ser expuestos a microondas. Se observó que su respuesta se ralentizaba rápidamente después de 5 minutos de radiación. Esta ralentización se manifiesta con más intensidad si se combina la radiación con drogas psicoactivas, mostrándose una sinergia clara que también se aprecia con medicamentos analépticos como somníferos. Esto puede ser peligroso al relajar en exceso mecanismos básicos como la laringe o la presión sanguínea.

Ya se han citado en este apartado los efectos en el sistema inmunológico y, más concretamente, en los leucocitos y la aparición de leucemia, por lo que no ahondaremos más y pasaremos a los efectos en la visión. En este caso los daños son muy sensibles, ya que normalmente son irreversibles y es un sentido tremendamente importante para los seres vivos. Varios estudios muestran que la hipertermia local en el ojo unido a otros factores no muy claros pueden destruir tejidos, especialmente el cristalino, formado por fibras alargadas. La destrucción del cristalino conduce a la aparición de cataratas, que es la alteración biológica con más casos documentados producida por las microondas, aunque si se cumplen las normativas que veremos a continuación no existe ningún riesgo. En conejos se han observado también efectos como lagrimeo, inyección ocular, constricción de la pupila y turbación visual.

Por último, para una radiación modulada de un tren de pulsos de onda cuadrada hay estudios que afirman que se oye un chirrido, clic o zumbido, que proviene del interior o de detrás de la cabeza. La anchura y frecuencia del pulso están relacionados con el sonido escuchado. Sin embargo, como esto no es un efecto extremadamente adverso, en comparación con el resto de efectos no es tan preocupante[15, 17].

### 1.5.2. Tasa de absorción específica

En el siguiente punto veremos todas las normativas de máxima radiación válidas para nuestro proyecto y será común encontrar una magnitud a la que quizás no estemos acostumbrados, ya que es muy propio de este tipo de estudios: la tasa de absorción específica (SAR). Se trata de la derivada de tiempo de la energía incremental absorbida o disipada en una masa incremental contenida en un elemento de volumen de cierta densidad. Su unidad del sistema internacional es el watio por kilogramo (W/kg).

La SAR se puede determinar a partir de mediciones del campo eléctrico (E) en un maniquí anatómicamente correcto (con cubierta dieléctrica rellena de líquido) de la cabeza humana, ya mostrada en el apartado 1.1.3.1. Esta medición se realiza mediante una sonda de campo E (E-field) en miniatura explorada robóticamente. El líquido contenido en la cubierta tiene propiedades eléctricas que simulan tejido cerebral humano. La SAR se determina a partir de la relación entre E y las propiedades del tejido, es decir,  $SAR = s|E|^2/r$ , donde s es la conductividad

del líquido y  $r$  es la densidad. Por tanto, a parte de la conductividad del tejido que ya estudiamos, necesitaremos su densidad. En el apartado 2.2 se mostrara la densidad de cada tejido[19].

### 1.5.3. Normativas

Comprobaremos ahora, con los principios que acabamos de ver, cuáles son las normas establecidas para el territorio español por distintas organizaciones. Posteriormente las compararemos con otras normas internacionales que se apliquen en otros territorios para comprobar el grado de globalización del proyecto.

#### 1.5.3.1. ITU

La ITU (Unión de Ingenieros de telecomunicaciones) es la organización intergubernamental más antigua del mundo. Su historia que se remonta a 1865, año de la invención de los primeros sistemas telegráficos [58]. Se creó para controlar la interconexión internacional de estos sistemas de telecomunicación pioneros. La ITU es muy activa en varios campos, incluyendo la creación de redes de próxima generación, la navegación marítima o aeronáutica o la radio-astronomía.

La ITU gestiona el reparto del espectro de frecuencias radioeléctricas, como veremos en el último apartado, y de las órbitas de los satélites. Éstos son recursos naturales limitados y utilizados por una amplia gama de equipos, incluidos los teléfonos móviles, las radios y televisiones o los sistemas de comunicación por satélite. En [20] se exponen las formas de calcular la potencia máxima permitida sobre un individuo en múltiples supuestos, así como las tablas con los resultados de estos métodos de cálculo en diferentes circunstancias, que se presentan en el anexo 2.

#### 1.5.3.2. BOE

En el Boletín Oficial del Estado (BOE) se publican determinadas leyes, disposiciones y actos de inserción obligatoria. La edición, impresión, publicación y difusión del BOE está encomendada, en régimen de descentralización funcional, a la Agencia Estatal Boletín Oficial del Estado.

La Constitución Española de 1978 dispone en su artículo 9.3 que «La Constitución garantiza... la publicidad de las normas». Es, por tanto, un imperativo legal la publicación de las normas, canalizándose dicha publicación a través de los distintos boletines oficiales, el BOE en su caso.

En [22] podemos encontrar las tablas de exposición a la radiación permitida en el territorio español y en [23] y [24] la norma para las comunidades autónomas de Navarra y Castilla-La Mancha, respectivamente. Podemos observar que los niveles marcados en las comunidades autónomas son más bajos que en el territorio español, debido quizás a una sobrestimación, asegurándose que no aparezcan casos de efectos adversos. Todas estas tablas se presentan en el anexo 3.

#### 1.5.3.3. Otras normativas

Tanto las normas de la ITU como las del BOE se han redactado a partir de las directivas o recomendaciones europeas [25] y [26], para población en general y trabajadores o exposición ocupacional, respectivamente. A su vez estos documentos parten de [19] a nivel internacional,

por tanto, este estudio tendría realmente aplicación global y no solo española o europea. En el anexo 4, extraído de [18], se exponen las normas de distintos países en diferentes periodos de tiempo, pudiendo observar cómo las restricciones han ido pasando a ser más duras posiblemente a medida que se encontraban nuevos problemas asociados a un rango de radiación. Por último, en el anexo 5 se presenta una tabla con los valores que se han decidido respetar tomando casi siempre los más restrictivos de cada documento presentado.

## 1.6.Recomendaciones de banda de uso

Comprobaremos ahora las recomendaciones existentes para el uso de instrumentación médica en España para poder centrar nuestras simulaciones en esas bandas de frecuencias, ya que de otro modo, conseguir una buena resolución en un margen de frecuencias más amplio sería imposible. Además así evitamos posibles interferencias por el hecho de que la banda esté destinada a otras aplicaciones, aunque la distancia entre antenas sea muy baja.

### 1.6.1. Banda ISM

La banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) está reservada internacionalmente para uso no comercial de radiofrecuencia electromagnética en las áreas industrial, científica y médica. Están definidas por la ITU en [27], así como las normas para transmitir electromagnéticamente.

El uso de estas bandas de frecuencia está abierto a todo el mundo sin necesidad de licencia, respetando las regulaciones que limitan los niveles de potencia transmitida, lo que fuerza a que este tipo de comunicaciones tengan cierta tolerancia frente a errores y a que utilicen mecanismos de protección contra interferencias, como técnicas de ensanchado de espectro.

En el anexo 6 podemos encontrar una tabla con todas las bandas recomendadas por regiones. Escogeremos las que correspondan a la región 1, que engloba a España.

### 1.6.2. ETSI

*European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) o Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones es una organización de estandarización independiente, sin ánimo de lucro de la industria de las telecomunicaciones (fabricantes de equipos y operadores de redes) de Europa, con proyección mundial. El ETSI ha tenido gran éxito al estandarizar el sistema de telefonía móvil GSM, el sistema de radio móvil profesional TETRA y fijando requerimientos para dispositivos de corto alcance, incluyendo la radio LPD.

En [28] se puede encontrar una recomendación realizada por el grupo ECC de la CEPT, organización de la que nace la ETSI. En este documento se establecen frecuencias a usar en distintos ámbitos para dispositivos de corto alcance (SRD), como el que pretende este estudio. Además se enuncian los estándares armonizados publicados por la ETSI para cada tipo de dispositivo, quedando un resumen de las frecuencias a estudiar. Para completar este documento se han añadido el estándar [29] y los reportes técnicos [30] y [31]. En todos los estándares de la ETSI se marcan las frecuencias a las que deben operar los dispositivos médicos implantables y otros equipamientos médicos, explicando las características que deben cumplir estos, junto a la explicación de estas restricciones. En el anexo 7 se incluyen las bandas consideradas relevantes para este trabajo, que junto con las de la ISM de la ITU son en las que se centrarán las simulaciones del tema 3.

---

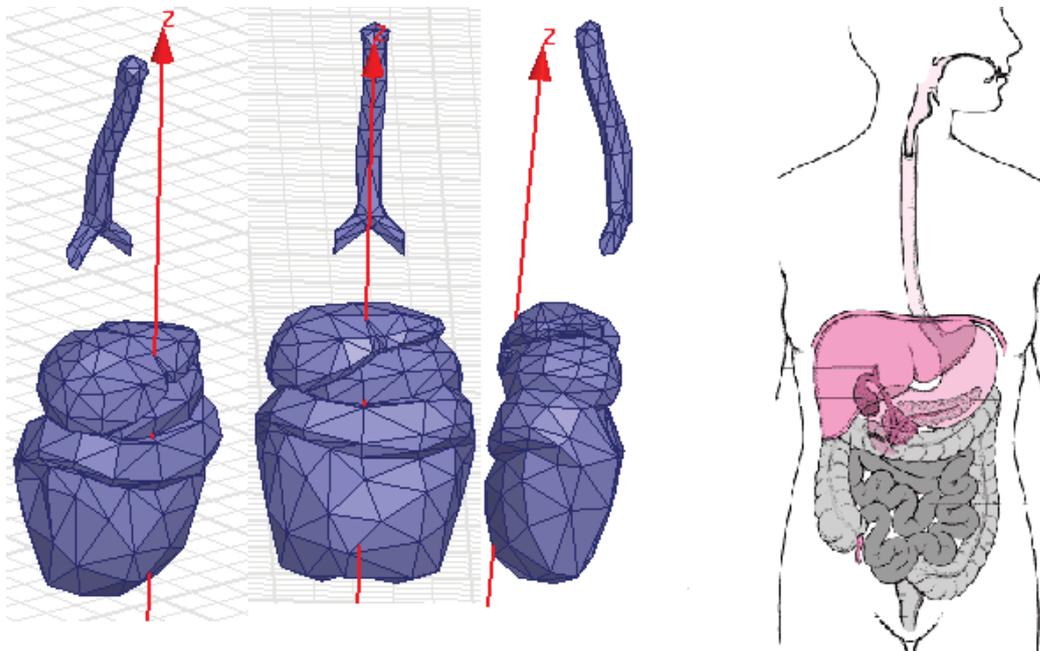
## 2. Aspectos médicos del proyecto

---

### 2.1. Anatomía básica

Dentro de este apartado se explicarán gran parte de los sistemas anatómicos del cuerpo, ya que a la hora de simular es necesario establecer cada región y obtener un modelado en 3D. Éste se ha realizado partiendo de [33-35], modificando, añadiendo o eliminando algunos elementos. Las explicaciones de este apartado serán muy breves porque los datos no son extremadamente relevantes para el proyecto más allá de conocer las diferentes “capas” que se encontrará la radiación proveniente de una antena hasta alcanzar al receptor. Todas las referencias teóricas de este apartado están extraídas de [32]. En la última sección se nombran los sistemas no modelados indicando por qué no se incluyen en el estudio.

#### 2.1.1. Aparato digestivo



*Fig. 14 - Comparativa del modelado realizado del sistema digestivo con el esquema teórico de los órganos que lo forman [32-33]*

El aparato digestivo se encarga de recibir los alimentos, fraccionarlos en sus nutrientes (un proceso conocido como digestión), absorber estos nutrientes hacia el flujo sanguíneo, y eliminar del organismo los restos no digeribles de los alimentos. Está formado por el tracto gastrointestinal y una serie de órganos, el hígado, las páncreas y la vesícula biliar.

Los órganos que componen el tracto gastrointestinal son la boca, el esófago, el estomago, el intestino delgado y el intestino grueso, que se compone de colon, el recto y el ano. El interior de estos órganos está cubierto por una membrana, la mucosa, que contiene glándulas diminutas que producen jugos participantes en la digestión de alimentos, y una capa muscular que ayuda a transformar los alimentos y transportarlos a lo largo del tubo digestivo. Estas dos últimas

capas, por sus reducidas dimensiones, son indistinguibles en el modelado y se asumen las mismas propiedades que el órgano en el que se encuentran.

En el modelo que se presenta en la figura 14 se simplifica el esófago, que al ir paralelo a la tráquea hemos tomado como un mismo tubo no afectando esto sus propiedades eléctricas. Se obviarán órganos como la vesícula biliar con sus conductos y el páncreas, que se tomarán como parte del hígado y el estómago respectivamente al ir asociados con éstos, o el recto y el ano, que se incluyen en el sistema muscular.

### 2.1.2. Aparato excretor

El aparato excretor está formado por las glándulas sudoríparas y el aparato urinario, cuyos órganos producen y excretan orina, principal líquido de desecho del organismo. La orina se forma por la concentración en los riñones de residuos tóxicos, restos metabólicos y exceso de sodio y agua, transportados hasta allí por la sangre. Desde los riñones viaja por los uréteres a la vejiga, donde se almacena hasta la micción, que se produce por la relajación del músculo esfínter vesical, situado entre la vejiga y la uretra, y por la contracción de la propia vejiga, forzando a la orina a salir por la uretra.

En el modelo no se tiene en cuenta ni la uretra ni los uréteres, por su reducido tamaño, ni las distintas partes en que se componen los riñones y la vejiga, no mencionadas en este apartado, tomando ambos órganos como una masa uniforme. Así mismo, los músculos y venas o arterias que intervienen en este sistema se incluyen en el sistema muscular y circulatorio respectivamente, quedando el modelado que se observa en la figura 15.

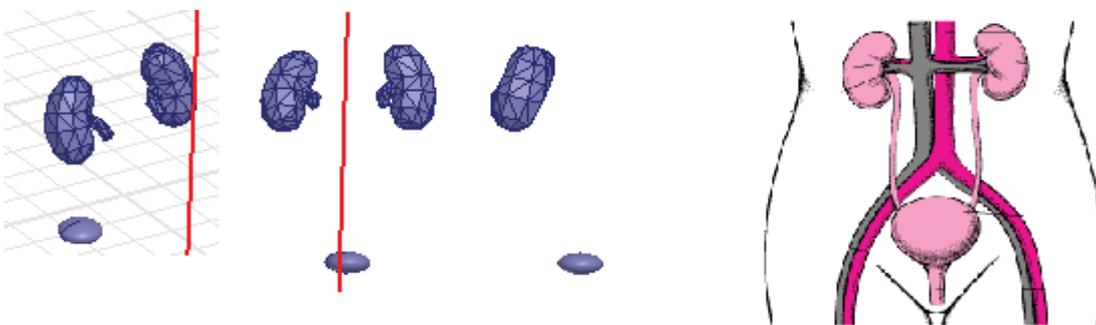


Fig. 15 - Modelo del aparato urinario en comparación con su esquema teórico [32-33]

### 2.1.3. Sistema tegumentario

La piel, que es el órgano más importante del sistema tegumentario, es una capa protectora que regula la temperatura corporal, percibe los estímulos de dolor y placer y evita la entrada de sustancias indeseadas en el organismo y los efectos perjudiciales del sol.

Se compone, de la capa más externa a la más interna, de la epidermis, la dermis y un estrato de grasa. La epidermis es la más fina. Tiene una capa superior, el estrato córneo, que contiene queratina y está formada por restos de células muertas que protege la piel de sustancias nocivas, y una capa inferior en donde se hallan los melanocitos, que producen la melanina que da el pigmento oscuro a la piel. Debajo tenemos la dermis, que contiene glándulas sudoríparas, sebáceas, y folículos pilosos, además de vasos sanguíneos y receptores térmicos y del dolor.

(nervios), aunque las ramificaciones de todos estos órganos llegan hasta la superficie de la piel. Entre la dermis y el cuerpo humano se encuentra un estrato de grasa que aísla el cuerpo de los aumentos y disminuciones de temperatura.

En la figura 16 se puede observar el modelado en que sólo se han representado 2 capas correspondientes a la dermis y epidermis por un lado, al tener propiedades similares, y grasa por otro. Así mismo, no se ha tenido en cuenta ni los órganos incluidos en cada capa, tomando toda la capa como un único bloque, como tampoco la variación del número de éstos respecto a la región del cuerpo. Por ejemplo, la parte superior de la cabeza tiene un gran número de folículos pilosos, a diferencia de las palmas de las manos o los pies que carecen de ello. Mencionar también que el modelo se ha tomado a partir de un humano adulto, ya que los espesores de cada capa varían con la edad.

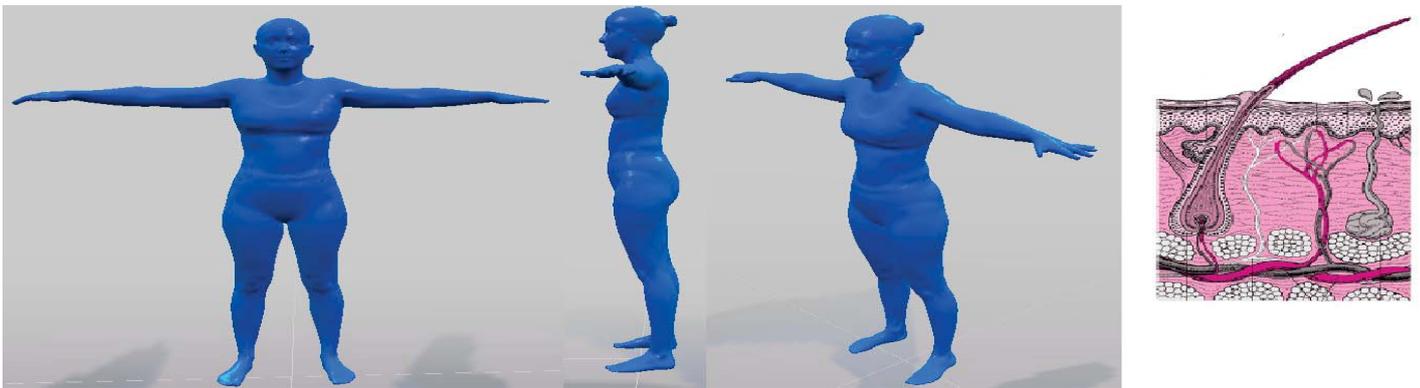


Fig. 16 - Modelo del sistema tegumentario con su esquema de capas y elementos adjunto [32-34]

#### 2.1.4. Sistema nervioso

Al sistema nervioso corresponden el cerebro y la médula espinal, que forman el sistema nervioso central, y el conjunto de todos los nervios del organismo, que componen el sistema periférico. El cerebro envía y recibe todos los estímulos del organismo y los interpreta, pudiendo incluso prever y crear fantasías. Necesita un flujo sanguíneo continuo elevado de aproximadamente el 20% del torrente, no pudiendo ser interrumpido bajo riesgo de síncope. Se divide en dos hemisferios, conectado por unas fibras nerviosas llamadas cuerpo calloso; y cuatro lóbulos, frontal, parietal, occipital y temporal, que se especializan en el control de la actividad motora y lenguaje, interpretación de sensaciones, interpretación de la visión y memoria y emociones, respectivamente. Debajo del cerebro están los ganglios basales, que ayudan en la coordinación del movimiento; el tálamo, que organiza la recepción y transmisión de información sensorial; y el hipotálamo, que gestiona las actividades autónomas del organismo. El cerebro se conecta a la médula espinal por medio del cerebelo, que se encarga de los movimientos corporales usando la información procesada por el cerebro; y el tronco encefálico, que interviene en la postura, frecuencia respiratoria y otras funciones clave de nuestro organismo. El sistema nervioso central continúa por la médula espinal, que es una estructura frágil y larga que llega hasta las vértebras lumbares altas y permite al cerebro, a través de fibras nerviosas ascendentes y descendentes, comunicar información sensorial y muscular, proporcionada por el

sistema central periférico. Éste es una red de nervios compuestos por células llamadas neuronas que recorre todo el cuerpo y lo conecta con el cerebro.

Tanto el cerebro como la médula espinal están envueltos por tres membranas, las meninges, llamadas la piamadre, que está adherida a la superficie de estos órganos; la aracnoides, fina, semejante a una tela de araña y canal del líquido cefalorraquídeo; y duramadre, que es la más externa y resistente. Además, ambos órganos están protegidos por estructuras óseas protectoras, el cráneo en el caso del cerebro y la columna vertebral en el de la médula.

Dada la complejidad del sistema nervioso periférico, aunque sería interesante desde el punto de vista médico estudiar las interacciones producidas con microondas, se ha optado por no modelarlo, limitándose al sistema central. De éste, se puede apreciar en la figura 17, que se ha tomado como dos únicas piezas, por un lado el cerebro y todos los órganos que no conectan con la médula, y por otro la propia médula, que se interpretará fusionada con el hueso, dándole propiedades distintas al resto del sistema óseo. En la figura 17 se incluye la cadera, porque se modeló la coxis como parte de ella, sin embargo esta pieza tendrá las mismas propiedades que el resto de los huesos normales del cuerpo.

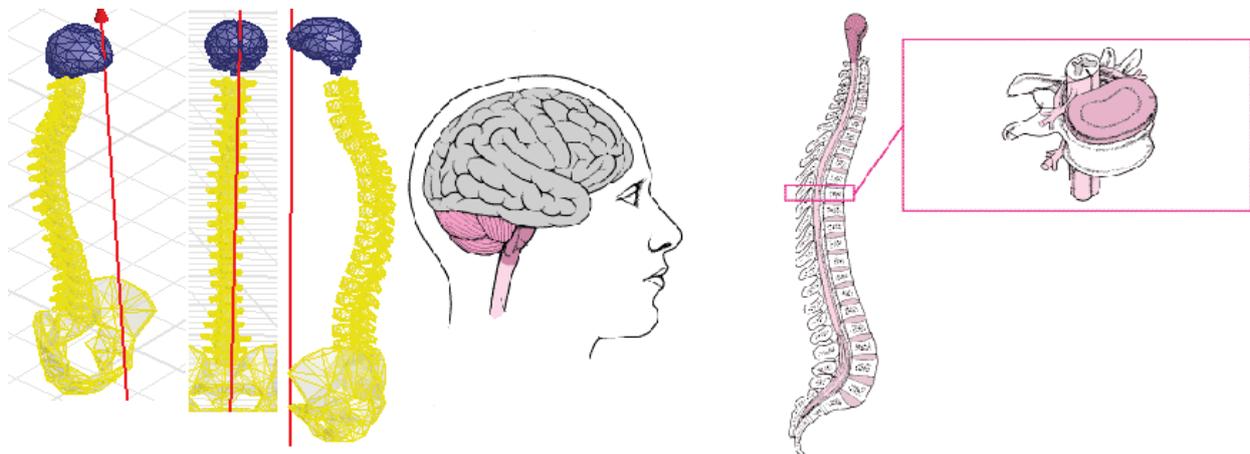


Fig. 17 - Representación del sistema nervioso central, añadiendo, por cuestiones de modelado los huesos de la cadera [32-33]

### 2.1.5. Aparato respiratorio

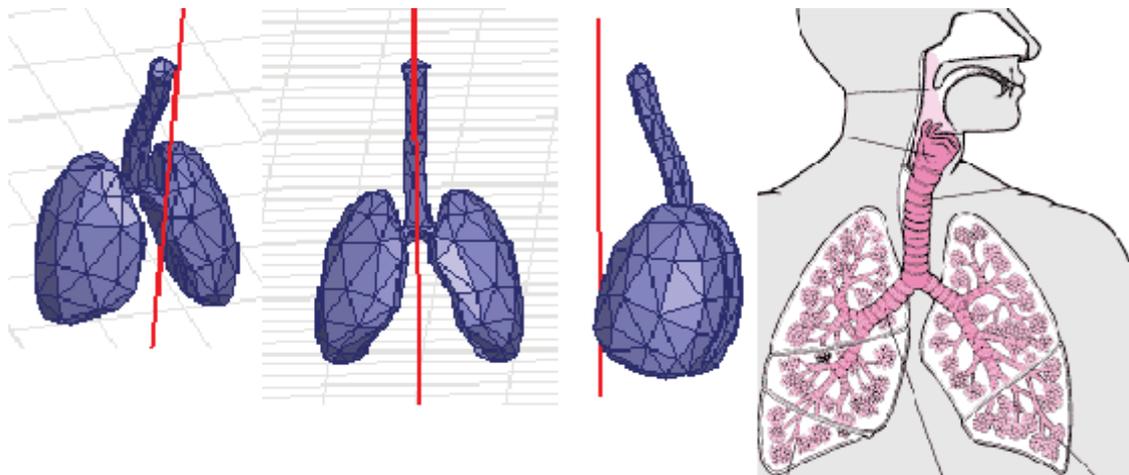
Los pulmones son los dos órganos más grandes del aparato respiratorio e intercambian el oxígeno de la atmósfera, recogido por la nariz y la boca, con el anhídrido carbónico de los tejidos del organismo. El pulmón izquierdo, compuesto por dos secciones, es ligeramente menor que el pulmón derecho, de tres lóbulos, ya que comparte espacio con el corazón. El aire llega a ellos pasando primero por la faringe y luego por la laringe, que produce la voz y está formada por el músculo epiglotis, que se cierra al comer, evitando que el alimento obstruya las vías respiratorias.

La tráquea es la más grande de las vías respiratorias, va desde el pulmón hasta los bronquios, que conectan con los pulmones dividiéndose en bronquiolos. Éstos son ramas terminales que se van dividiendo en otros cada vez más finos, llegando a los 5 mm de diámetro. En sus extremos hay docenas de cavidades llenas de aire con forma de diminutas burbujas similares a un racimo

de uvas, los alvéolos, rodeados por una densa malla de capilares sanguíneos, de gran interés en este proyecto como se expondrá más adelante.

El pulmón está envuelto por una doble capa de membrana serosa, la pleura, que facilita su movimiento, tapizando la pared de la caja torácica. Esta última ayuda al movimiento del pulmón gracias a los músculos intercostales, situados entre los 12 pares de costillas de los que se compone, y ofrece protección por medio del esternón y la columna vertebral, dificultando la lesión de los órganos internos.

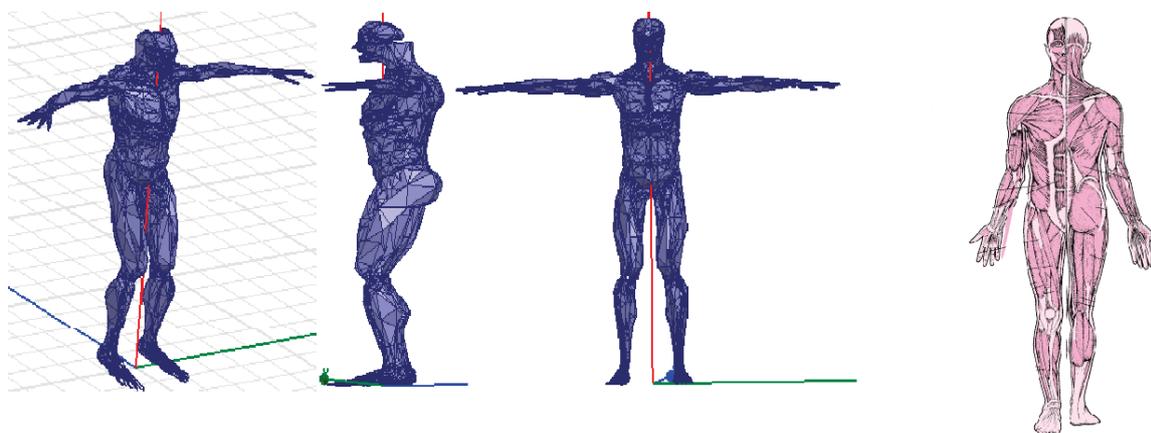
En el modelo presentado en la figura 18 la traquea, la laringe y la faringe son un único bloque fusionado también al esófago, como ya se ha indicado, sin llegar al nivel de precisión requerido para representar los bronquiolos, alvéolos, ni la pleura, dibujándose únicamente ambos pulmones como un bloque sólido.



*Fig. 18 - Composición del sistema respiratorio tomando los órganos principales como bloques únicos [32-33]*

### 2.1.6. Sistema muscular

Los músculos están compuestos por fibras que tienen la propiedad de contraerse al recibir un estímulo, lo que permite el movimiento del cuerpo y la postura. Están unidos a los huesos a través de unos cordones de tejido conectivo, llamados tendones, y agrupados junto a su opuesto



*Fig. 19 - Representación del sistema muscular indicando los principales músculos de los que se compone [32-35]*

en casi todas las articulaciones, es decir, existe normalmente asociado a una articulación un grupo muscular que permite el movimiento contrario al de otro asociado a la misma.

En la figura 19 se presenta el modelo muscular a usar en el capítulo 3, siendo junto al esquelético el sistema más fielmente representado por tener dimensiones y complejidad asumibles.

### 2.1.7. Sistema óseo y articular

El sistema óseo o esqueleto está compuesto por huesos, un tejido que cambia constantemente proporcionando resistencia y estabilidad al cuerpo, protegiendo órganos internos y sirviendo de apoyo para que los músculos produzcan movimiento. Se dividen en planos y alargados según su forma y se unen por las articulaciones, ayudadas por los ligamentos. La articulación determina el grado y dirección del posible movimiento y protege los huesos del desgaste gracias al cartílago que las recubre, que es una especie de cápsula que produce un líquido lubricante. Los ligamentos por su parte evitan el movimiento en determinadas direcciones proporcionando estabilidad extra a la articulación y amortiguando movimientos bruscos.

La estructura del hueso está formada por una capa externa compuesta unas proteínas llamadas colágeno y una sustancia denominada hidroxiapatita, constituida por calcio y otros minerales y responsable de la resistencia de los huesos. Esta capa encierra la médula, una sustancia blanda y menos densa que el resto del hueso que produce células sanguíneas.

Las articulaciones y ligamentos son detalles muy sutiles para abarcarlos en la simulación, así como las distintas partes del hueso, por lo que tomaremos cada hueso o grupo de huesos como bloques únicos con propiedades resultantes de la media de las de sus distintas partes (figura 20).

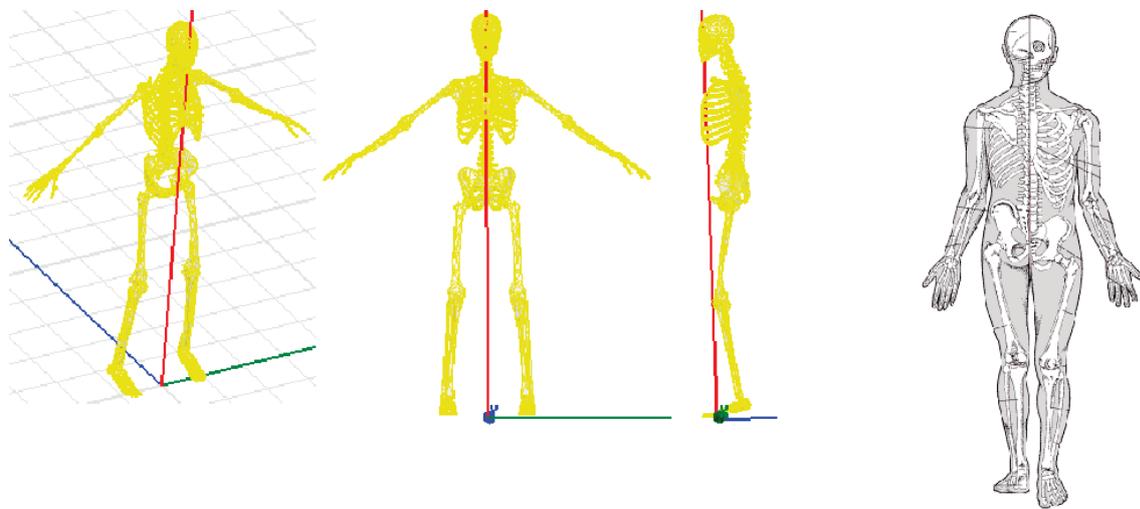


Fig. 20 - Modelo del esqueleto humano indicando los huesos más importantes [32-33]

### 2.1.8. Sistema cardiovascular

El sistema cardiovascular está compuesto por el corazón y un conjunto de vasos sanguíneos llamados arterias, arteriolas, capilares, vénulas y venas. El corazón recoge sangre del organismo, pobre en oxígeno, en su cavidad superior o aurícula derecha a través de las venas cavas, la bombea hacia las arterias pulmonares, que van hasta el pulmón, por medio del ventrículo (cavidad inferior) derecho, una vez en el pulmón se oxigena y libera de anhídrido carbónico, y se invierte el proceso en el otro lado del corazón conduciendo de nuevo la sangre hacia el todos los tejidos del cuerpo. Esta operación se completa en cada latido asegurándose, gracias a unas válvulas situadas en los ventrículos, de que la sangre fluya en una sola dirección. Las arterias y sus ramificaciones, las arteriolas, son vasos fuertes y flexibles que permiten mantener la presión de la circulación casi constante entre cada latido. Además poseen paredes musculares que permiten aumentar o disminuir el flujo sanguíneo hacia zonas en particular. Las venas tienen paredes muy finas y son normalmente más anchas que las arterias, con lo que consiguen transportar la misma cantidad de sangre a menor velocidad. Por último, los capilares cierran el circuito conectando las venas, a las que se une a través de las vénulas, con las arterias y, gracias a sus paredes extremadamente finas, permiten el suministro de oxígeno y nutrientes al cuerpo reconduciendo la sangre con desechos a las venas.

En el modelado se ha obviado el sistema circulatorio por su complejidad y se ha optado por mostrar sólo el fragmento de vena donde va acoplado el stent. Dentro de ésta se ha representado un bloque de sangre estática. El elemento que sí se ha modelado es el corazón, ignorando su estructura interna, es decir como un bloque sólido, como se aprecia en la figura 21.

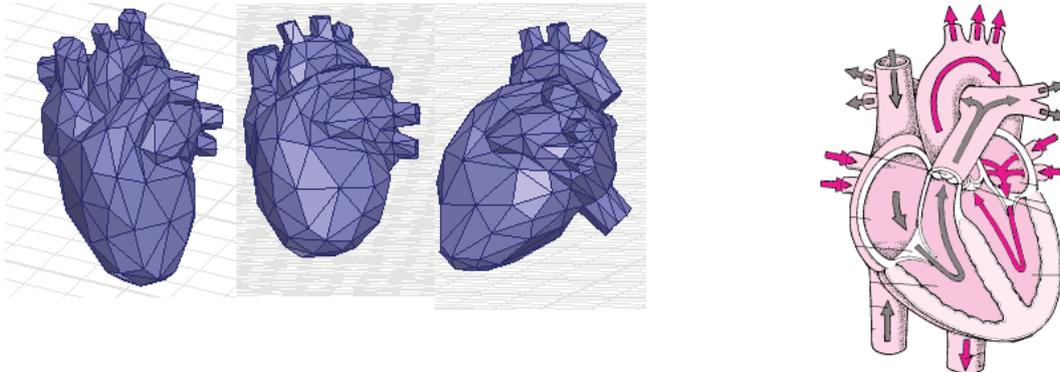


Fig. 21 - Modelado del corazón humano [32-33]

### 2.1.9. Sistema ocular

El ojo es un órgano que capta imágenes continuas y las transmite al cerebro, utilizando mecanismos como el ajuste de la cantidad de luz que recibe o el enfoque de objetos. Está recubierto por una capa llamada esclerótica o, comúnmente, blanco del ojo, que a su vez recubre una membrana delgada llamada conjuntiva. La luz entra a él por la córnea, una cúpula transparente situada bajo la conjuntiva, que actúa como capa protectora y concentra la luz sobre la retina, en la parte posterior del ojo. Una vez atravesada la córnea, la luz se encuentra con la pupila, zona negra justo en medio del iris (zona que colorea al ojo) y controla la cantidad de luz que entra abriéndose y cerrándose en función de la cantidad de luz que recibe, como la abertura de una lente en una cámara de fotografía. Detrás del iris está el cristalino que se encarga del enfoque, concentrando la luz en función de la distancia desde la que llega sobre la retina. En ésta unos nervios se encargan de percibir la luz, combinando su recepción para crear una imagen visual perfecta en forma de impulsos eléctricos que enviara la cerebro a través del nervio óptico. En el centro de la retina hay una zona especialmente sensible llamada mácula. Todo el conjunto está relleno de dos líquidos, el humor acuoso y el humor vítreo, que mantienen la forma del ojo.

Al igual que en el resto de órganos mencionados, el ojo se modelará como un único bloque con el objetivo de simplificar el trabajo, ya que es suficiente para nuestro estudio.

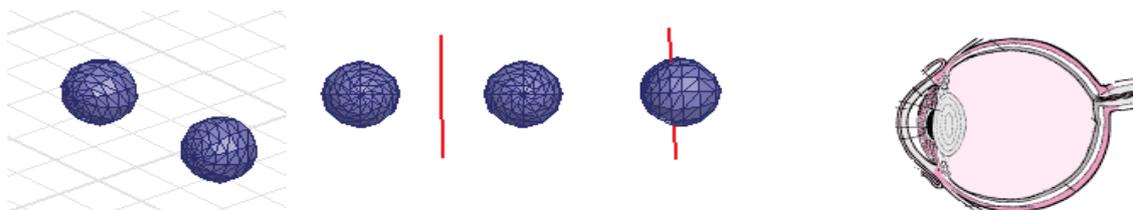


Fig. 22 - Modelo del ojo indicando todas sus partes en el esquema derecho [32-33]

### 2.1.10. Otros sistemas

Podría ser de interés modelar otros sistemas como el inmunitario, que se compone de un sistema de circulación propio a través de vasos linfáticos, pero la complejidad de este sistema es similar a la del sistema circulatorio, los alvéolos y el sistema nervioso, que ya se han descartado modelar porque supondría otro proyecto por sí mismo.

Tampoco se tiene en cuenta el sistema endocrino, encargado de la producción hormonal, por estar todos sus órganos asociados a otros mayores que sí que hemos estudiado. Se tomarán por tanto estos órganos junto con los inmediatamente próximos como parte del mismo bloque.

Los oídos, como se explico en el capítulo 1, pueden mostrar alteraciones frente a radiaciones, sin embargo, éstas no son extremadamente adversas, sólo se producen en circunstancias muy específicas y no están en la región principal de emisión. La nariz por su parte no muestra efectos adversos a la radiación y no está tampoco cerca del foco al que se radia. Por ello estos órganos no se modelan.

Por último, existe la posibilidad de modelar tejidos cancerosos por sus propiedades especiales, aunque no serán tenidos en cuenta en el presente trabajo.

## 2.2. Densidad de los tejidos

En el capítulo 1, todos los valores de exposición máxima a la radiación venían dados por el SAR, cuya ecuación incluye una propiedad de cada tejido que aún no se ha tratado al no ser una propiedad eléctrica: la densidad. Los valores de densidad utilizados se han promediado en cada bloque mencionado en el apartado anterior. Así por ejemplo, en el cerebro, se ha realizado la media de densidad de sangre y de tejido neuronal asociándolas a los porcentajes presentes de estas células. Este proceso se ha realizado en cada sistema mostrado, resumiendo los resultados en la tabla del anexo 8.

## 2.3. Dispositivos médicos implantables

### 2.3.1. Estado del arte

El campo de la bioingeniería se encuentra actualmente en expansión. De éste nacen nuevas tecnologías orientadas a un tratamiento más eficiente de diversas patologías o discapacidades humanas. Un ejemplo de ello son los dispositivos médicos implantables (IMDs), que cada vez albergan mas capacidad de computo, decisión y comunicación. Un IMD es cualquier producto médico introducido total o parcialmente en el cuerpo humano capaz de realizar una función determinada. Ejemplos son los marcapasos, los implantes cocleares, etc.

Diversos trabajos en el campo de la seguridad han identificado riesgos de seguridad y privacidad en estos dispositivos, que podrían tener consecuencias fatales para el paciente. La comunicación a distancia expone al IMD a entornos abiertos que no se habían considerado anteriormente, haciendo que sea posible una interceptación de la comunicación y el ataque al dispositivo. Esto introduce metas de seguridad nuevas en el campo, ya que un ataque de seguridad a estos dispositivos puede comprometer la integridad física del paciente que lo porta y las consecuencias derivadas pueden ser fatales. Por ello, uno de los campos actuales de estudio esta centrado en las técnicas de autenticación y criptografía adaptada a estos aparatos, ya existentes en otros campos como la informática. Entre estas tecnologías encontramos técnicas

criptográficas simétricas y asimétricas, sistemas de notificación y auditoria, sistemas de certificados y listas, medidas biométricas o sistemas de prevención contra ataques de denegación de servicio [37].

Los recientes avances en relación con la progresiva incorporación de materiales activos como integrantes de sistemas multifuncionales (para tareas de detección o actuación) están empezando a utilizarse también para mejorar las capacidades de dispositivos médicos. Los estudios en materia de polímeros activos destinados a facilitar la aplicación de dichos materiales en el sector de los dispositivos médicos son ahora especialmente relevantes de cara a seguir potenciando el crecimiento de dicha industria. En concreto se han desarrollado prototipos de aleaciones y polímeros con memoria de forma, materiales cerámicos activos, electrocrómicos y piroeléctricos, fluidos electro-magnetorreológicos o polímeros electroactivos para el desarrollo de nuevos sensores y actuadores [38].

En esta línea de nuevos materiales activos también se estudian los materiales biocompatible y bioabsorbible, entre los que cabe destacar, por su relación directa con este proyecto, los stents de ácido poliláctico (PLA). Este material se usa ampliamente en la industria médica desde 1960 y, aplicada para fabricar stents bioabsorbibles, trae como ventajas una disminución de la trombosis intrastent tardía y muy tardía, una reducción del tiempo de tratamiento y una mejor visualización de la lesión tratada con imágenes no invasivas, entre otras [39].

Como se verá en el siguiente apartado, es importante en estos dispositivos los métodos de alimentación. Al estar la electrónica aislada del exterior, introducida en el cuerpo humano, es necesario el desarrollo de baterías más duraderas como las investigadas en [40], con tecnología de nanopartículas de plata, y sistemas de recarga inalámbrica de mayor rendimiento como el de [41].

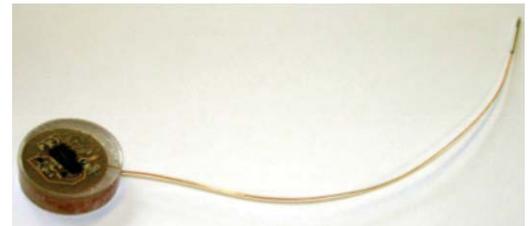
Por último, las tecnologías de computación móvil y ubicua han irrumpido en la sanidad y están comenzando a mostrar sus aportaciones a las organizaciones sanitarias, los pacientes y los profesionales. Existe un número creciente de proyectos demostradores e instalaciones prácticas usando PDA's, terminales móviles y comunicaciones inalámbricas. Mirando al futuro, el nuevo escenario que se dibuja en el horizonte de las aplicaciones de e-Salud en la próxima década descansa en nuevos conceptos como Inteligencia Ambiental (AmI). Los sistemas AmI que se están concibiendo se basan en la combinación de conectividad inalámbrica de banda ancha, con computación sensible al contexto y sistemas electrónicos llevables por las personas para crear una nueva clase de servicios que van desde sistemas de telemedicina móvil y de prevención para personas mayores en su domicilio, hasta nuevos entornos de trabajo para los profesionales en hospitales, atención primaria o en servicios de emergencias. Esto ha llevado al desarrollo e investigación de los conceptos de *Body Area Network* (BAN) y *Personal Area Network* (PAN) [42].

### 2.3.2. Tipos de dispositivos implantables

Los dispositivos médicos implantables se pueden clasificar de múltiples maneras. Una de las más básicas es por su funcionamiento, donde podemos distinguir sensores o actuadores. En el primer grupo encontramos todos los sistemas de adquisición, procesado y transmisión de señal, usados principalmente en el diagnóstico y motorización del paciente, mientras que en el segundo se englobarían dispositivos como el marcapasos, que realizan una función activa hacia el organismo, usándose más para tratamiento de dolencias [43].

También se pueden clasificar por el uso que emplean de distintas tecnologías. Una clasificación importante sería entre aquellos que incorporan batería y los que no, ya que los primeros tienen una serie de problemas añadidos a tener en cuenta. El hecho de tener batería implica salvar el problema de cargar el dispositivo, para lo que debería desarrollarse un sistema de carga externo o aprovechar propiedades físicas del organismo o la gravedad para extraer energía. Debido a esto, sumado a las dimensiones de las baterías actuales, en los últimos tiempos se vienen desarrollando dispositivos alimentados inalámbricamente por una antena externa, aunque sólo son válidos si no se requiere una aplicación constante hacia el individuo.

Al igual que la alimentación, es importante definir cómo se produce la transferencia de datos al exterior. Algunos sensores, como los de la figura 23, realizan la transmisión por cable, práctica poco aconsejada al ser molesta e invasiva para el paciente. Por esta razón han proliferado los métodos de transmisión inalámbricos para este tipo de dispositivos. En la tabla 1 se resumen los distintos tipos de tecnologías disponibles para el intercambio de información digital con el sensor, unidas a las recomendaciones que se expusieron en el apartado 1. En ella se especifica el alcance de cada tecnología y las ventajas y desventajas de su utilización[45].



*Fig. 23 - Sensor implantable con electrónica externa al cuerpo conectada por cable al sensor intravenoso [44]*

Tecnología	Modulación, max bit rate, frecuencia	Precio	Futuro
IrDA	Infrared, 1,16 Mbps	Muy bajo	Decreciendo
802.11b	DSSS, 11 Mbps, 2.4 GHz	Medio	2Mbps descendiendo 11Mbps ascendiendo
802.11g	OFDM/DSSS, 54 Mbps, 2.4 GHz	Medio/Alto	Disponible
802.11a	OFDM, 54 Mbps, 5 GHz	Alto	Legal en USA no en EU
Hiperlan 2	OFDM, 54 Mbps, 5 GHz	Alto	En EU no disponible aún
802.11h	Igual que 802.11a pero legal en EU	Alto	Emergente
802.11i	incluye avances en seguridad 802.11a	Alto	Emergente
802.11j	Hiperlan2 y 802.11a en la misma red	Alto	Emergente
Home RF	Salto de frecuencia, 2.5Mbps, 2.4 GHz	Bajo/Medio	Emergente, bajo en EU

Otra clasificación importante es si se manejan datos digitales y/o analógicos. En el segundo caso, se nos permite construir un dispositivo mucho más sencillo, lo que beneficia el dimensionado del chip, y evita los errores de cuantificación implícitos a los sistemas digitales, sin embargo, las transmisiones son más vulnerables al ruido y se debe realizar el procesamiento de la información una

vez recibida en un dispositivo externo, por lo tanto ambos formatos presentan pros y contras para su utilización.

Algunos países como Canadá, Estados Unidos, México, Chile y la Comunidad Económica Europea se han preocupado de legislar en materia de dispositivos médicos, proponiendo como clasificación el riesgo y la complejidad. Los clasifican en 4 clases que van desde los dispositivos con un grado muy bajo de riesgo, la primera, hasta los más críticos en materia de riesgo, la cuarta[46].

Finalmente, podemos encontrar infinidad de tipos de anclajes para los dispositivos, tanto externos como internos. En la figura 24 se puede apreciar algunos extraídos de las patentes o artículos [47-51] en los que se aprovecha el encapsulado o el stent para fijar el dispositivo dentro del capilar. Se usa una férula para agarrarlo al exterior de la vena u otro tipo de sistemas de anclaje.

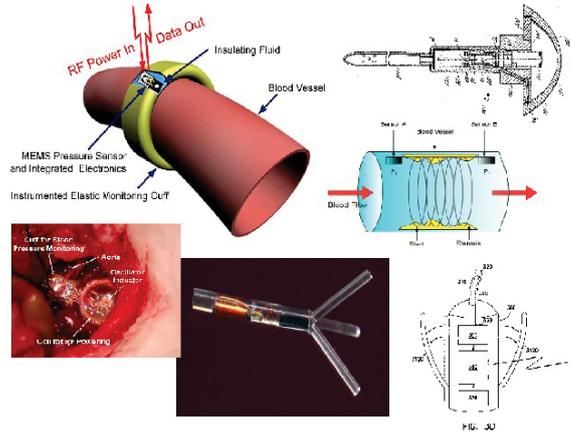


Fig. 24 - Tipos de anclaje de dispositivos implantables [47-51]

### 2.3.3. I-stent

Este proyecto se ha pensado como punto de partida para determinar la frecuencia de emisión de un sensor sin batería, que emita en RF, trabaje con datos digitales y utilice como anclaje y antena un stent implantado en la arteria, como se detalla en [51]. Este dispositivo conseguiría convertir, de este modo, el stent al que se acopla en un stent inteligente (i-stent).

El dispositivo consta de dos sensores de presión, un stent y un circuito representado por el diagrama de bloques de la figura 25. El primer bloque, F2dP, contiene los dos sensores y devuelve a partir de la ecuación

$$\delta P = R_1 \cdot v + R_2 \cdot v^2 + R_3 \frac{dv}{dt} \quad (49)$$

los valores de los sensores P0 y P1, donde R1, R2 y R3 son coeficientes dependientes de la geometría de la obstrucción y las propiedades del fluido y v es la velocidad del fluido a través de la superficie perpendicular a la arteria.

El bloque llamado P2C transformaría los valores recogidos antes, en capacidades a través de dos condensadores cuya membrana se deforma con la presión. Estos valores pasarían a un último bloque, C2V, que daría finalmente el valor de tensión con una resolución de 10 bits y un rango de conversión de 1,7 pF. En la figura 25 se puede ver el esquema de bloques detallado y en la 26 se observa una representación del sensor utilizado.

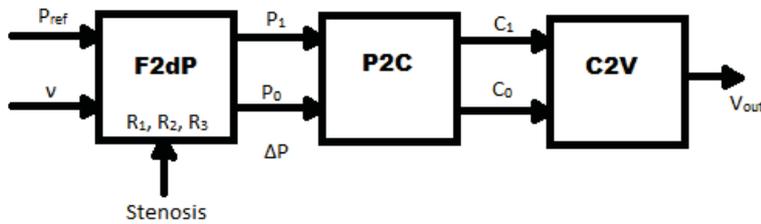


Fig.25 - Diagrama de bloques del sensor de presión sanguínea explicado [51]

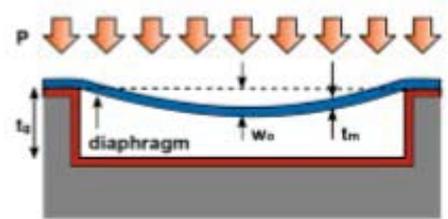


Fig. 26 - Esquema del sensor usado en [51] para la medida de la presión sanguínea

## 2.4.Stent

Los vasos sanguíneos pueden experimentar una estenosis u oclusión del vaso sanguíneo, a través de una enfermedad o de alguna lesión, producida por una intervención médica, por ejemplo. Probablemente, la enfermedad más corriente que causa una estenosis de los vasos sanguíneos es la arteriosclerosis. La arteriosclerosis es una condición que afecta corrientemente a las arterias coronarias, a la aorta, a las arterias iliofemorales y a las arterias carótidas. Las placas arteriosclerosis de lípidos, fibroblastos y fibrina proliferan y causan la obstrucción de una o varias arterias. Según va aumentando la obstrucción, se alcanza un nivel crítico de estenosis, hasta el punto en que la circulación de la sangre hasta la obstrucción es insuficiente para satisfacer las necesidades metabólicas del tejido situado distante (corriente abajo) de la obstrucción. El resultado es una isquemia.

Se conocen muchos dispositivos médicos y métodos terapéuticos para el tratamiento de una enfermedad aterosclerótica. Una terapia particularmente útil para ciertas lesiones ateroscleróticas es la angioplastia transluminal percutánea (PTA). Durante esta PTA, un catéter terminado en la punta con un globo se introduce en una arteria del paciente, estando desinflado el globo. La punta del catéter se hace avanzar hasta el sitio donde se encuentra la placa aterosclerótica que se ha de dilatar. El globo se coloca dentro o a través del segmento estenótico de la arteria, y luego se infla. La inflación del globo "agrieta" a la placa aterosclerótica y expande al vaso, aliviando de esta manera, por lo menos en parte, la estenosis. Aunque la PTA goza actualmente de un amplio uso, padece de dos problemas principales. En primer término, el vaso sanguíneo puede sufrir una oclusión aguda inmediatamente después, o dentro de las horas iniciales tras el proceso de dilatación. Un segundo problema encontrado en la PTA es el estrechamiento renovado de una arteria después de una angioplastia que inicialmente ha tenido éxito.

Un dispositivo Stent intravascular, ya mencionado varias veces en el trabajo, puede ser un medio auxiliar útil para una PTA, particularmente en el caso de un cierre agudo o amenazante después de una angioplastia. El dispositivo de Stent es colocado en el segmento dilatado de la arteria

para evitar mecánicamente un cierre abrupto y una reestenosis. Este stent consiste en una malla metálica que puede ser mecánicamente dilatado aumentando el diámetro de la base de su forma cilíndrica y no pudiendo recuperar luego su forma original, lo que permitiría evitar permanentemente la oclusión de la vena [57].

Como se ha mencionado en el apartado anterior, en este proyecto se parte de un dispositivo compuesto por un stent al que se le acopla un circuito electrónico. Debido a que se va a usar dicho stent como antena receptora se debe escoger, caracterizar y modelar el más adecuado, para posteriormente usar estos datos en las simulaciones. Se requiere un stent que se adapte a las ramificaciones de la arteria pulmonar, con un diámetro de entre 13 y 22 mm [52]. Dentro de ese rango se precisa escoger lo más próximo al mínimo, ya que el emplazamiento del stent estará hacia la terminación de la arteria. En el anexo se muestra una lista de stents vasculares existentes en el mercado del que se escoge el BARD® LUMINEXX® Stent por cumplir los requisitos que se acaban de enunciar. En el apartado 3.3 se muestra el modelado de dicho stent para las pertinentes simulaciones sobre él.

# 3. Simulaciones de barrido de frecuencia

## 3.1.HFSS

HFSS (*High Frequency Structure System*) es un software de alto rendimiento para el diseño, modelado y simulación de estructuras en 3D afectadas por campos de altas frecuencias. Permite el estudio electromagnético de modelos a través del método de elementos finitos y mallas adaptativas, facilitando además la visualización del comportamiento de las ondas electromagnéticas por medio de herramientas interactivas y dinámicas.

HFSS es una herramienta útil para resolver sistemas de estructura compleja que son difíciles o imposibles de modelar considerando métodos puramente algebraicos. Se utiliza por lo tanto para la creación de prototipos virtuales de guías de onda, conectores, filtros, chips e integradores de señal entre muchos otros.

El software ANSYS HFSS es la herramienta de simulación estándar de la industria para la simulación en 3D de campos electromagnéticos de onda completa y es esencial para el diseño de alta frecuencia y para el diseño de componentes de alta velocidad.

El proceso de HFSS consiste en la creación de la estructura física que se desea estudiar al cual posteriormente se le incorporan los campos y excitaciones electromagnéticas que afectan al diseño. Luego se decide el rango de frecuencia pertinentes y los parámetros que pueden ser variables. Con esta información se crea una malla adaptativa que permite que se calcule iterativamente la solución deseada. En la figura 27 se muestra el diagrama de flujo que sigue el programa en el calculo de campos [53].

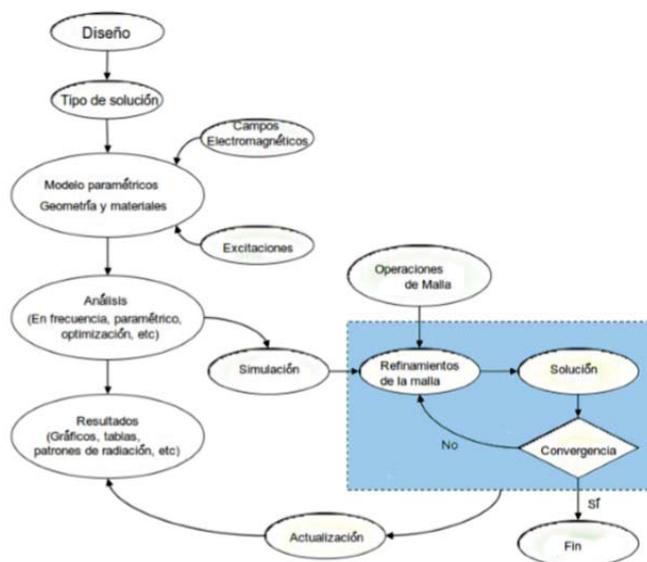


Fig. 27 - Diagrama de flujo del proceso de HFSS [53]

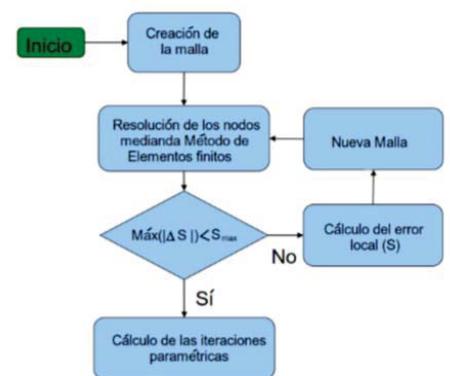


Fig. 28 - Diagrama de flujo de la resolución de campos en una malla [53]

Del proceso anterior es importante destacar la creación de la malla de aproximación empleando el método de elementos finitos que se realiza mediante el proceso iterativo mostrado en la figura 28.

Además, en febrero de 2011, la FCC declaró que el método de los elementos finitos (FEM) es una técnica válida para simular la actuación de un dispositivo médico que debe comunicarse con otros dispositivos similares. Por consiguiente, las organizaciones pertenecientes al sector de los equipos médicos pueden utilizar HFSS para validar el diseño de sus transmisores y comprobar que cumplen la normativa relativa al SAR máximo en cada caso. Esto permite a los desarrolladores de dispositivos médicos disminuir los costes y el tiempo de desarrollo sin dejar de cumplir las normas de seguridad [54].

### 3.2. Simulación simple

En primer lugar hemos realizado una simulación sobre un modelo de cubos que representarán los distintos tejidos del organismo hasta llegar al stent como en [55]. Para esta primera simulación se aprovechará una figura prediseñada en la librería de HFSS como stent. Esta pieza representa mediante polígonos una espira helicoidal similar a un muelle como se aprecia en la figura 29. Esta forma ofrece la posibilidad de escoger tanto el número de giros como el radio o la longitud. Una vez colocada esta forma hemos modelado los distintos tejidos, para lo que se utilizarán simples cubos unos contenidos dentro de otros y dos formas cilíndricas para modelar una vena y la sangre que fluye por ellas. Todos estos elementos deberán ser vaciados para contener al resto si así fuera preciso como se contempla en la figura 30.

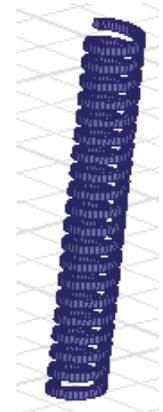


Fig. 29 -  
Elemento usado  
como modelo de  
stent

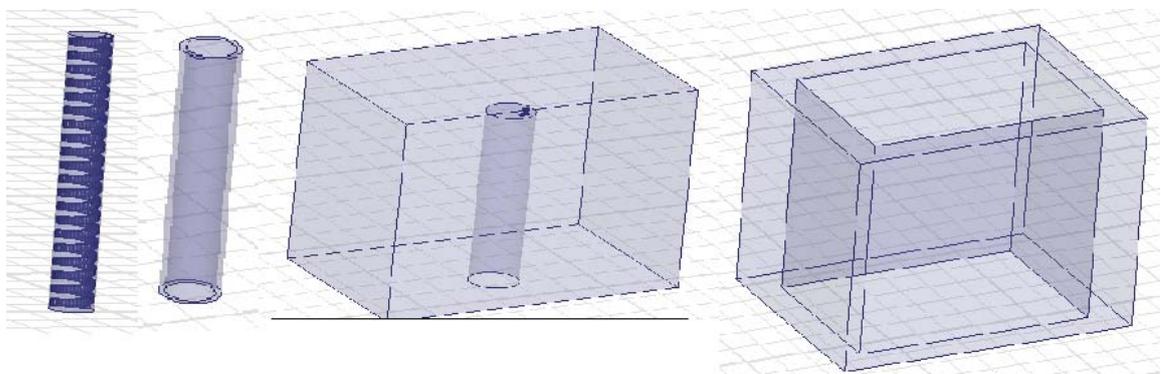


Fig. 30 - Modelo simple para a) sangre, b) vena, c) corazón y d) costilla debidamente vaciados para introducir otros tejidos en la estructura hueca interior

El programa permite cambiar los colores y la opacidad de cada elemento y ocultarlos a elección para una mejor apreciación de los resultados. En la figura 31 se refleja el modelado total de la pieza humana donde se han tenido en cuenta desde el exterior hasta el interior: el tejido adiposo, la costilla, el corazón, una vena y la sangre que circula por ella, además del mencionado stent.

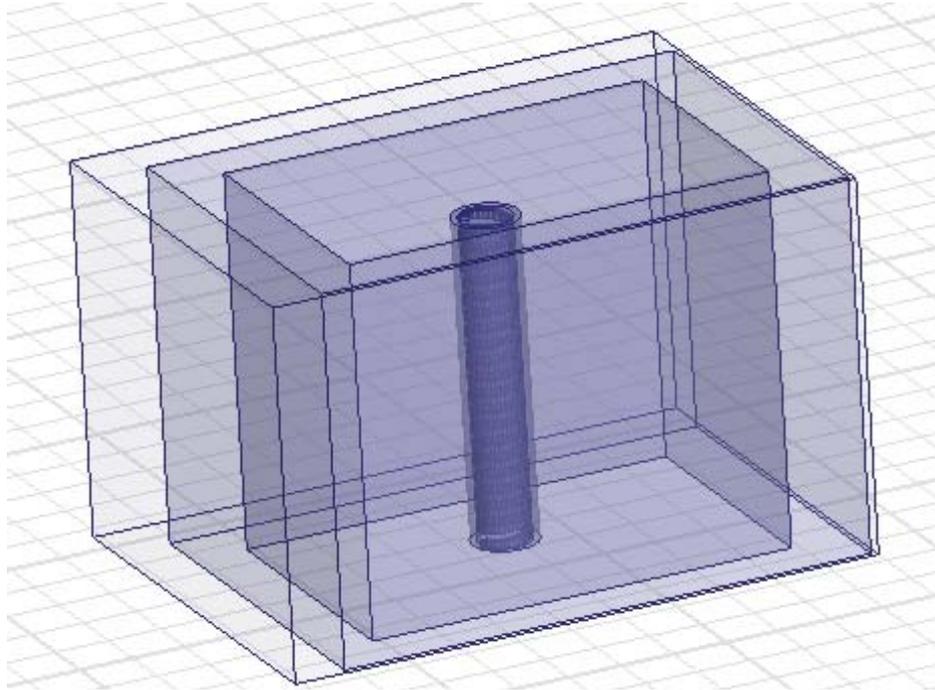


Fig. 31 - Modelo total sobre el que se simulará radiación a distintas frecuencias

A continuación se modelara la antena dipolo a usar junto al espacio en el que se realizara la simulación de las medidas. Para modelar la antena se usaron dos cilindros espejados sobre el eje Z, conectados en el origen de coordenadas mediante una placa desde la que se alimenta. La altura de la antena variara en cada simulación marcando la frecuencia de emisión de esta, mientras que el radio y la distancia de gap o distancia entre ambos brazos de la antena permanece constante. Como valores de la altura de la antena introduciremos 20 puntos para cada banda de frecuencias desde 100MHz y 10GHz, es decir con un paso de 500MHz. Para el calculo de estas alturas solo se tendrá en cuenta la relación entre frecuencia y longitud de onda en el vacío, la velocidad de la luz, y la existente entre la longitud de cada brazo de la antena y la longitud de onda de las radiaciones emitidas, 0,25. En la figura 32 se puede observar con detalle la antena y su diagrama de radiación.

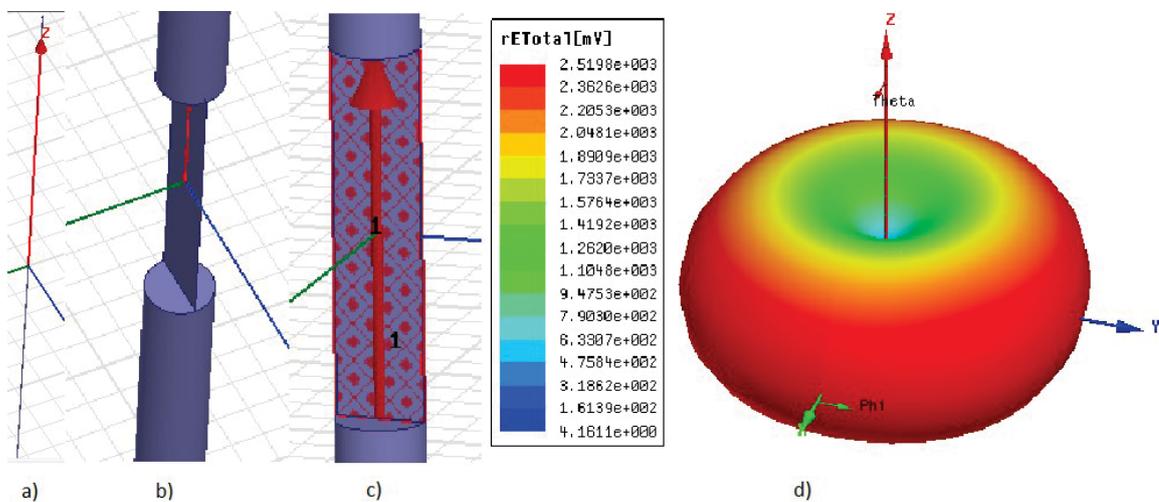
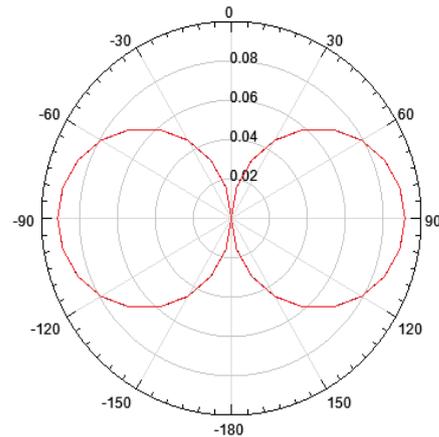


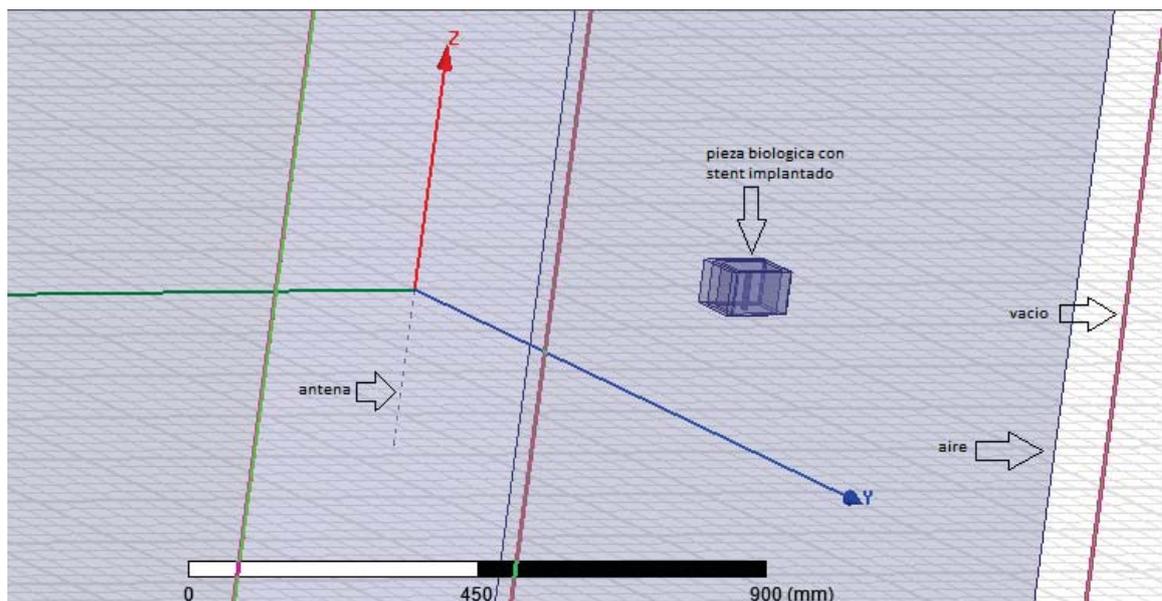
Fig. 32 - a) Antena modelada, b) detalle de la placa alimentación, c) estímulo de alimentación, d) diagrama de radiación

En la figura 33 se pueden apreciar las características, comentadas en el apartado por las que nos decantamos por el dipolo  $\lambda/2$  representadas en su patrón de radiación. En él observamos una eficiencia máxima en la dirección de propagación y del diagrama de radiación deducimos la característica de omnidireccionalidad de este dipolo. Esto implica que el dipolo emite el máximo hacia todas las direcciones del plano que contiene los ejes X e Y.



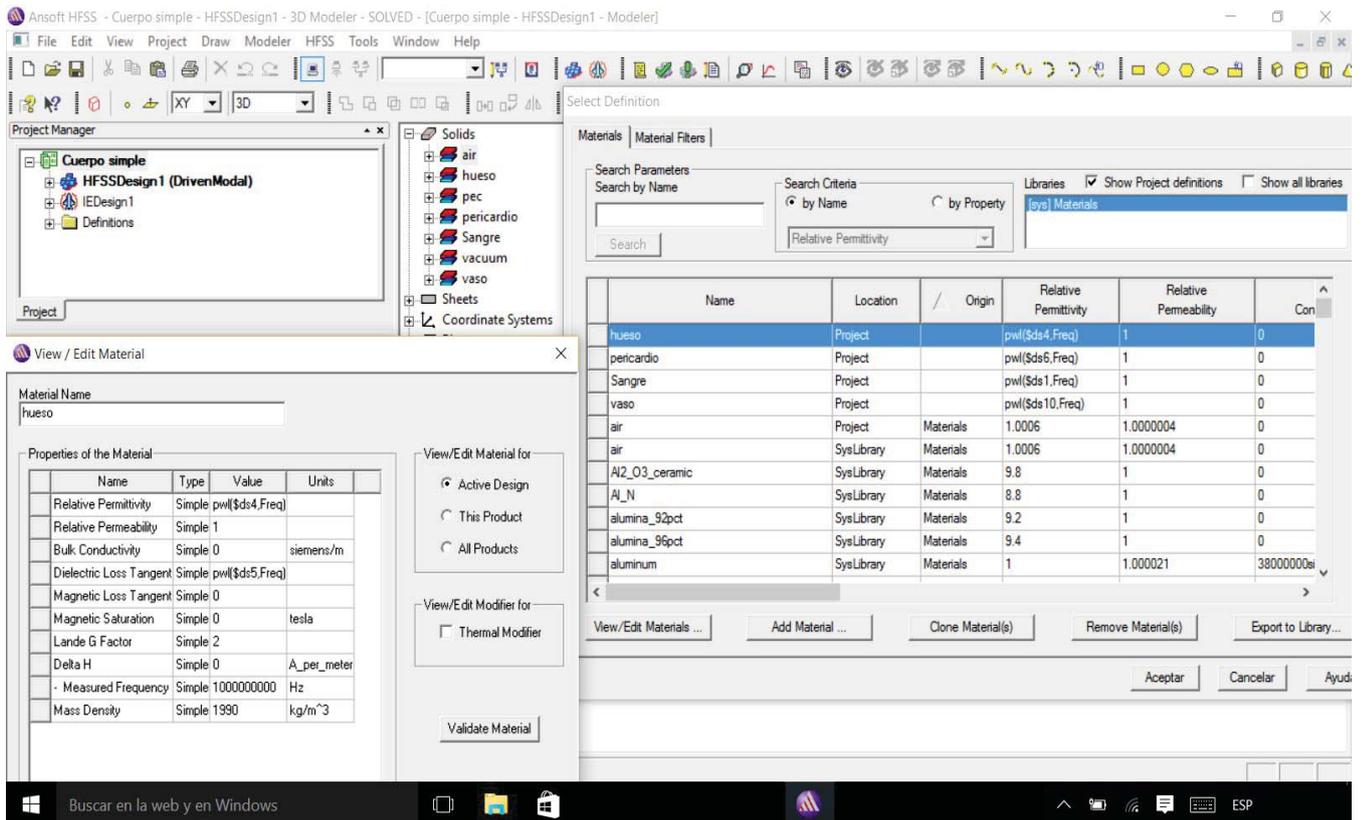
**Fig. 33 - Diagrama de radiación de la antena dipolo  $\lambda/2$  modelada**

En el apartado de modelado sólo restaría introducir todos los elementos en un bloque de aire, debidamente vaciado, donde corresponda cada elemento y contener todos ellos en un bloque de vacío que proporcionará al programa las condiciones de contorno necesarias para resolver las ecuaciones del campo EM. Podemos apreciar el modelado completo en la figura 34.



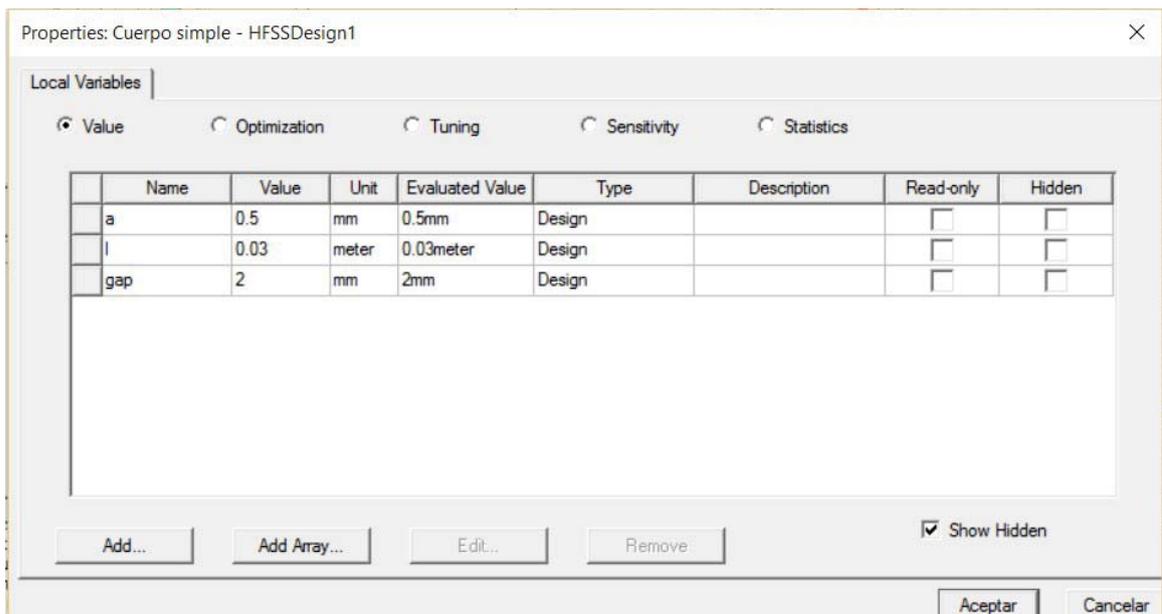
**Fig. 34 - Modelo completo para la simulación**

Una vez modelados todos los elementos debemos asignarles a cada uno un material, esto es asignarles unas propiedades eléctricas y físicas acordes. En este punto debemos utilizar los datos recogidos en los anexos 1 y 8 e introducirlos en el programa en la librería de materiales como se aprecia en la figura 35. Nótese como los valores de conductividad, permitividad y tangente de pérdidas dieléctrica no se expresan con un solo valor numérico ya que se ha introducido su valor dependiente de la frecuencia.



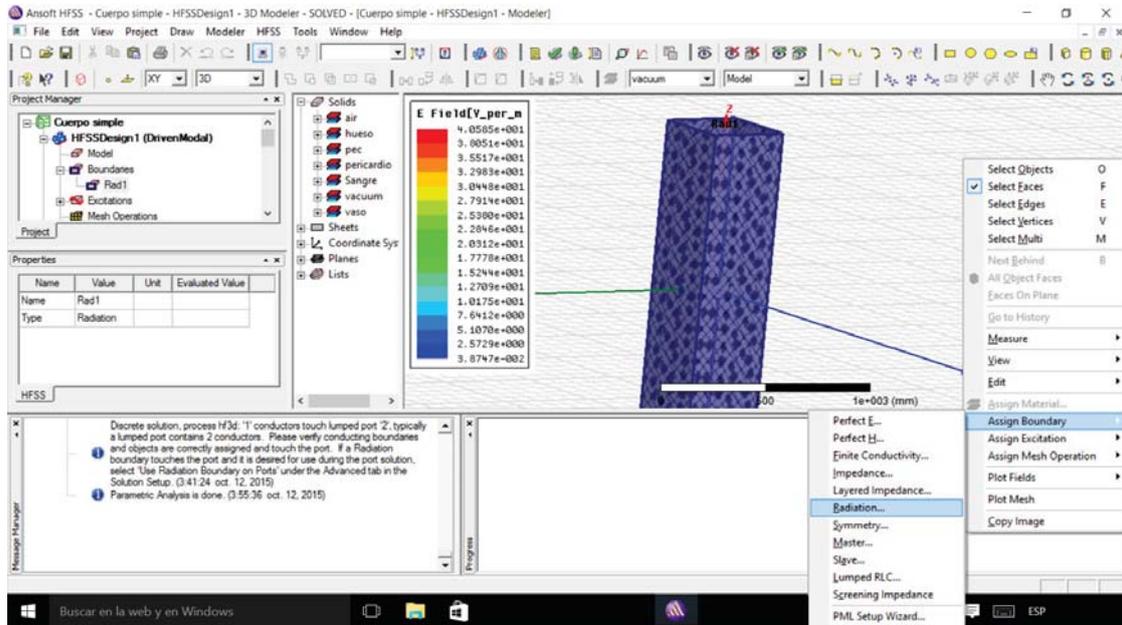
**Fig. 35 - Detalle de la biblioteca de materiales de HFSS donde se puede observar a modo de ejemplo los valores para el hueso incluidos para este estudio en la librería y asignados al modelado correspondiente**

Como hemos dicho antes la altura de la antena debe variar. Para ello se crearán variables para poder modificar la altura, el gap y el radio de la antena, como se aprecia en la figura 36. Así aunque éstas últimas serán fijas en las simulaciones de este proyecto, se deja abierta la posibilidad de variarlas fácilmente en futuros estudios.



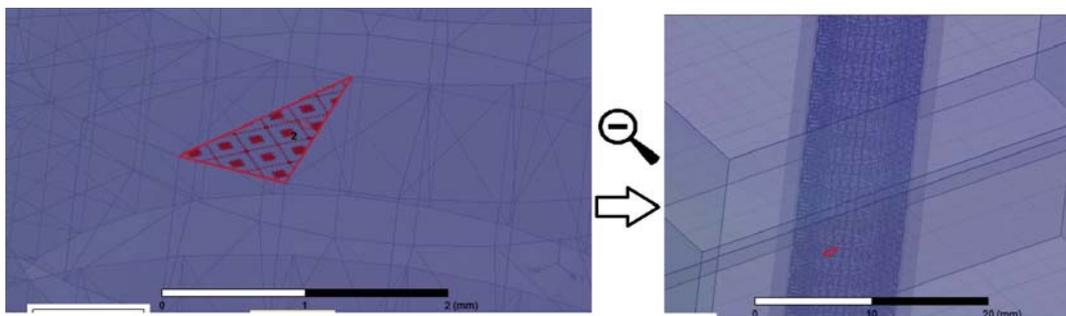
**Fig.36 - Variables fijadas para la simulación. En este proyecto es especialmente importante l (altura de la mitad de la antena), ya que es la que variará**

A continuación, añadiremos las condiciones de contorno al diseño en las caras del cubo de vacío que contiene todo el entorno a simular. Para ello seleccionamos todas las caras de dicho cubo y con click derecho pulsamos “Assign Boundary>Radiation”, con lo que indicamos al simulador sobre qué espacio tiene que calcular los campos. En la figura 37 se puede ver la condición de contorno (*Boundary*) sobre el modelo.



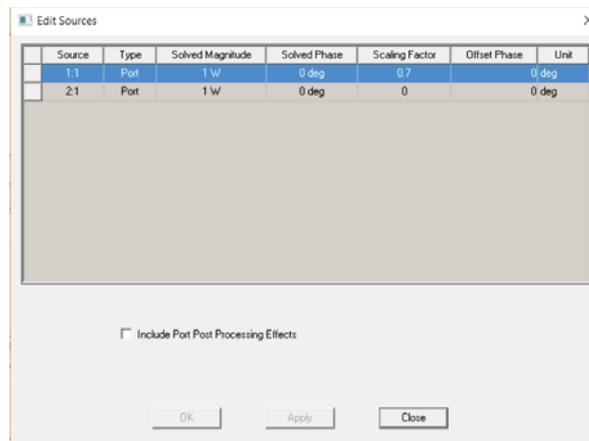
**Fig. 37 - Condición de contorno (*Boundary*) añadida a las caras de el bloque de vacío, así como al menú del proyecto. Además se puede apreciar menú desde el que se asignan.**

También es necesario asignar los terminales sobre los que se calcularán los parámetros S que constituirán los resultados finales. Como se aprecia en la imagen 30, la antena será el terminal emisor y se le asignará una excitación que atravesará la placa central de unión de la antena. El stent será el receptor y se colocará una línea de campo en cualquiera de los planos que lo forman, quedando aproximadamente paralelo al centro del cilindro que forma la espira del mismo (figura 36). Para asignar los terminales se crearán sendos “lumped port”, que permiten asignar excitaciones con valores de voltaje e intensidad y calcular los parámetros S sin que los dispositivos estén directamente conectados, a diferencia del “port wave”.



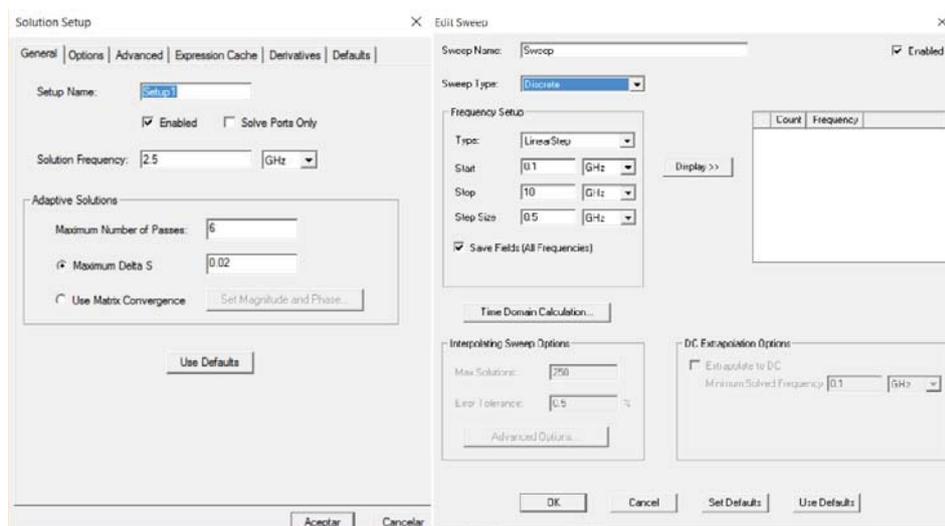
**Fig. 38 - Detalle de la excitación asignada al puerto del stent, ampliando a la derecha la línea que marca la dirección de la corriente**

Desde “HFSS>Fields>Edit sources” se puede controlar, a través del escalado, la potencia con la que se alimentaran los puertos. Éste, se puede realizar posteriormente a la simulación, por lo que la potencia de la antena se puede ajustar a la hora de comprobar resultados. Como se puede observar en la figura 39, se anulará la potencia del stent, que en este estudio será un receptor pasivo.



**Fig. 39 - Resumen de las fuentes usadas en la simulación. El campo Scaling factor nos permitirá ajustar la potencia emitida por cada fuente.**

Para realizar una simulación sólo resta configurar los parámetros de ésta, como por ejemplo la frecuencia central y el grado de precisión que deseamos de la simulación. El programa nos permite también realizar barridos de frecuencia. En la figura 40 se observa que se ha elegido como frecuencia central 2,5GHz, parámetro trivial puesto que se hará un barrido entre 100 MHz y 10 GHz, así como el número máximo de iteraciones de 6 y un valor máximo de la delta de S de 0,02. En cuanto al barrido, se ha seleccionado que simule de forma discreta cada uno de los valores entre las frecuencias ya mencionadas con un paso de 500MHz. Una opción más productiva hubiera sido la simulación rápida, pero al haber materiales con propiedades variables con la frecuencia se invalidaba el barrido y sólo se calculaba la frecuencia central.



**Fig. 40 - Configuración de los parámetros más relevantes de la simulación (izquierda) y del barrido de frecuencia (derecha)**

Por último, antes de proceder a analizar el modelado HFSS nos permite secuenciar simulaciones cambiando una o más variables con la opción “optimetrics”. De esta forma configuraremos que simule todas las longitudes de la antena que emitan a cada uno de los valores del barrido de frecuencias, es decir, ya que es una antena de  $\lambda/2$  y  $l$  representa la mitad de la antena, nos queda que  $l=4*c/f$ . Como no sigue ninguna de las progresiones que permite seleccionar el programa, asignaremos cada uno de los 20 valores, como se observa en la figura 41, y se procederá al análisis.

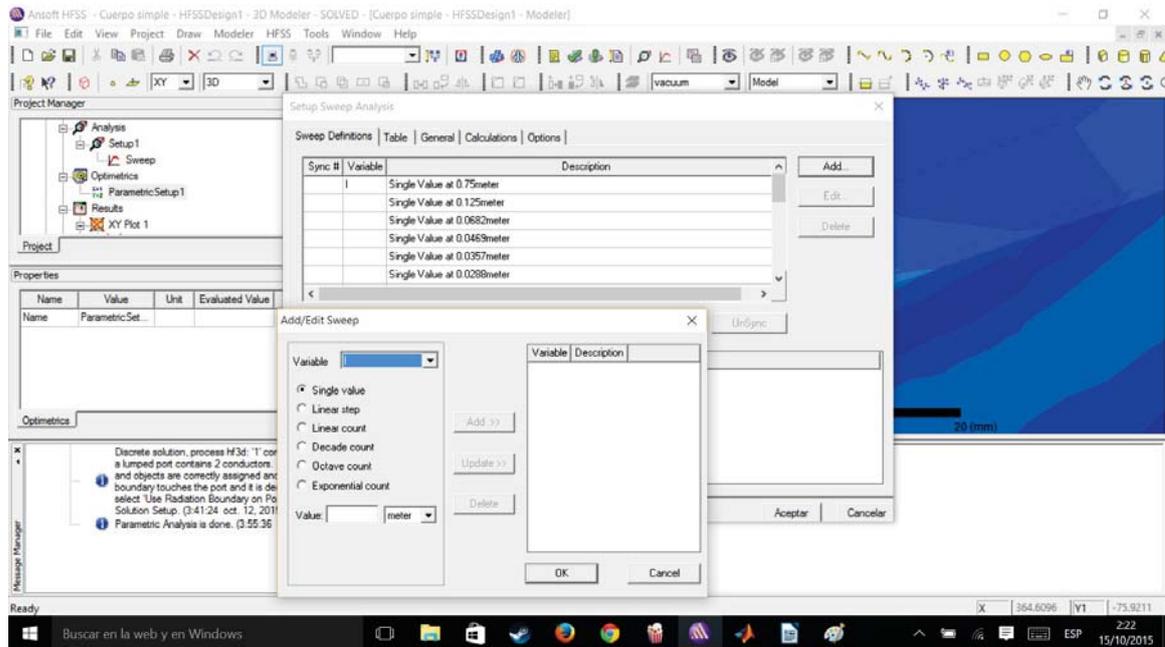


Fig. 41 - Configuración de las simulaciones variando el parámetro  $l$  de longitud de la antena

Una vez realizadas las simulaciones se debe ajustar la potencia de emisión para que no supere las restricciones comentadas en el apartado 1.5 y expuestas en los anexos. Ya se ha mostrado la forma de variar este parámetro, por lo que se pasa directamente a exponer en la figura 42 cómo no se supera en el caso de la frecuencia de 2,5 Ghz la restricción de 41 V/m. Además se puede observar la distribución del campo eléctrico en la superficie de la piel y el SAR provocado por la radiación.

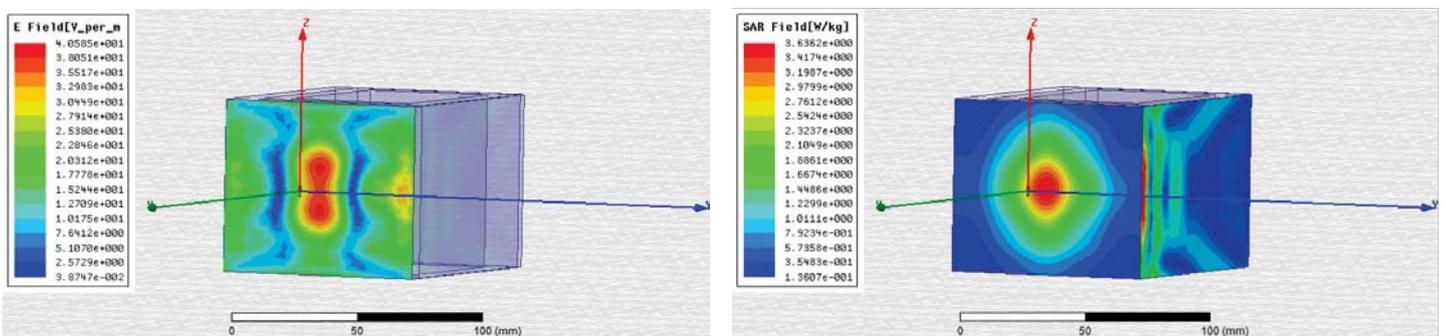
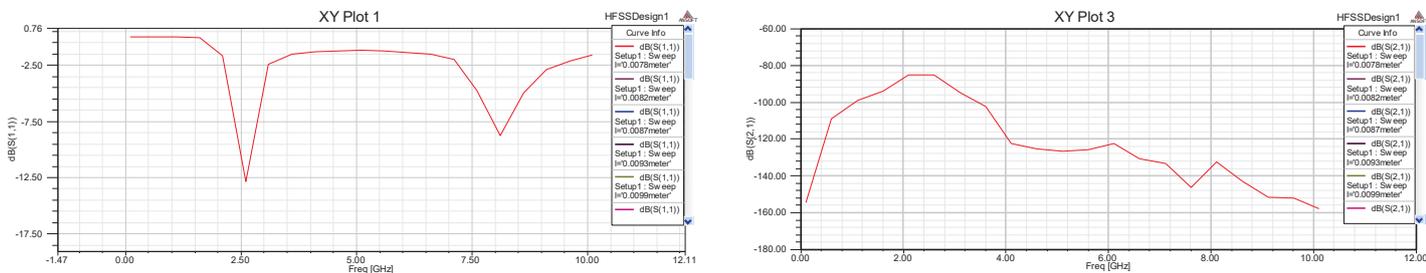


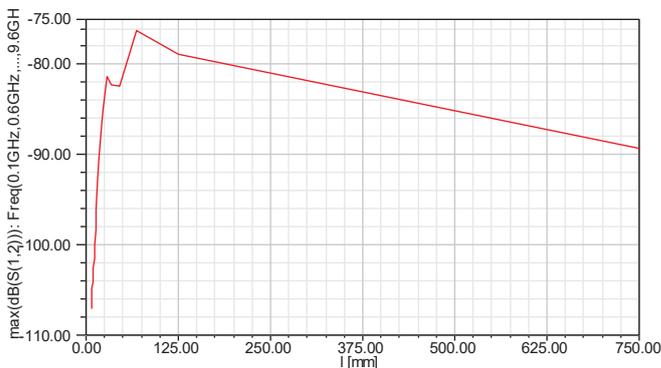
Fig.42 - Campo eléctrico y SAR en la superficie de la piel a una frecuencia de 2,5 GHz

Los resultados de la simulación nos permiten reflejar los parámetros S de cada longitud de la antena en todo el rango de barrido de frecuencias realizado. En la figura 43 se presentan las gráficas de los parámetros S11 y S12 cuando la antena mide 6 cm, lo que significa que emite el máximo de potencia a 2,5 Ghz. Estos valores representan la raíz cuadrada de la potencia emitida por la antena y la ganancia entre la antena y el stent, respectivamente.

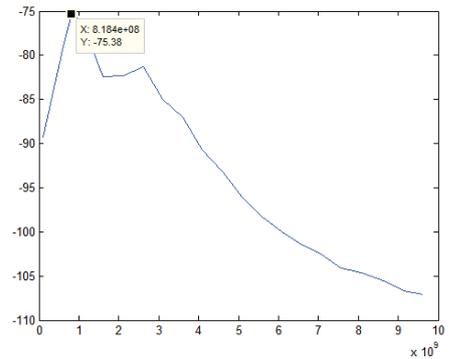


**Fig. 43 - Diagrama de parámetros S11 y S12 con la antena dipolo emitiendo a 2,5 GHz**

Por último, la figura 44 presenta los valores de las ganancias a cada frecuencia entre las dos antenas (dipolo y stent). Los valores de frecuencia se dan en forma de la longitud de la mitad de la antena, lo cual es poco intuitivo, por lo que en la figura 45 se presentan después de procesarlos con Matlab para que el eje “y” indique la frecuencia.



**Fig. 44 - Ganancia entre las dos antenas a cada frecuencia medida en función de la mitad de la longitud de la antena**

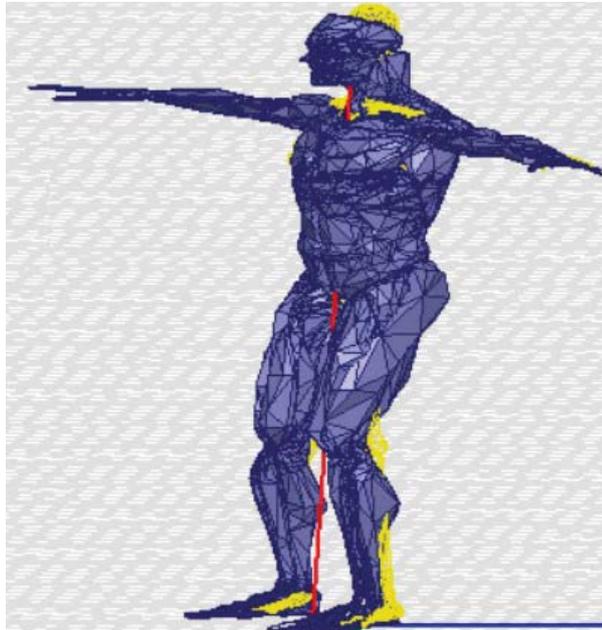


**Fig.45 - Ganancia entre las dos antenas en función de la frecuencia a la que emite el dipolo**

El máximo de ganancia se consigue a una frecuencia próxima a 800 MHz, lo que coincide con los resultados obtenidos en [55]. A la vista de este resultado sería óptimo transmitir en la frecuencia estandarizada de 865-868 MHz que se presentaba en el anexo 7. No obstante, en el siguiente apartado se procederá a realizar una simulación sobre un modelo más preciso del cuerpo humano, verificando éstos resultados.

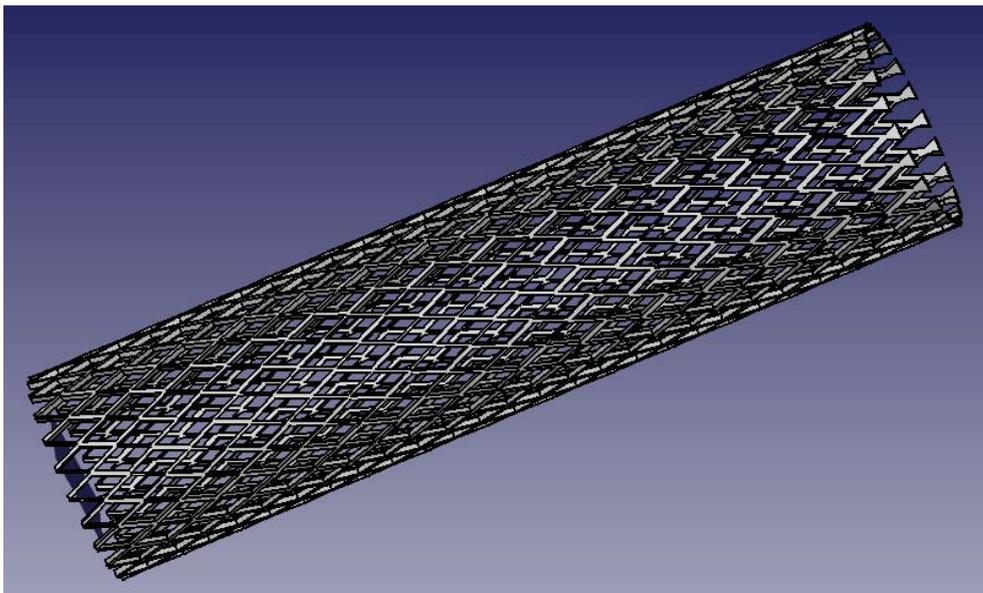
### 3.3.Simulación realista

En este apartado se realizarán exactamente los mismos pasos que en el anterior, sustituyendo el bloque de tejido biológico y el stent por el modelo del cuerpo humano presentado en el apartado 2.1 y por el stent escogido en el apartado 2.4. En la figura 44 se puede observar el modelo completo antes de la simulación.



*Fig. 44 - Modelo de cuerpo preparado para la simulación*

El stent escogido, cuyo modelado se presenta en la figura 45, se configura como conductor perfecto en esta simulación obviando su posible resistencia, y las características del material que afinarían el modelo por la imposibilidad de estudiarlo físicamente de forma específica.



*Fig. 45 - Stent modelado en 3D para su estudio*

A continuación, se asignan todos los valores de los anexos 1 y 8 a cada parte del modelado como se hizo en la figura 35. Finalmente, se debería simular con la misma configuración que en el modelo simple y comparar los resultados presentados, aunque debido a la ausencia de equipos informáticos lo suficientemente potentes se presenta únicamente el proyecto, sin aportar los resultados de las simulaciones. Con el equipo disponible eran necesarios varios años para completar la simulación y suponiendo que la memoria RAM dispusiera de suficiente capacidad para almacenar la matriz creada por HFSS durante el desarrollo de la simulación.

---

## 4. Resultados empíricos

---

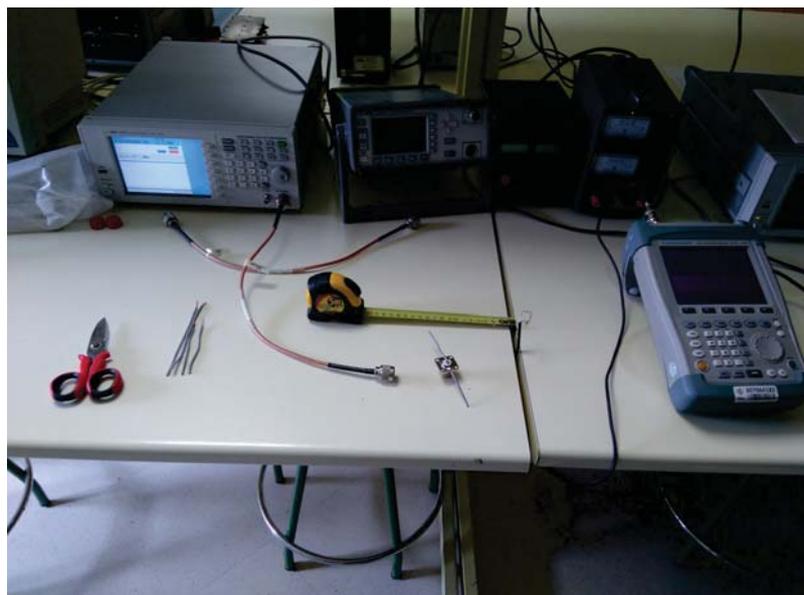
### 4.1. Banco de medidas

Una vez obtenidos los resultados de la simulación se procede a realizar una serie de medidas que intenten, de forma aproximada, validarlos. Para ello, usamos antenas dipolo de diferentes tamaños, como las que se muestran en la figura 46. Estas antenas se han confeccionado cortando cable de cobre rígido y soldándolo a un conector coaxial de alta frecuencias N-50KFD.



*Fig. 46 - Antenas construidas para 3 GHz, 2,5 GHz, 2 GHz, 1,5 GHz, 1 GHz, 800 MHz, 500 MHz y detalle de las soldaduras realizadas entre el conector y los polos de la antena*

El banco de medidas usado esta compuesto, además de por las propias antenas dipolo, por un generador de señales RF Agilent N9310A, que es capaz de generar tonos de RF entre 9 KHz y 3 GHz, un analizador de espectro Rohde&Schwarz FSH6, con un ancho de banda de 100 KHz a 6 GHz, cables calibrados con conectores N, y una cinta métrica, para posicionar todos los elementos de la transmisión a la distancia deseada y para cortar las varillas del dipolo a la



*Fig. 47 - Banco de medidas usado*

longitud necesaria. En la figura 47 se puede apreciar el banco de pruebas al completo antes de comenzar las medidas.

## 4.2. Método de medida

Las medidas consisten en la transmisión de tonos entre las antenas dipolo expuestas en el anterior apartado y el stent que se muestra en la figura 48, que no es el seleccionado para el apartado de simulaciones, aunque dada la dificultad de acceder a dichos stents y las similares propiedades y geometrías de éstos es suficiente para el trabajo.



Fig. 48 - Stent utilizado para las medidas empíricas

La simulación de tejido biológico se realizó utilizando un pollo de corral con los órganos extraídos, en el que se introdujo el stent por una incisión en la parte superior de éste, como se aprecia en la figura 49. Los tejidos animales no tienen exactamente las mismas propiedades que los del ser humano, sin embargo, sí se ha conseguido transmitir a través de una gran cantidad de

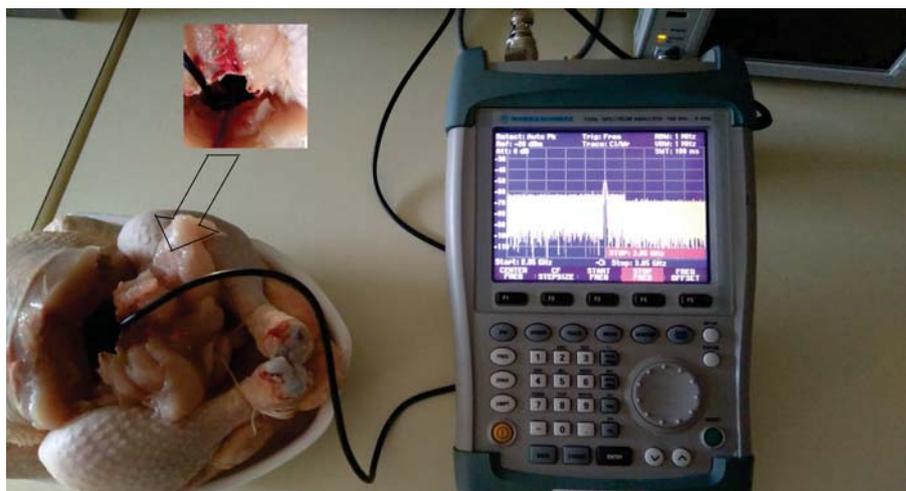


Fig. 49 - Pollo usado en las simulaciones como tejido, con detalle sobre la incisión en la que se introduce el stent

tejidos diferentes, como son huesos, piel, grasa o músculo, por tanto se consideran medidas suficientemente válidas para contrastar el resultado de las simulaciones.

Para lograr que el canal o las propiedades de los cables y el stent no afecten al resultado final se han realizado dos tipos de medidas, una transmisión de tonos de RF a cada frecuencia en espacio libre y una transmisión de los mismos pulsos a través de los tejidos del pollo. De este modo con las primeras medidas se normalizan las segundas evitando, como hemos indicado, distorsiones debidas al canal. En la figura 50 se puede observar el banco de medidas mientras se realizaban ambas.



Fig. 50 - Medidas de transmisión de señal a través de los tejidos del pollo y en espacio libre

Se han realizado medidas desde 500 MHz hasta 3 GHz con un paso de 500 MHz, además de realizar una medida en 800 MHz para comprobar que ese punto corresponde al pico mostrado en las simulaciones de 3.2. Por lo tanto se han llevado a cabo 7 medidas, todas ellas a 20 dBm de potencia, muy por debajo de los límites mostrados en el anexo 5. En la figura 51 se puede observar la configuración de los equipos y el resultado a la frecuencia de 800 MHz.

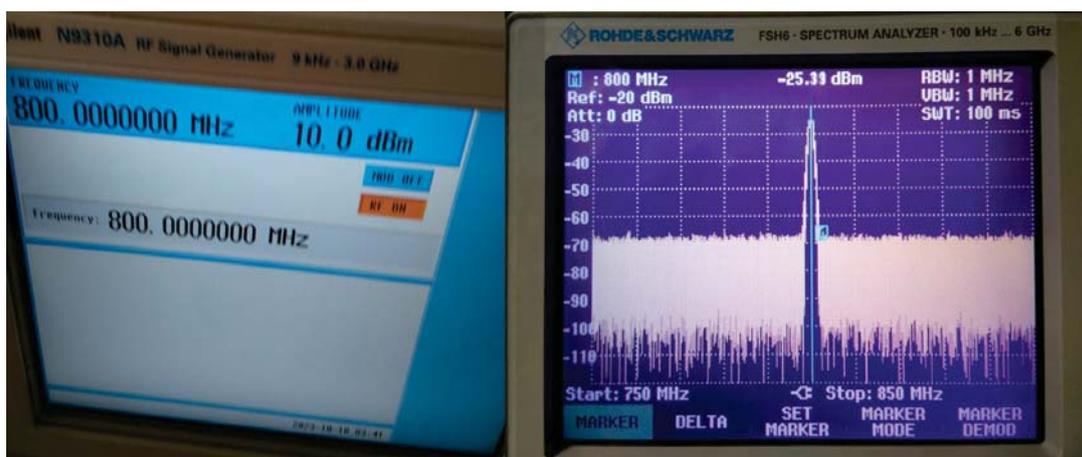
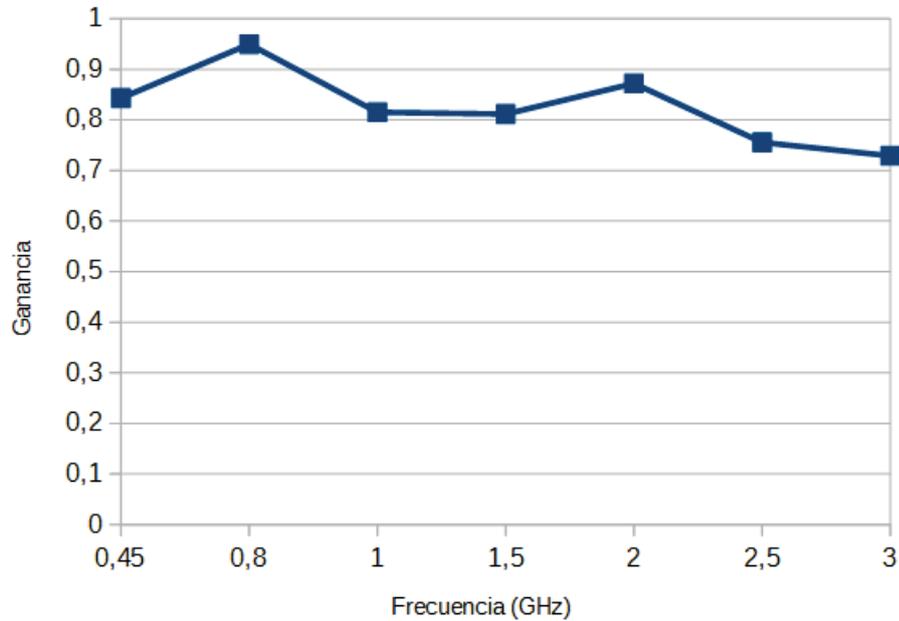


Fig. 51 - Configuración del generador y señal observada en el analizador de espectro para 800 MHz

### 4.3.Resultados

En la figura 52 aparecen los resultados de las medidas y, a pesar de que las condiciones y los materiales no eran los totalmente idóneos, se ajustan con bastante exactitud al resultado de las simulaciones realizadas con HFSS.



*Fig. 52 - Resultados obtenidos en las medidas empíricas*

En la gráfica se puede observar que, coincidiendo con los resultados de las simulaciones del apartado 3, la ganancia va aumentando hasta llegar a aproximadamente 800 MHz, donde se encuentra el máximo de potencia transmitida a través de los tejidos. A partir de los 800 MHz tenemos un pequeño valle, decreciendo primeramente la ganancia hasta llegar a un punto de inflexión en torno a los 1,5 GHz, desde donde vuelve a crecer hasta obtener un segundo máximo, de menor magnitud que el primero, en torno a los 2,5 GHz. Después de ese punto, a medida que se sigue aumentando la frecuencia, la potencia transmitida va disminuyendo significativamente.

# Conclusiones

Combinando los resultados del tercer y cuarto capítulo, se puede afirmar que la frecuencia óptima de trabajo está en torno a los 800 MHz y que existe un segundo pico con el que se consigue menor ganancia, pero es igualmente válido para la transmisión, a unos 2,5 GHz. Es importante destacar el alto grado de sintonía entre ambos resultados, aun no usándose un modelo muy preciso para las simulaciones, ni unas condiciones ideales, tanto en equipos y entorno de medida como utilización de tejidos animales muy distintos a los humanos, en las medidas empíricas.

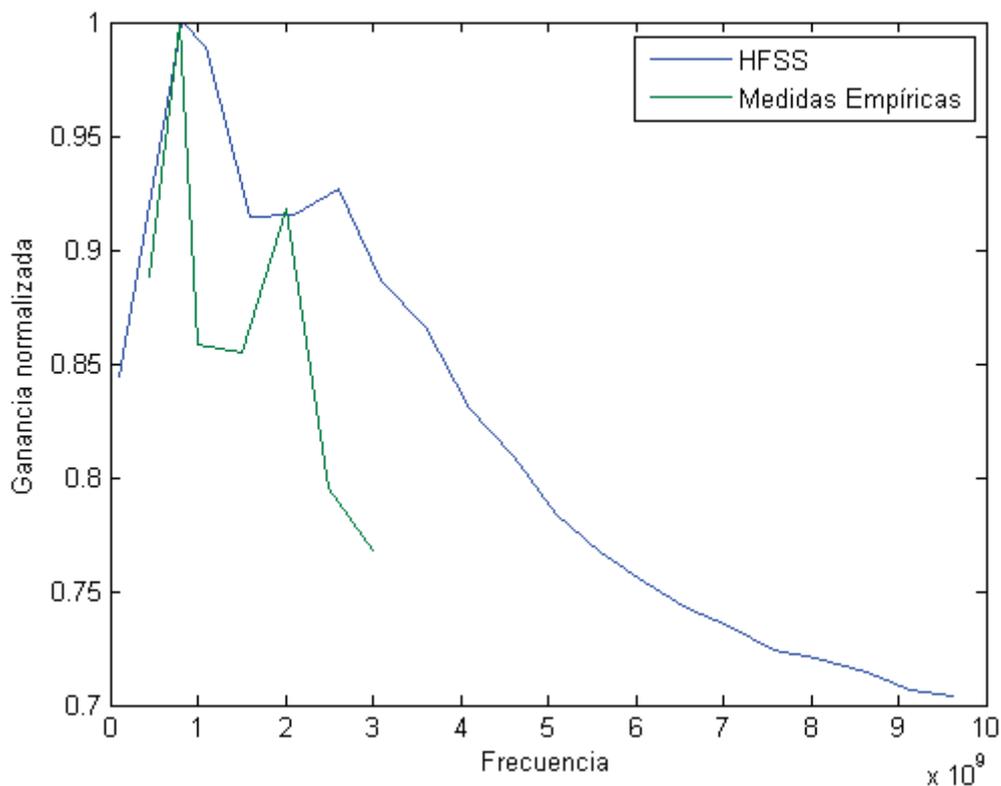


Fig. 53 - Resultados finales del proyecto

En la figura 53 puede observarse como en ambos resultados obtenemos exactamente la misma tendencia y, además, el segundo pico lo encontramos a una frecuencia muy próxima a 2,4 GHz, estándar en gran cantidad de tecnologías de comunicación inalámbricas actuales.

Respecto a las futuras líneas de investigación, como este proyecto busca encontrar la frecuencia óptima de trabajo de un sensor adherido a un stent, los resultados serán directamente aprovechados para ese fin. Por tanto, el siguiente paso sería el diseño e implementación del sensor y su adhesión al stent.

También podría ser importante realizar un estudio, centrado ahora en la frecuencia de trabajo a usar, para encontrar la antena óptima para la transmisión con el stent, ya que la antena dipolo

usada, pese a ser tremendamente práctica para realizar el barrido de frecuencias, es muy poco directiva, existiendo alternativas que aportan mayor ganancia.

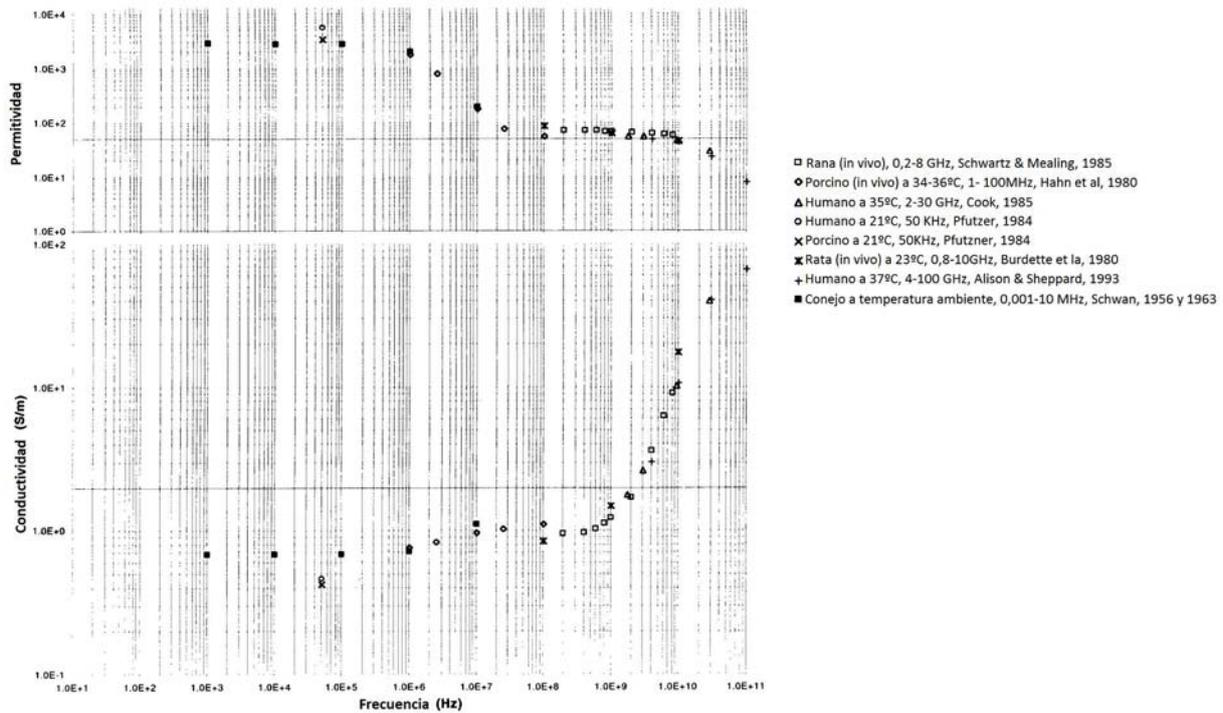
Queda pendiente en este proyecto la realización de la simulación realista, que puede llevarse a cabo con un equipo lo suficientemente potente, obteniendo así resultados aún más afinados. El modelado creado para esta simulación puede ser usado en otros estudios de similares características que necesiten bastante precisión en sus resultados, pues se ha llegado a un nivel de detalle reseñable.

Por último, pese a que el diseño anatómico se ha realizado con bastante exactitud podría mejorarse modelando sistemas u órganos que en este estudio se han obviado por su complejidad, como el sistema circulatorio, el sistema nervioso, el sistema inmunitario, los oídos o algún órgano con tejido canceroso. Ésto permitiría comprobar que no se producen alteraciones o disturbios en alguno de éstos elementos sensibles.

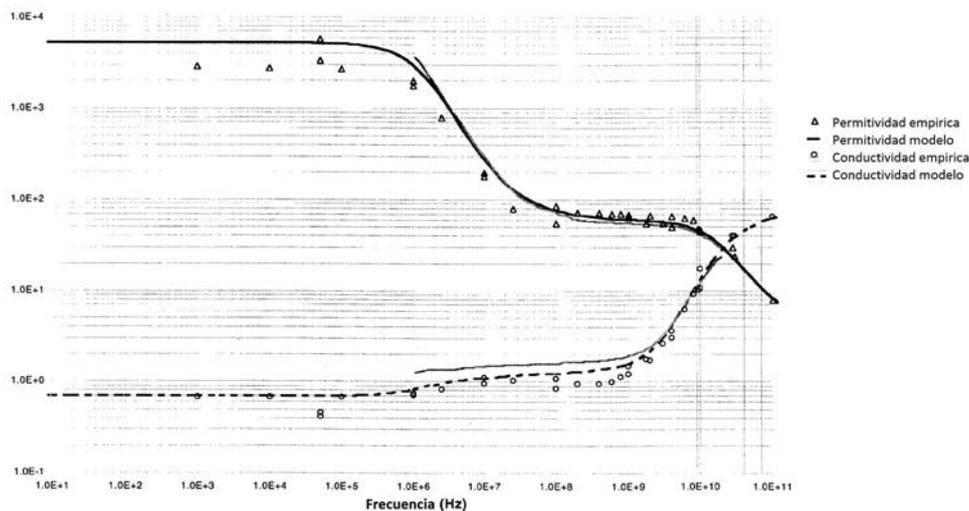
## Anexo 1: Permitividad y conductividad de tejidos biológicos

En este anexo se incluyen los valores empíricos medidos a lo largo de los años con el título de literatura clásica y la predicción basada en el modelo paramétrico usada finalmente en el trabajo sobre las características eléctricas de los tejidos.[6]

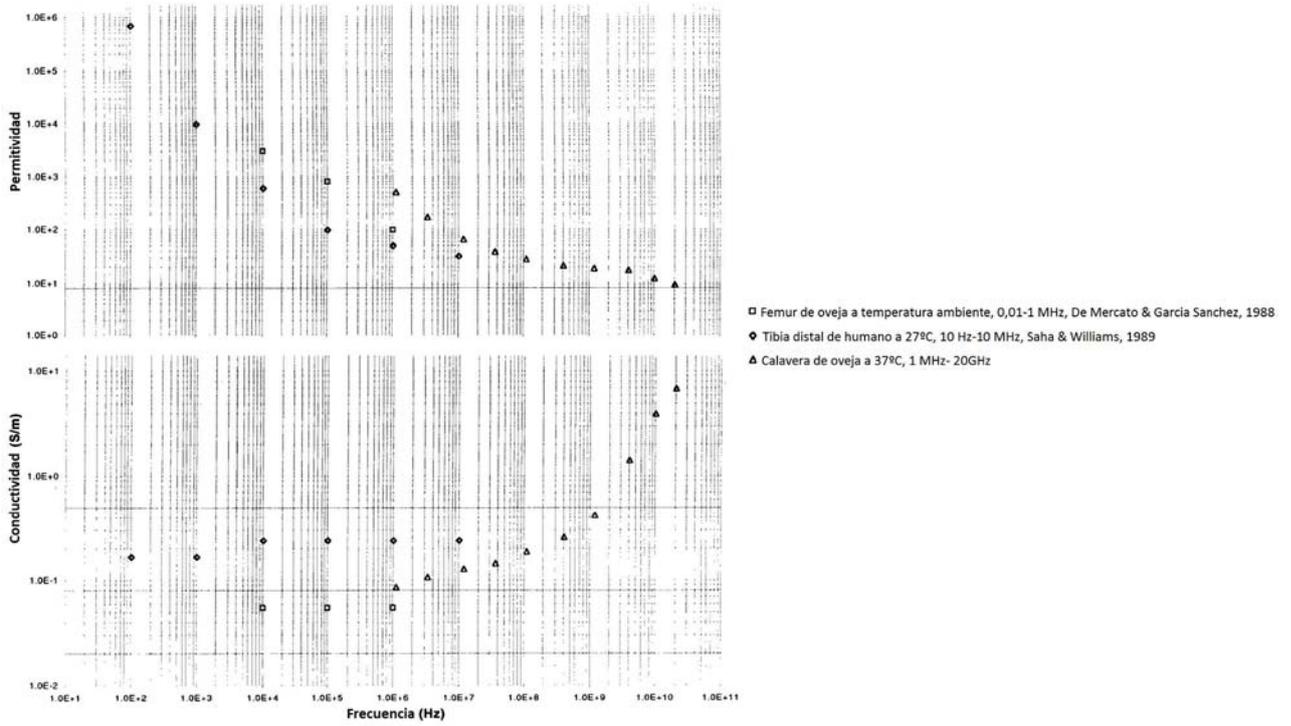
- Sangre:
  - Literatura Clásica:



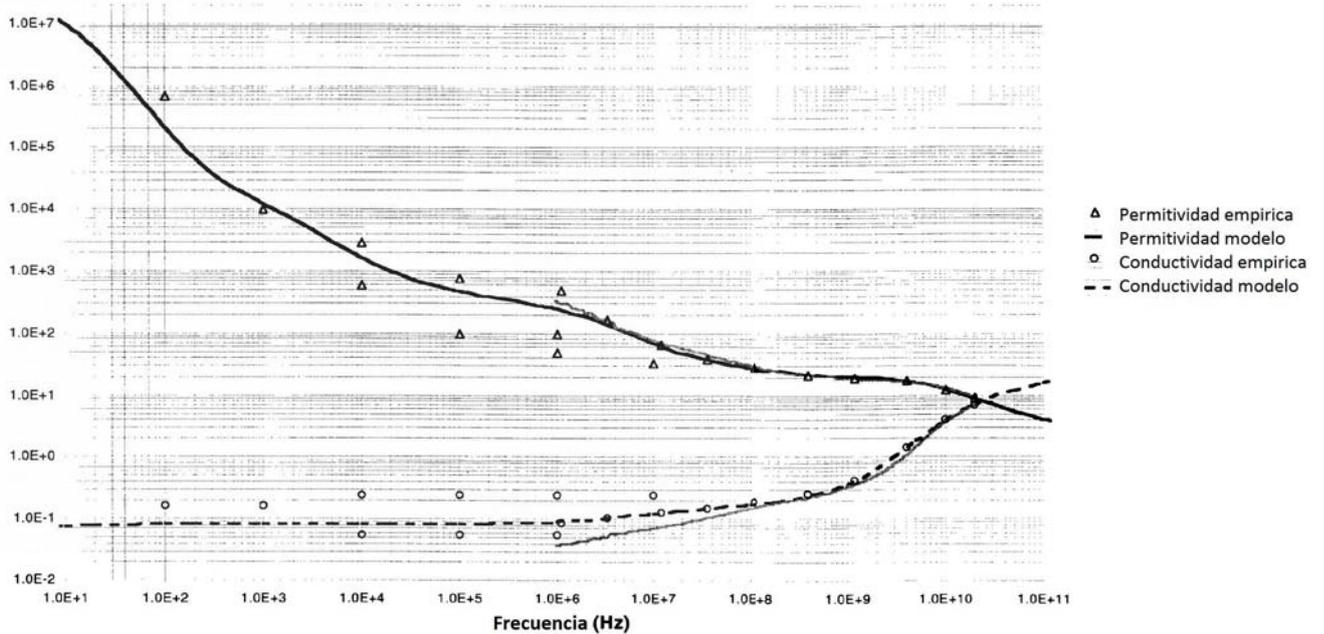
- Modelo paramétrico:



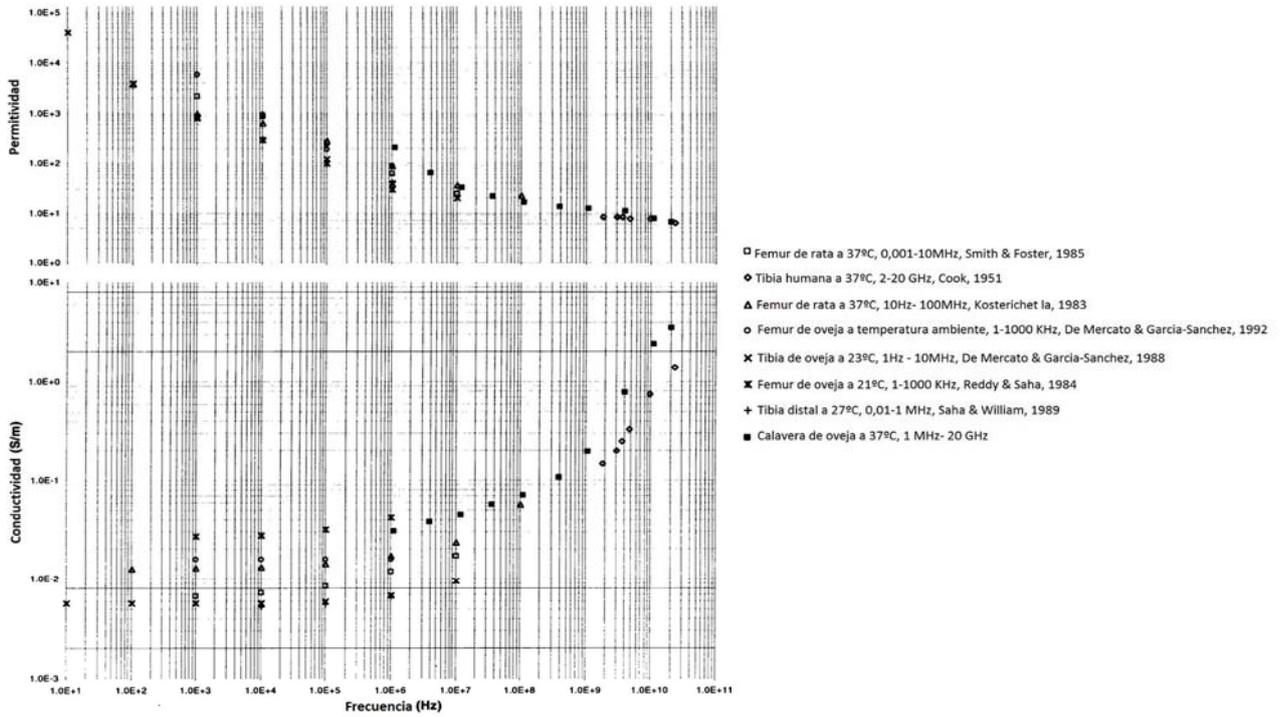
- Zona esponjosa del hueso:
  - Literatura clásica:



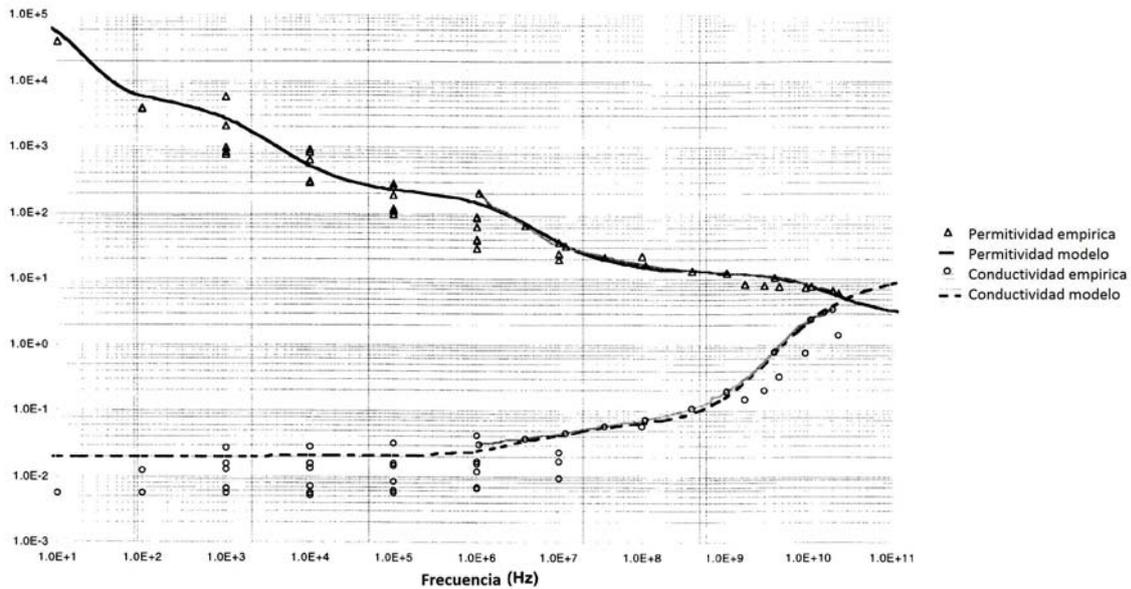
- Modelo paramétrico:



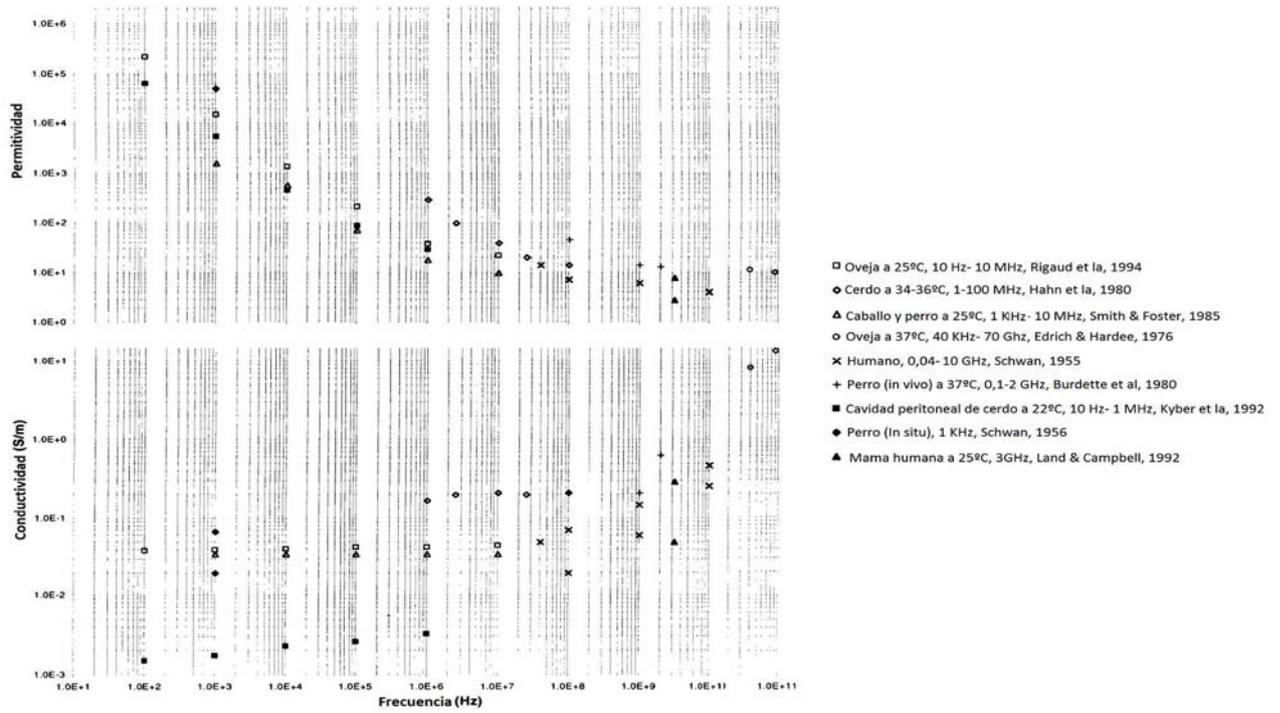
- Zona cortical del hueso:
  - Literatura clásica:



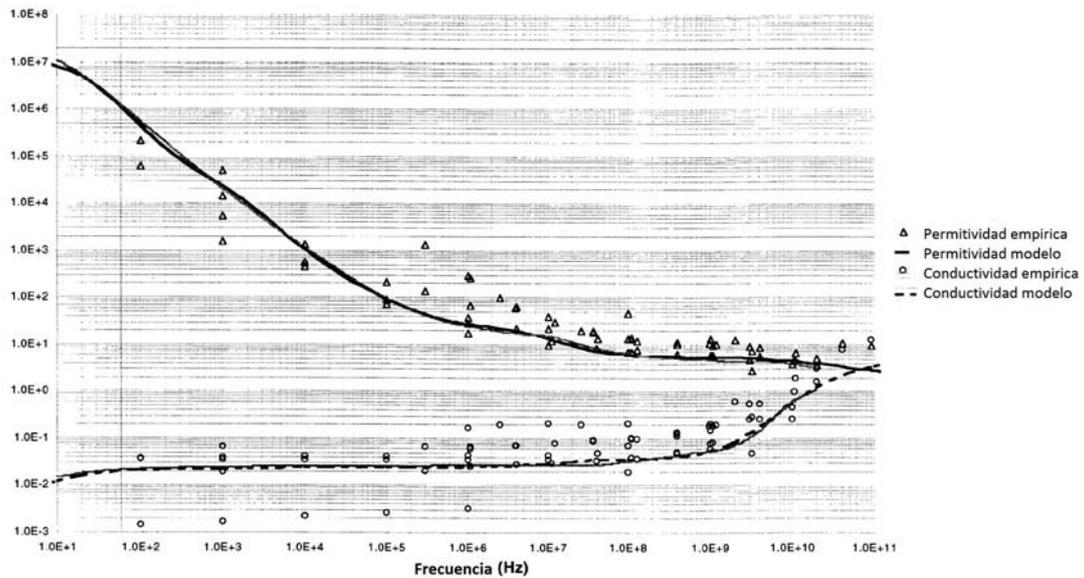
- Modelo paramétrico:



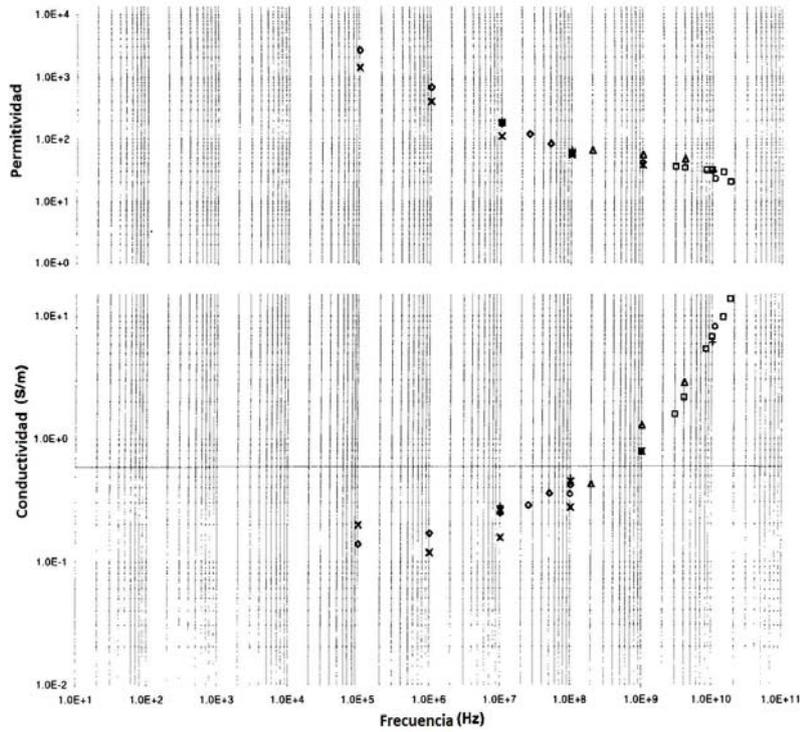
- Tejido adiposo:
  - Literatura clásica:



- Modelo paramétrico:

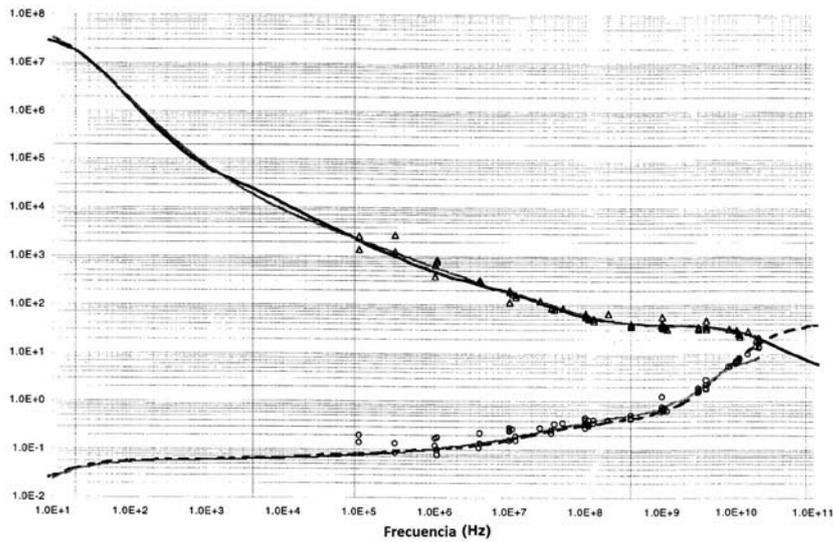


- Materia blanca cerebral:
  - Literatura clásica:



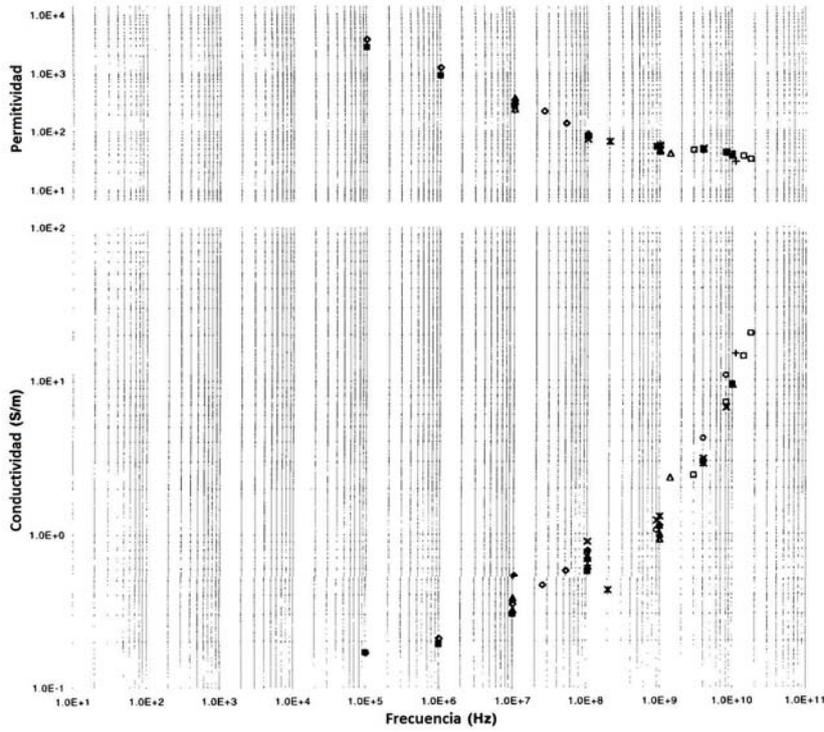
- Conejo a 37°C, 3-20 GHz, Steel & Sheppard, 1985
- ◊ Perro a 37°C, 0,1-100 MHz, Sloy et al, 1982
- ▲ Perro (in situ-pia mater) a 36°C, 0,2-4 GHz, Burdette et al, 1986
- Perro a 19-21°C, 0,1-10 GHz, Xu et al, 1987
- × Oveja a 24-25°C, 0,1-100 MHz, Surowiec et al, 1986
- ✕ Gato (in vivo) a 33°C, 10-1000 MHz, Stuchley et al, 1981
- + Perro a 37°C, 0,01-10 GHz, Foster et al, 1979

- Modelo paramétrico:



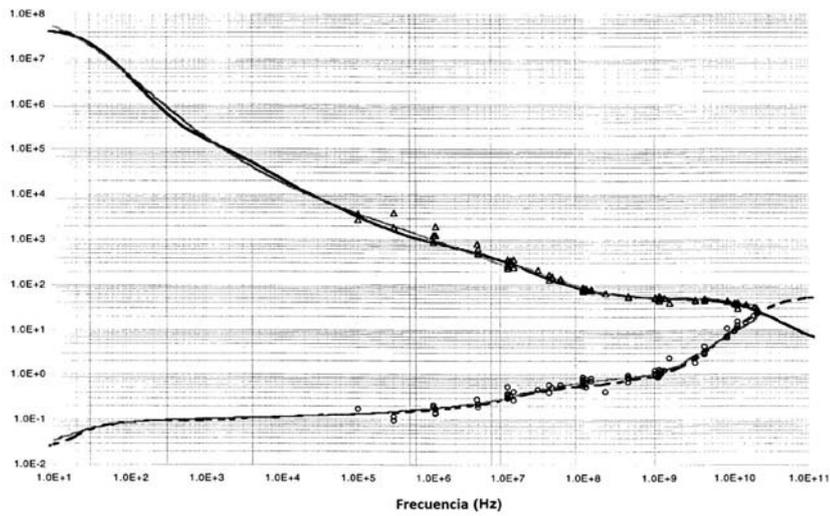
- △ Permittividad empírica
- Permittividad modelo
- Conductividad empírica
- - Conductividad modelo

- Materia gris cerebral:
  - Literatura clásica:



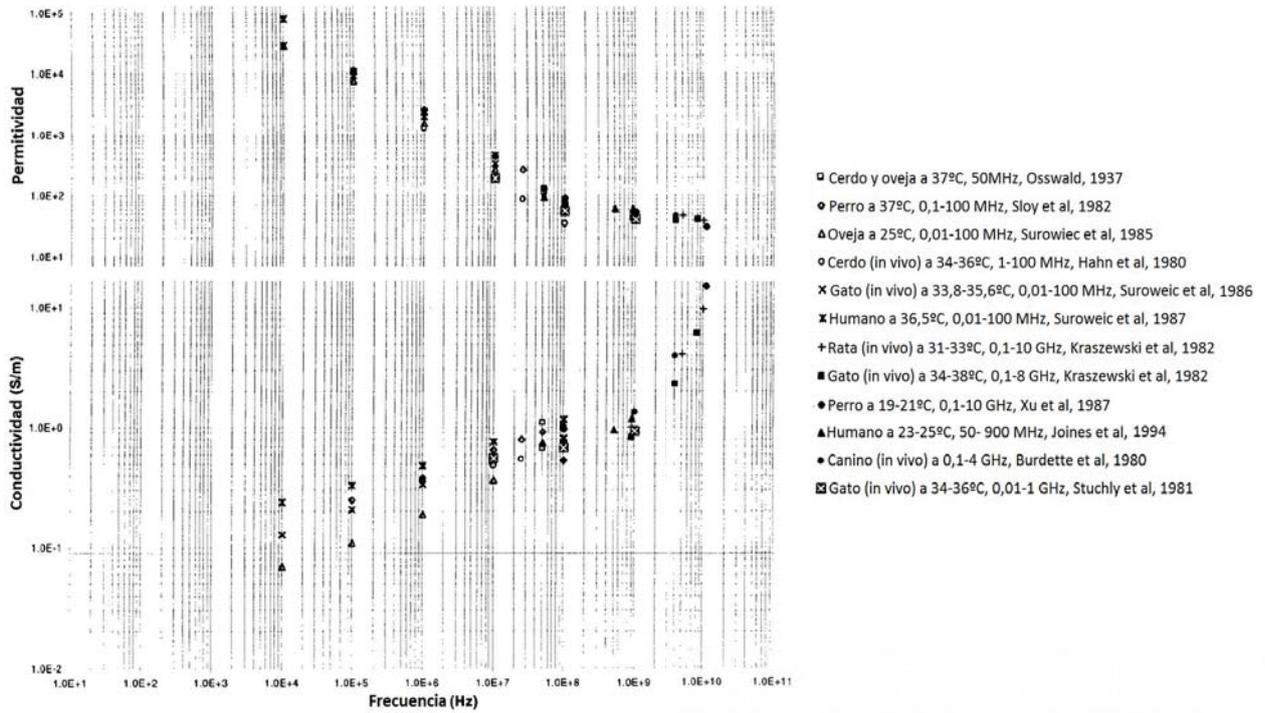
- Conejo a 37°C, 3-20 GHz, Steel & Sheppard, 1985
- ◇ Perro a 37°C, 0,1-100 MHz, Sloy et al, 1982
- △ Raton a 37°C, 0,01-1 GHz, Thurai et al, 1984
- Rata (in vivo) a 31-33°C, 0,1-8 GHz, Kraszewski et al, 1982
- × Gato (in vivo) a 36°C, 0,1-8 GHz, Kraszewski et al, 1982
- × Perro (in situ) a 36°C, 0,2-4 GHz, Burdette et al, 1986
- + Perro a 19-20°C, 0,1-10 GHz, Xu et al, 1987
- Oveja a 24-25°C, 0,1-100 MHz, Suroweic et al, 1986
- Gato (in vivo) a 33°C, 10-1000 MHz, Stuchly et al, 1981
- ▲ Canino a 37°C, 0,1-10 GHz, Foster et al, 1979

- Modelo paramétrico:

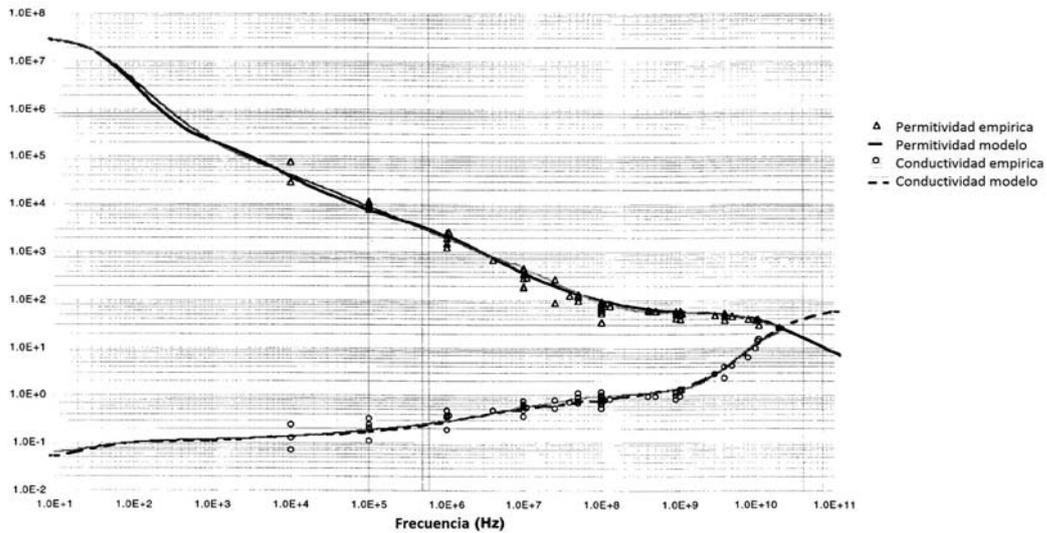


- △ Permittividad empírica
- Permittividad modelo
- Conductividad empírica
- - Conductividad modelo

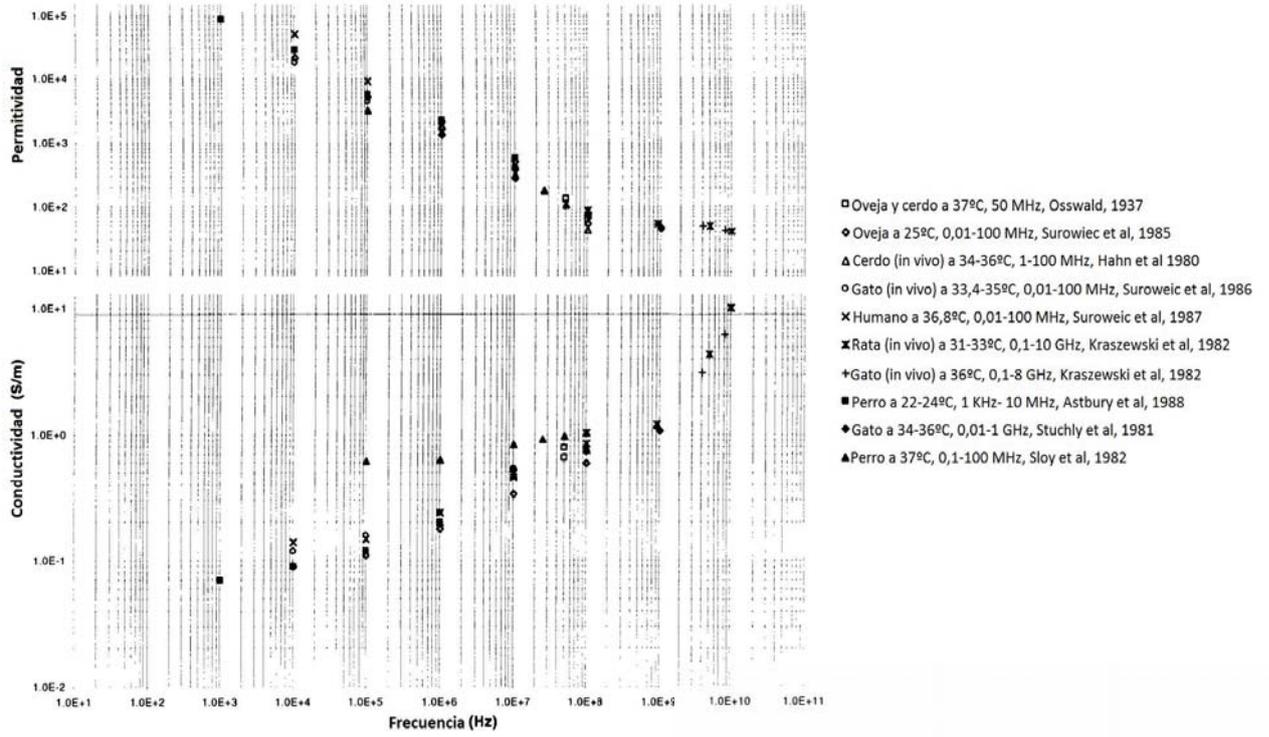
- Riñón:
  - Literatura clásica:



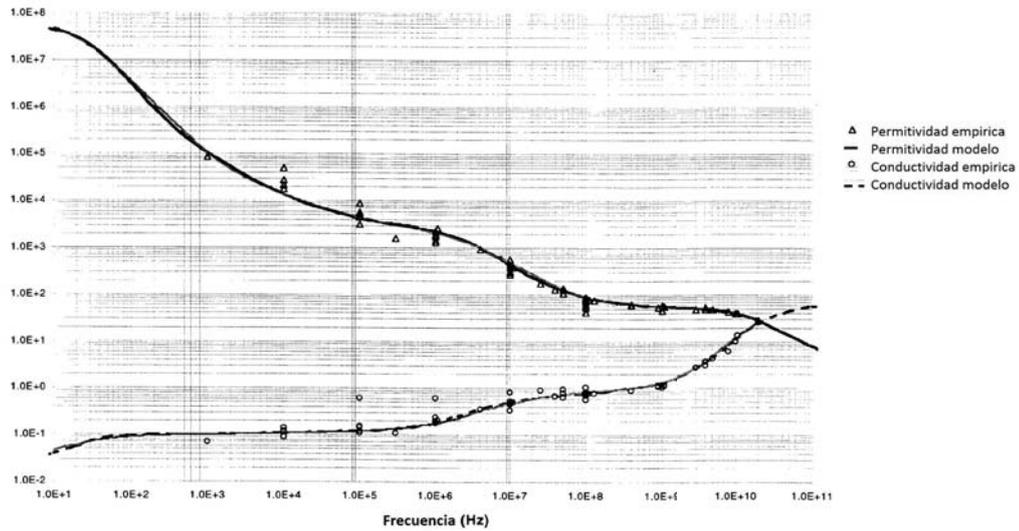
- Modelo paramétrico:



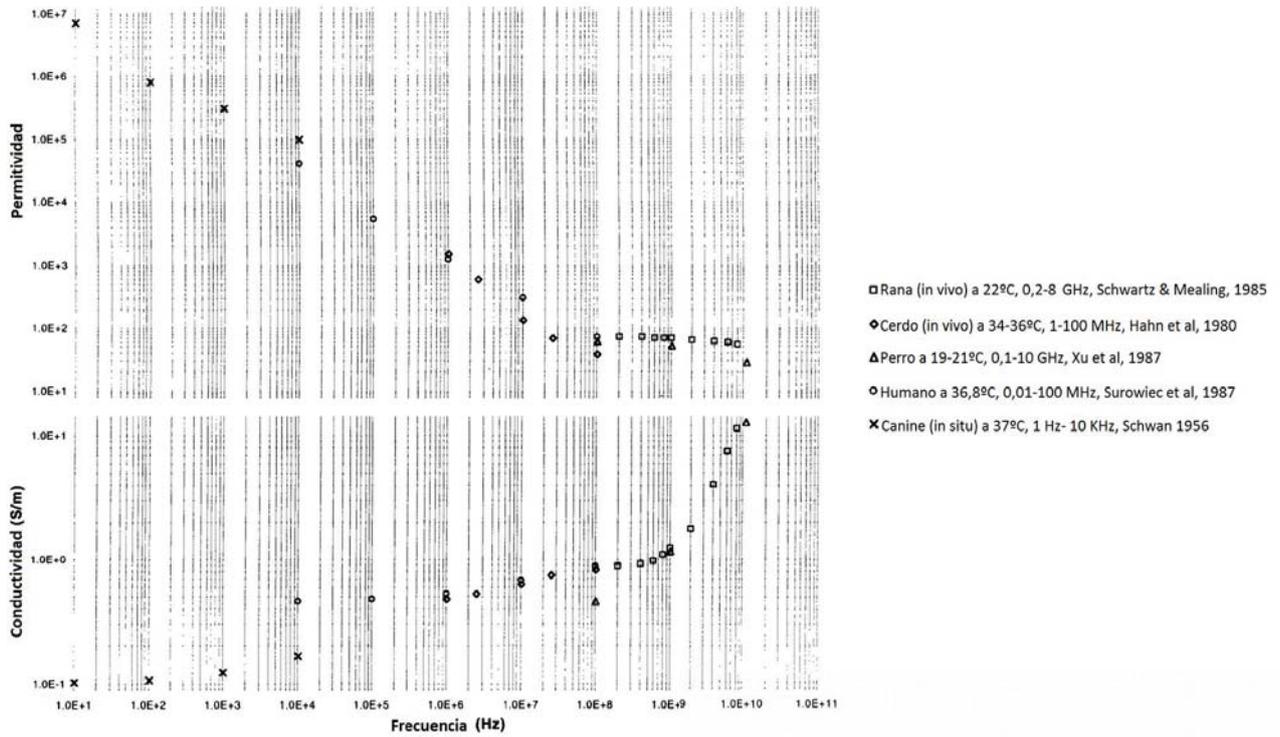
- Bazo:
  - Literatura clásica:



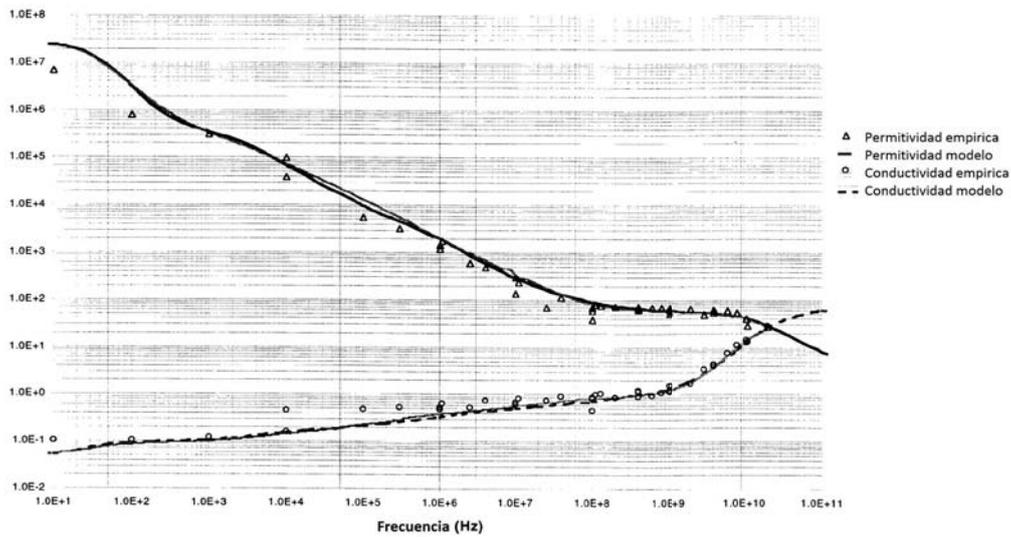
- Modelo paramétrico:



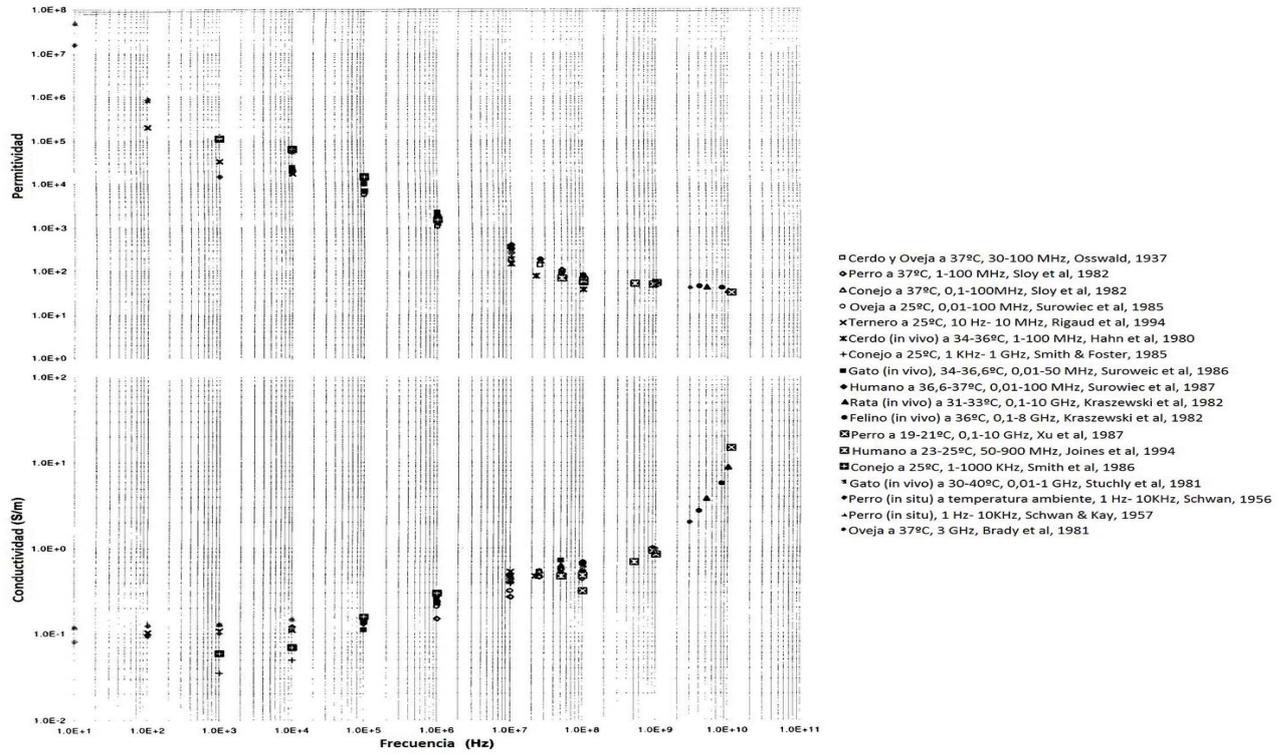
- Corazón:
  - Literatura clásica:



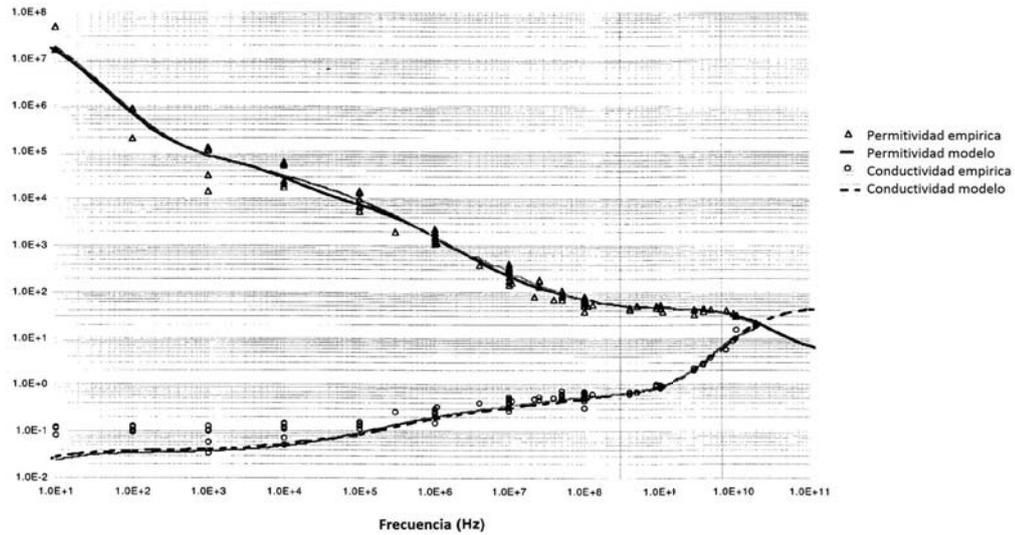
- Modelo paramétrico:



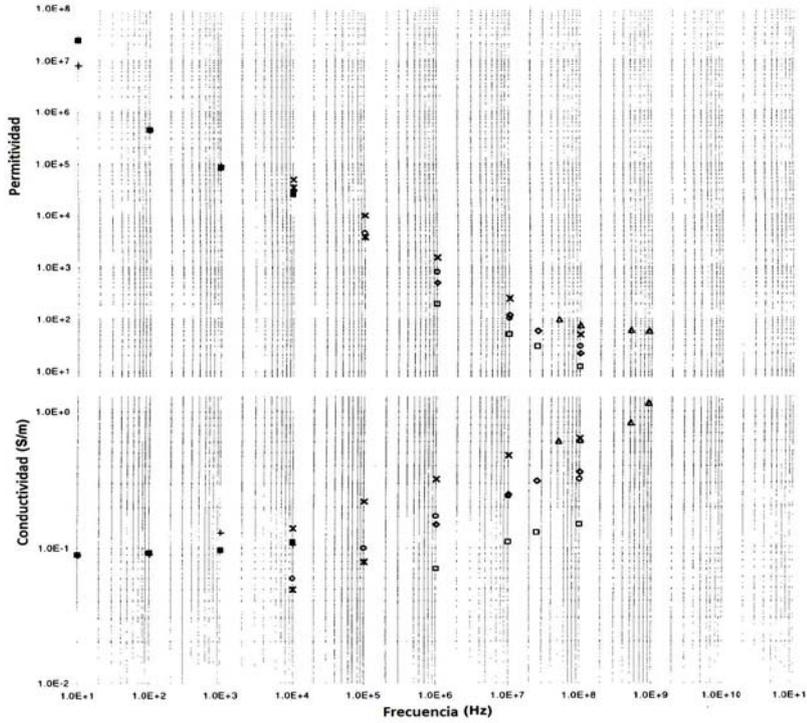
- Hígado:
  - Literatura clásica:



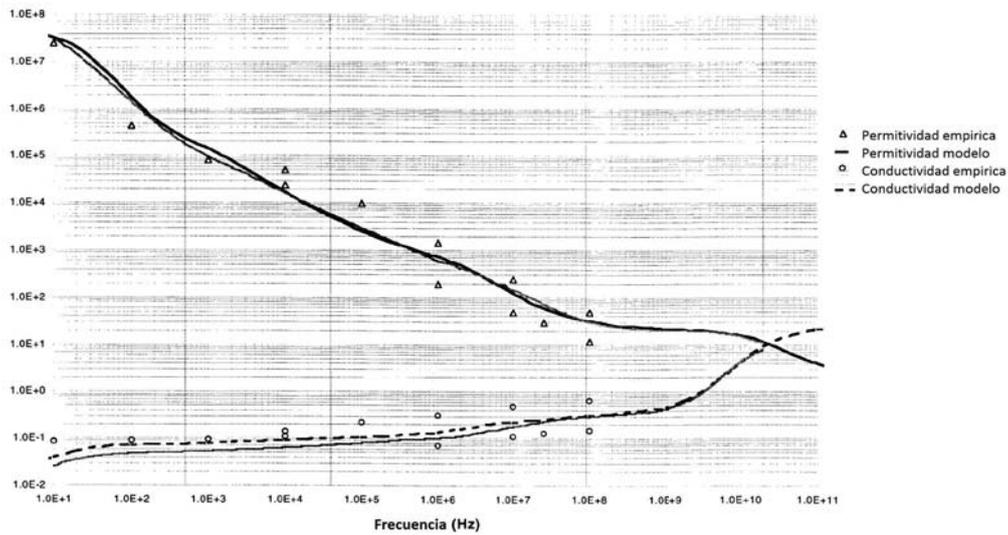
- Modelo paramétrico:



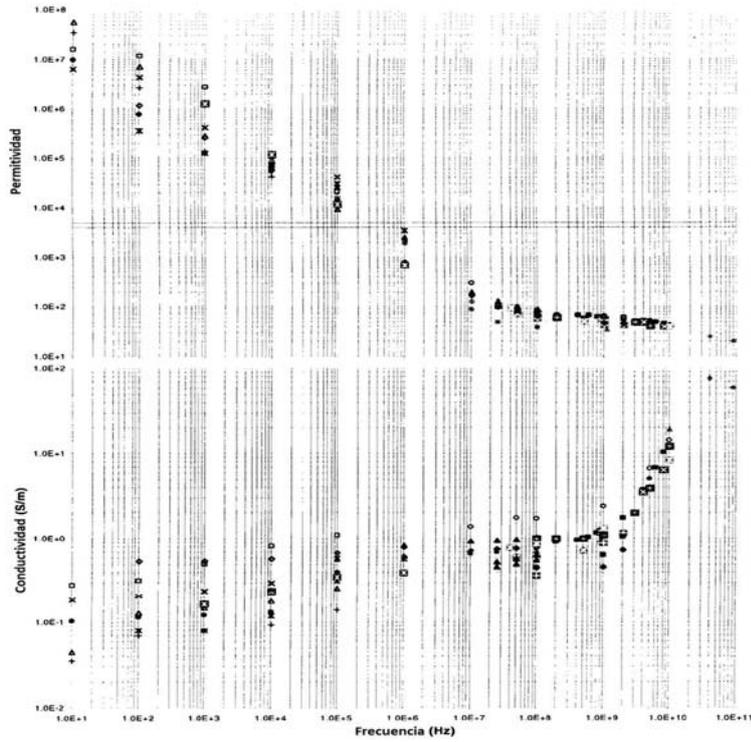
- Pulmón:
  - Literatura clásica:



- Modelo paramétrico:

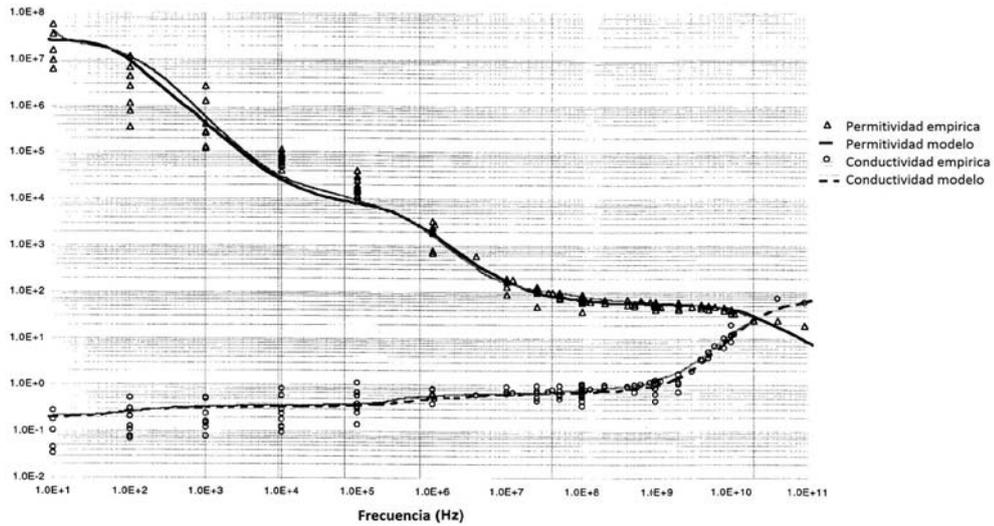


- Músculo:
  - Literatura clásica:

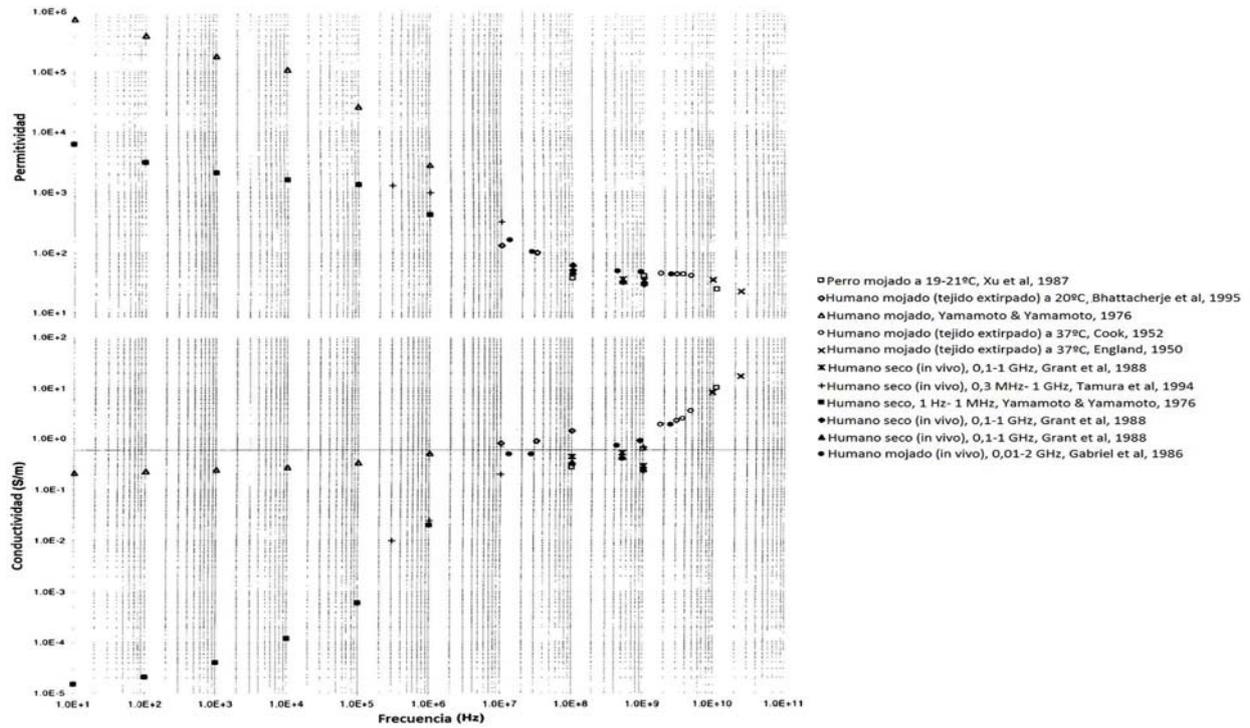


- Rata (in vivo, medido longitudinalmente) a 36-38°C, 1 Hz- 100 KHz, Gielen et al, 1984
- Perro (medido longitudinalmente) a 36-38°C, 10 Hz- 1 MHz, Epstein & Foster, 1983
- ▲ Oveja (medido longitudinalmente) a 20°C, 1 Hz- 100 KHz, Bodakian & Hart, 1994
- Perro (in situ), 1 Hz- 10 KHz, Schwan, 1956
- × Rata (in vivo, medido transversalmente) a 36-38°C, 1 Hz- 10 KHz, Gielen et al, 1984
- × Perro (medido transversalmente) a 36-38°C, 10 Hz- 1 MHz, Epstein & Foster, 1963
- + Oveja (medido transversalmente) a 20°C, 1 Hz- 100 KHz, Bodakian & Hart, 1994
- Rana (ir vivo) a 22°C, 0,2-8 GHz, Schwartz & Mealing, 1985
- Perro a 37°C, 0,1-100 MHz, Sloy et al, 1982
- ▲ Rata a 37°C, 0,1-100 MHz, Sloy et al, 1982
- Rata (in vivo) a 30-32°C, 0,1-10 GHz, Kraszewski et al, 1982
- Gato (in vivo) a 32-34°C, 0,1-8 GHz, Kraszewski et al, 1982
- Rana (ir vivo), 1-1000 KHz, Hart & Dunfee, 1993
- Perro a 25°C, 0,1-10 GHz, Schwan & Foster, 1977
- Cerdo (in vivo) a 34-36°C, 1-100 MHz, Hahn et al, 1960
- ▲ Gato (in vivo) a 30,1-34,1°C, 0,01-100 MHz, Surowiec et al, 1986
- ▲ Perro a 19-21°C, 0,1-10 GHz, Xu et al, 1967
- Rata (in vivo) a 37°C, 40-90 GHz, Joines et al, 1994
- Humano a 23-25°C, 50-900 MHz, Joines et al, 1994
- Humano, 0,04-10 GHz, Schwan, 1955
- Rata a 30°C, 0,1-2 GHz, Burdette et al, 1980
- Rata (in vivo) a 31°C, 0,1-2 GHz, Burdette et al, 1980
- Perro (ir vivo) a 34°C, 0,1-2 GHz, Burdette et al, 1980
- ▲ Oveja a 37°C, 1 MHz- 10 GHz, Gabriel et al, 1994
- Oveja y cerdo a 37°C, 20-100 MHz, Osswald, 1937

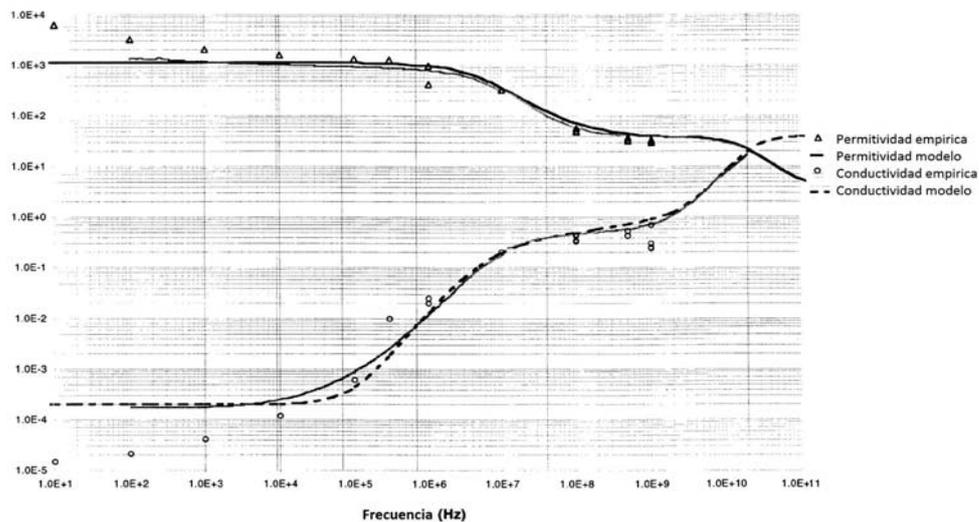
- Modelo paramétrico:



- Piel:
  - Literatura clásica:



- Modelo paramétrico:



Este anexo incluye los datos de los órganos más importantes modelados en el proyecto extraídos de [6]. Para las simulaciones se han usado los datos de [8] que contienen mayor detalle, más parámetros y existen para un mayor número de tejidos. Estos últimos datos se adjuntan en forma de archivos de texto plano con el proyecto.

## Anexo 2: Límites de exposición a la radiación establecidos por la ITU

Este anexo presenta una sinopsis de los límites de las directrices para delimitar la exposición a los campos eléctrico, magnético y electromagnético variables (hasta 300 GHz) publicadas por la Comisión Internacional sobre la protección contra radiaciones no ionizantes (ICNIRP, *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*). Se presentan los límites básicos (SAR y densidad de corriente) y los niveles de referencia de los campos.

Todo este contenido está recogido en [20], junto con una extensa explicación de todos los conceptos que intervienen.

Límites básicos:

Tipo de exposición	Gama de frecuencias	Densidad de corriente en la cabeza y el tronco ( $\text{mA/m}^2$ ) (valor eficaz)	SAR media en todo el cuerpo (W/kg)	SAR localizada (cabeza y tronco) (W/kg)	SAR localizada (extremidades) (W/kg)
Ocupacional	Hasta 1 Hz	40			
	1-4 Hz	$40/f$			
	4 Hz-1 kHz	10			
	1-100 kHz	$f/100$			
	100 kHz-10 MHz	$f/100$	0,4	10	20
	10 MHz-10 GHz		0,4	10	20
Público en general	Hasta 1 Hz	8			
	1-4 Hz	$8/f$			
	4 Hz-1 kHz	2			
	1-100 kHz	$f/500$			
	100 kHz-10 MHz	$f/500$	0,08	2	4
	10 MHz-10 GHz		0,08	2	4

NOTA 1 –  $f$  es la frecuencia en hertzios.

NOTA 2 – Debido a la inhomogeneidad eléctrica del cuerpo, las densidades de corriente deben promediarse en una sección de corte de  $1 \text{ cm}^2$  perpendicular a la dirección de la corriente.

NOTA 3 – Todos los valores de SAR han de promediarse en cualquier periodo de 6 minutos.

NOTA 4 – La masa de promediación de la SAR localizada es cualesquiera 10 g de tejido contiguo; la máxima SAR así obtenida debe ser el valor utilizado para estimación de la exposición.

Niveles de referencia:

Tipo de exposición	Gama de frecuencias	Intensidad de campo eléctrico (V/m)	Intensidad de campo magnético (A/m)	Densidad de potencia de onda plana equivalente $S_{eq}$ (W/m <sup>2</sup> )
Ocupacional	Hasta 1 Hz	–	$2 \times 10^5$	–
	1-8 Hz	20 000	$2 \times 10^5 f^2$	–
	8-25 Hz	20 000	$2 \times 10^4 f$	–
	0,025-0,82 kHz	$500/f$	$20/f$	–
	0,82-65 kHz	610	24,4	–
	0,065-1 MHz	610	$1,6/f$	–
	1-10 MHz	$610/f$	$1,6/f$	–
	10-400 MHz	61	0,16	10
	400-2000 MHz	$3f^{1/2}$	$0,008f^{1/2}$	$f/40$
2-300 GHz	137	0,36	50	
Público en general	Hasta 1 Hz	–	$2 \times 10^4$	–
	1-8 Hz	10 000	$2 \times 10^4 f^2$	–
	8-25 Hz	10 000	$5 000/f$	–
	0,025-0,8 kHz	$250/f$	$4/f$	–
	0,8-3 kHz	$250/f$	5	–
	3-150 kHz	87	5	–
	0,15-1 MHz	87	$0,73/f$	–
	1-10 MHz	$87/f^{1/2}$	$0,73/f$	–
	10-400 MHz	28	0,073	2
	400-2000 MHz	$1,375f^{1/2}$	$0,0037f^{1/2}$	$f/200$
2-300 GHz	61	0,16	10	

NOTA 1 –  $f$  es la indicada en la columna gama de frecuencias.

NOTA 2 – Para frecuencias entre 100 kHz y 10 GHz, el tiempo de promediación es de 6 minutos.

NOTA 3 – Para frecuencias hasta 100 kHz, los valores de cresta pueden obtenerse multiplicando el valor eficaz por  $\sqrt{2}$  ( $\approx 1,414$ ). Para impulsos de duración  $t_p$ , la frecuencia equivalente aplicable debe calcularse como  $f = 1/(2t_p)$ .

NOTA 4 – Entre 100 kHz y 10 MHz, los valores de cresta de las intensidades de campo se obtienen por interpolación desde 1,5 veces la cresta a 100 MHz hasta 32 veces la cresta a 10 MHz. Para valores que sobrepasen 10 MHz, se sugiere que la densidad de potencia de onda plana equivalente de cresta, promediada a lo largo de la anchura del impulso, no sobrepase 1 000 veces el límite  $S_{eq}$ , o que la intensidad de campo no sobrepase los niveles de exposición de intensidad de campo indicados en el cuadro.

NOTA 5 – Para frecuencias superiores a 10 GHz, el tiempo de promediación es de  $68f^{1,05}$  minutos ( $f$  en GHz).

### Anexo 3: Límites de exposición a radiación establecidos por el BOE

Este anexo presenta los límites de las directrices para delimitar la exposición a los campos eléctrico, magnético y electromagnético variables (hasta 300 GHz) publicadas por el Ministerio de Presidencia del Gobierno de España en [22], por Las Cortes de Castilla-La Mancha en [23] y el Parlamento de Navarra en [24]. Se presentan los límites básicos (SAR y densidad de corriente) y los niveles de referencia de los campos.

En los documentos ya referenciados se explica la elección de dichos valores.

- Gobierno de España:
  - Niveles básicos:

Gama de frecuencia	Inducción magnética (mT)	Densidad de corriente (mA/m <sup>2</sup> ) rms	SAR medio de cuerpo entero (W/kg)	SAR Localizado (cabeza y tronco) (W/kg)	SAR Localizado (miembros) (W/kg)	Densidad de potencia S (W/m <sup>2</sup> )
0 Hz	40	—	—	—	—	—
>0-1 Hz	—	8	—	—	—	—
1-4 Hz	—	8/f	—	—	—	—
4-1.000Hz	—	2	—	—	—	—
1.000 Hz-100 kHz	—	f/500	—	—	—	—
100 kHz-10 MHz	—	f/500	0,08	2	4	—
10 MHz-10 GHz	—	—	0,08	2	4	—
10-300 GHz	—	—	—	—	—	10

- Niveles de referencia:

Gama de frecuencia	Intensidad de campo E (V/m)	Intensidad de campo H (A/m)	Campo B (μT)	Densidad de potencia equivalente de onda plana (W/m <sup>2</sup> )
0-1 Hz	—	$3,2 \times 10^4$	$4 \times 10^4$	—
1-8 Hz	10.000	$3,2 \times 10^4/f^2$	$4 \times 10^4/f^2$	—
8-25 Hz	10.000	$4.000/f$	$5.000/f$	—
0,025-0,8 kHz	$250/f$	$4/f$	$5/f$	—
0,8-3 kHz	$250/f$	5	6,25	—
3-150 kHz	87	5	6,25	—
0,15-1 MHz	87	$0,73/f$	$0,92/f$	—
1-10 MHz	$87/f^{1/2}$	$0,73/f$	$0,92/f$	—
10-400 MHz	28	$0,73/f$	0,092	2
400-2.000 MHz	$1,375 f^{1/2}$	$0,0037 f^{1/2}$	$0,0046 f^{1/2}$	f/200
2-300 GHz	61	0,16	0,20	10

- Cortes de Castilla-La Mancha:
  - Niveles de referencia en suelo no urbano:

Gama de frecuencia	Intensidad de campo eléctrico (E) (V/m)	Intensidad de campo magnético (H) (A/m)	Densidad de potencia ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ )
10-150 kHz .....	58	3,3	—
0,15-1 MHz .....	58	0,5/f	—
1-10 MHz .....	$58/f^{1/2}$	0,5/f	—
10-400 MHz .....	19	0,05	90
400-2.000 MHz ....	$0,9/f^{1/2}$	$0,0025/f^{1/2}$	$f/4,50$
2-300 GHz .....	41	0,1	450

- Niveles de referencia en suelo urbano:

“En virtud del Principio de Precaución se ha considerado pertinente establecer, hasta que existan estudios científicos concluyentes sobre las consecuencias para la salud pública, un mayor margen de protección para emplazamientos en suelo urbano y para los grupos de población más vulnerables o sensibles a los campos electromagnéticos (niños, enfermos y mayores), y, en consecuencia, determinar como centros sensibles a aquellos centros o lugares donde se concentran o residen estos grupos de personas.

Se han considerado como centros sensibles los siguientes:

Escuelas infantiles y centros educativos.

Centros sanitarios, hospitales y geriátricos.

El nivel máximo permitido de exposición a los campos electromagnéticos no ionizantes en suelo urbano es de 10  $\text{IW}/\text{cm}^2$  independientemente de la frecuencia de radiación.

Residencias de ancianos.

En el interior de los centros adjetivados como sensibles, se establece un nivel máximo de densidad de potencia por portadora de 0,1  $\text{IW}/\text{cm}^2$ , para las frecuencias de telefonía móvil (GSM, DCS y UMTS).”

- Parlamento de Navarra:
  - Niveles de referencia en zonas no sensibles:

Gama de frecuencia	Intensidad de campo eléctrico (E) (V/m)	Intensidad de campo magnético (H) (A/m)	Densidad de potencia (W/m <sup>2</sup> )
9-150 KHz	58	3,3	—
0,15-1 MHz.	58	0,5/f	—
1-10 MHz.	58/f <sup>1/2</sup>	0,5/f	—
400-2.000 MHz.	19	0,05	—
2-300 GHz.	0,9 f <sup>1/2</sup>	0,0025 f <sup>1/2</sup>	0,9
	41	0,1	f/450
			4,5

- Niveles de referencia en zonas sensibles:

“Cuando en un radio de 100 metros de las infraestructuras de telecomunicación existan espacios calificados como sensibles, el titular de la infraestructura aportará un estudio específico en el que se detallen los niveles de emisión radioeléctrica calculados sobre dichos espacios, teniendo en cuenta, además, los niveles de emisión preexistentes en los mismos. En dicho estudio se justificarán las medidas adoptadas (altura, orientación, etc.), para minimizar los niveles de exposición en las susodichas zonas o espacios sensibles.

En los centros escolares queda prohibida la instalación de infraestructuras de telefonía móvil.”

## Anexo 4: Límites de exposición a radiación establecidos por normas internacionales

Este anexo presenta los límites de las directrices para delimitar la exposición a los campos eléctrico, magnético y electromagnético variables (hasta 300 GHz) publicadas a lo largo de los años por diferentes entidades internacionales. Todas ellas están extraídas de [18]. Se presentan los límites ocupacionales y generales propuestos por cada entidad.

- IRPA (*International Radiation Protection Association*), 1988:
  - Límite Ocupacional:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia equivalente de onda plana ( $P_{eq}$ )	
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	W/m <sup>2</sup>	mW/cm <sup>2</sup>
0.1-1	614	1.6/f	—	—
>1-10	614/f	1.6/f	—	—
>10-400	61	0.16	10	1
>400-2000	3 f <sup>1/2</sup>	0.008 f <sup>1/2</sup>	f/40	f/400
>2000-300,000	137	0.36	50	5

- Límite General:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia equivalente de onda plana ( $P_{eq}$ )	
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	W/m <sup>2</sup>	mW/cm <sup>2</sup>
0.01	87	0.23/f <sup>1/2</sup>	—	—
>1-10	187/f <sup>1/2</sup>	0.23/f <sup>1/2</sup>	—	—
>10-400	27.5	0.073	2	0.2
>400-2000	1.375 f <sup>1/2</sup>	0.0037 f <sup>1/2</sup>	f/200	f/2000
>2000-300,000	61	0.16	10	1

- Canadá, 1987:
  - Límite Ocupacional:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia (W/m <sup>2</sup> )
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.01-1.2	600	4.0	—
1.2-3	600	4.8/f	—
3-30	1800/f or 3120/f <sup>3/2</sup>	4.8/f	—
30-100	60 or 20	0.16	—
100-300	60 or 0.2 f	0.16	10
300-1500	3.45 f <sup>1/2</sup>	0.0093 f <sup>1/2</sup>	—
1500-300,000	140	0.36	50

- Límite general:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia (W/m <sup>2</sup> )
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.01-1.2	280	1.8	—
1.2-3	280	2.1/f	—
3-30	849/f or 1600/f <sup>3/2</sup>	2.1/f	—
30-100	28 or 10	0.07	—
100-300	28 or 0.1 f	0.07	2
300-1500	1.61 f <sup>1/2</sup>	0.004 f <sup>1/2</sup>	—
1500-300,000	60	0.16	10

- Suecia, 1988:
  - Límite ocupacional:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS	
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)
3-30	140 or 47	0.4 or 0.13
30-300	60 or 20 (hasta 60 MHz)	0.16 or 0.05
300-300,000	60	—

- República Federal Alemana, 1984:
  - Límite ocupacional y general:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia mW/cm <sup>2</sup>
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.01-0.03	2000 ( pico )	500 ( pico )	—
0.01-0.03	1500	350	—
0.03-2	1500	7.5/f	—
2-30	3000/f	7.5/f	—
30-3000	100	0.25	2.5
3000-12,000	1.83 f <sup>1/2</sup>	0.005 f <sup>1/2</sup>	0.0008 f
12,000-3,000,000	200	0.5	10

- Estados Unidos:
  - Límite ocupacional y general (ANSI), 1982:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia mW/cm <sup>2</sup>
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.3–3	632	1.6	100
3–30	1897/f	4.74/f	900/f <sup>2</sup>
30–300	63.2	0.16	1.0
300–1500	3.65 f <sup>1/2</sup>	0.009 f <sup>1/2</sup>	f/300
1500–100,000	141	0.35	5.0

- Límite ocupacional propuesto en 1985 por Gandhi:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia mW/cm <sup>2</sup>
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.003–0.1	614	163	—
0.1–3	614	16.3/f	—
3–30	1842/f	16.3/f	—
100–300	61.4	16.3/f	—
300–3000	61.4(f/300) <sup>1/2</sup>	0.163(f/300) <sup>1/2</sup>	f/300
3000–300,000	194	0.05	10

- Reino Unido, 1986:
  - Límite ocupacional para exposición superior a 2 horas:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia mW/cm <sup>2</sup>
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.05–0.3	2000	5/f	—
0.3–10	6 × 10 <sup>2</sup> /f	5/f	—
10–30	60	5/f	—
30–100	60	0.16	1
100–500	6 f <sup>1/2</sup>	0.016 f <sup>1/2</sup>	f/100
500–300,000	135	0.36	5

- Límite general para exposición diaria de 5 horas:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia mW/cm <sup>2</sup>
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.05–0.365	800	2/f	—
0.365–0.475	800	5.5	—
0.475–0.580	$3.8 \times 10^2/f$	5.5	—
0.580–10	$3.8 \times 10^2/f$	3.2/f	—
10–30	38	3.2/f	—
30–300	38	0.1	0.4
300–1500	$2.2 f^{1/2}$	$0.006 f^{1/2}$	f/750
1500–300,000	85	0.23	2.0

- Límite para radiaciones continuas en áreas residenciales:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia mW/cm <sup>2</sup>
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.05–1	170	0.46/f	—
1–10	170/f	0.46/f	8/f <sup>2</sup>
10–300	17	0.046	0.08
300–1500	f <sup>1/2</sup>	$2.6 \times 10^{-3} f^{1/2}$	f/3750
1500–300,000	40	0.1	0.4

- Unión Soviética, 1984:

- Límite ocupacional:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia mW/cm <sup>2</sup>
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.06–3	50	5 (up to 1.5 MHz)	
3–30	20	—	
30–50	10	0.3	
50–300	5	0.15	
300–300,000	—	—	0.2/t

- Límite general:

Frecuencia (MHz)	Nivel de campo RMS		Densidad de potencia mW/cm <sup>2</sup>
	Electrico E(V/m)	Magnetico H(A/m)	
0.03-0.3	25	—	—
0.3-3	15	—	—
3-30	10	—	—
30-300	3	—	—
300-30,000	—	—	0.01

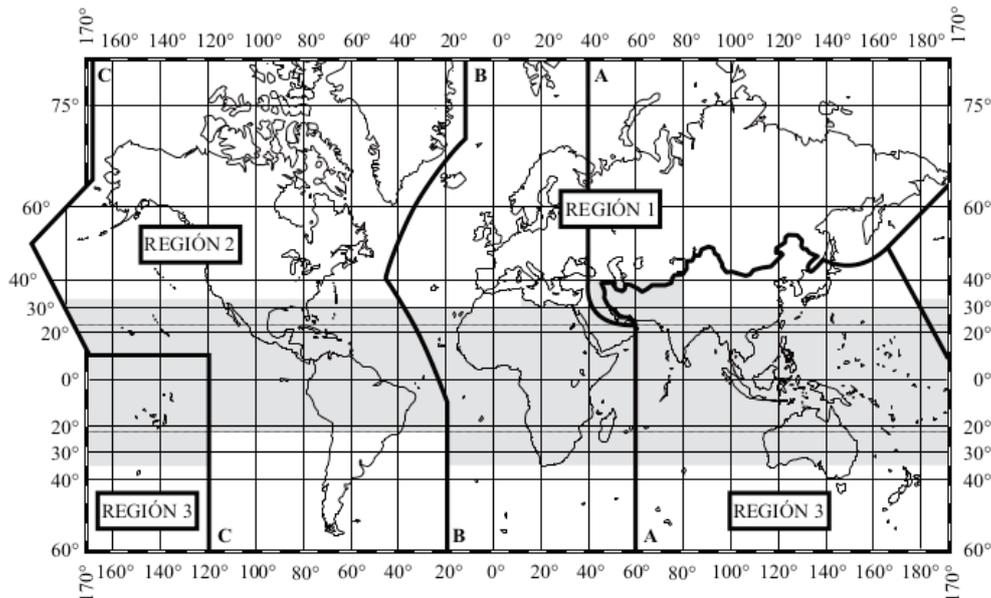
## Anexo 5: Límites de exposición a radiación utilizados en el proyecto

Gama de frecuencias	Intensidad de campo eléctrico (E) (V/m)	Intensidad de campo magnético (H) (A/m)	Densidad de potencia ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ )
Hasta 1 Hz	-	$2 \times 10^4$	-
1-8 Hz	10000	$2 \times 10^4 / f^2$	-
8-25 Hz	10000	$5000 / f$	-
0,025-0,8 KHz	$250 / f$	$4 / f$	-
0,8-3 KHz	$250 / f$	5	-
3-10 KHz	87	5	-
10- 150 KHz	58	3,3	-
0,15-1 MHz	58	$0,5 / f$	-
1-10 MHz	$58 / f^{1/2}$	$0,5 / f$	-
10-400 MHz	19	0,05	90
400-2000 MHz	$0,9 / f^{1/2}$	$0,0025 / f^{1/2}$	$f / 4,5$
2-300 GHz	41	0,1	450

## Anexo 6: Bandas ISM recomendadas por la ITU

Este anexo presenta las bandas recomendadas por la ITU en diversos artículos recogidos en [27] para usos industriales científicos y médicos (*ISM bands*) en cada región.

En los artículos 5.2 al 5.9 se presentan y describen las tres regiones en que divide la ITU el planeta desde el punto de vista de la atribución de las bandas de frecuencias. Estas regiones se pueden observar en el siguiente mapa:



Las bandas ISM se presentan en los artículos 5.138 y 5.150 y son las siguientes:

6 765-6 795 kHz (frecuencia central 6 780 kHz),

433,05-434,79 MHz (frecuencia central 433,92 MHz) en la Región 1, excepto en los países mencionados en el número 5.280,

61-61,5 GHz (frecuencia central 61,25 GHz),

122-123 GHz (frecuencia central 122,5 GHz),

244-246 GHz (frecuencia central 245 GHz),

13 553-13 567 kHz (frecuencia central 13 560 kHz),

26 957-27 283 kHz (frecuencia central 27 120 kHz),

40,66-40,70 MHz (frecuencia central 40,68 MHz),

902-928 MHz en la Región 2 (frecuencia central 915 MHz),

2 400-2 500 MHz (frecuencia central 2 450 MHz),

5 725-5 875 MHz (frecuencia central 5 800 MHz) y

24-24,25 GHz (frecuencia central 24,125 GHz)

## Anexo 7: Bandas recomendadas por la ETSI para implantes y equipos médicos

En este anexo se presentan las bandas que la ETSI asume que se deben usar para distintos tipos de dispositivos médicos y se presentan las aplicaciones que se recomiendan en los diferentes estándar y de estos dispositivos. Estos estándar son [28-31] y están basados en normas de varias organizaciones.

Estandar	Rango de frecuencias	Dispositivos
ETSI EN 301 489-31	9-315 KHz	Implantes médicos activos de ultra-baja potencia (ULP-AMI) y dispositivos periféricos relacionados (ULP-AMI-P)
ETSI EN 302 195	9-315 KHz	Implantes médicos activos de ultra-baja potencia (ULP-AMI)
ETSI EN 300 330	9 kHz-25 MHz o 9 KHz-30 MHz	Dispositivos de corto alcance (SRD)
ETSI EN 302 536	315-600 KHz	Dispositivos de corto alcance (SRD)
ETSI EN 300 220	25-1000 MHz	Dispositivos de corto alcance (SRD)
ETSI EN 302 510	30-37,5 MHz	Membranas médicas activas de ultra-baja potencia y accesorios
ETSI EN 302 537	401-402 MHz o 405-406 MHz	Dispositivos de corto alcance (SRD) y sistemas de servicio de datos médicos de ultra-baja frecuencia
ETSI EN 301 839	402-405 MHz	Dispositivos de corto alcance (SRD), implantes médicos activos de ultra-baja potencia (ULP-AMI) y dispositivos periféricos relacionados (ULP-AMI-P)
ETSI TR 101 445	862-870 MHz	Dispositivos de corto alcance (SRD) y equipamiento de

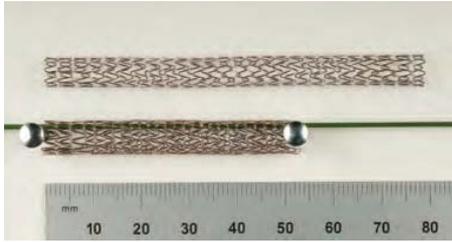
		identificación por radio frecuencia (RFID)
ETSI EN 302 208	865-868 MHz	Equipamiento de identificación por radio frecuencia (RFID)
ETSI TR 102 436	865-868 MHz	Dispositivos de corto alcance (SRD) y equipamiento de identificación por radio frecuencia (RFID)
ETSI EN 300 440	1-40 GHz	Dispositivos de corto alcance (SRD)
ETSI TR 101 557	1,785-2,5 GHz	Sistemas de redes médicas de área corporal (MBANSs)
ETSI TR 102 655	2,36-3,4 GHz	Dispositivos de corto alcance (SRD) e implantes médicos activos de baja potencia (LP-AMI)
ETSI EN 300 328	2,4 GHz	Equipamiento de transmisión de datos de banda ancha
ETSI EN 301 559	2,4835-2,5 GHz	Dispositivos de corto alcance (SRD) e implantes médicos activos de baja potencia (LP-AMI)

## Anexo 8: Densidad de los tejidos biológicos

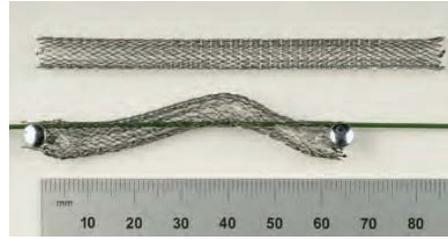
Se presenta una tabla con la densidad en kg/m<sup>3</sup> de varios tejido extraídos de [36].

<i>glándula suprarrenal</i>	1025	<i>musculo del corazón</i>	1060	<i>faringe</i>	0
<i>aire interno</i>	0	<i>hipocampo</i>	1039	<i>glándula pineal</i>	1050
<i>arteria</i>	1060	<i>hipófisis</i>	1066	<i>punte troncocefálico</i>	1039
<i>vejiga</i>	1040	<i>hipotálamo</i>	1050	<i>próstata</i>	1045
<i>vaso sanguíneo</i>	1060	<i>disco intervertebral</i>	1100	<i>grasa saturada</i>	916
<i>hueso cortical</i>	1990	<i>corteza renal</i>	1049	<i>piel</i>	1100
<i>materia gris</i>	1039	<i>médula renal</i>	1044	<i>cráneo</i>	1990
<i>materia blanca</i>	1043	<i>intestino grueso</i>	1044	<i>intestino delgado</i>	1044
<i>seno</i>	928	<i>lumen del intestino grueso</i>	-	<i>lumen del intestino delgado</i>	-
<i>bronquios</i>	1063	<i>laringe</i>	1082	<i>médula espinal</i>	1038
<i>lumen bronquial</i>	0	<i>hígado</i>	1050	<i>bazo</i>	1054
<i>cartilago</i>	1100	<i>pulmón</i>	655	<i>estómago</i>	1050
<i>cerebelo</i>	1040	<i>mandíbula</i>	1990	<i>lumen del estomago</i>	-
<i>liquido cefalorraquídeo</i>	1007	<i>medula osea</i>	1027	<i>dientes</i>	2160
<i>comisura anterior</i>	1043	<i>bulbo raquídeo</i>	1039	<i>ligamento del tendón</i>	1110
<i>comisura posterior</i>	1043	<i>menisco</i>	1098	<i>testículo</i>	1044
<i>tejido conectivo</i>	1013	<i>mesencéfalo</i>	1039	<i>tálamo</i>	1039
<i>cornea</i>	1076	<i>mucosa</i>	1050	<i>timo</i>	1026
<i>diafragma</i>	1041	<i>musculo</i>	1041	<i>glándula tiroides</i>	1050
<i>cartilago de la oreja</i>	1100	<i>nervio</i>	1038	<i>lengua</i>	1041
<i>piel de la oreja</i>	1100	<i>ovario</i>	1048	<i>tráquea</i>	1100
<i>epidídimo</i>	1050	<i>páncreas</i>	1045	<i>lumen de la tráquea</i>	0
<i>esófago</i>	1040	<i>rótula</i>	1990	<i>uréter y uretra</i>	1056
<i>lumen del esófago</i>	1050	<i>pene</i>	1060	<i>útero</i>	1052
<i>crystalino</i>	1090	<i>grasa</i>	916	<i>vagina</i>	1044
<i>esclerótica del ojo</i>	1032	<i>vesicula biliar</i>	1026	<i>vena</i>	1060
<i>humor vitrio del ojo</i>	1009	<i>lumen del corazón</i>	1060	<i>vértebra</i>	199

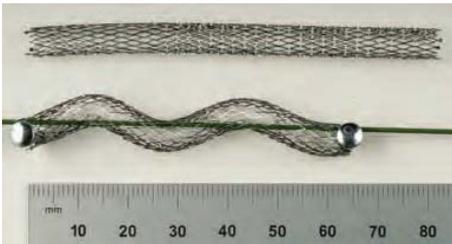
## Anexo 9: Catálogo de los diferentes stent vasculares disponibles en el mercado



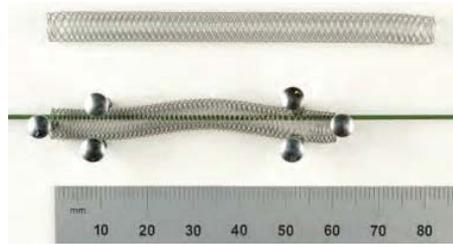
GORE® TIGRIS® Vascular Stent  
Diámetro: 5-8 mm



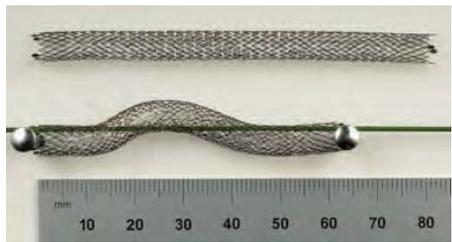
Cordis S.M.A.R.T.® CONTROL® Stent  
Diámetro: 6-8 mm



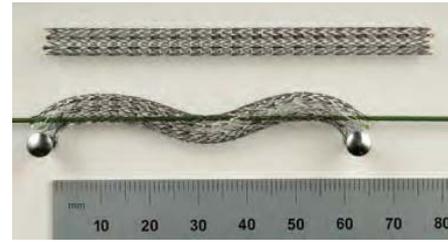
Covidien PROTEGE® EVERFLEX® Stent  
Diámetro: 5-8 mm



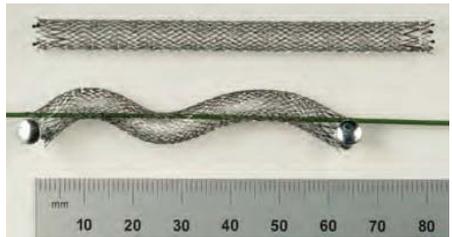
IDEV® SUPERA® Stent  
Diámetro: 4.5-6.5 mm



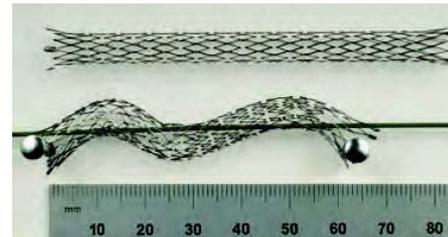
OptiMed SINUS-SUPERFLEX Stent  
Diámetro: 3-12 mm



COOK® ZILVER® PTX Stent  
Diámetro: 6-8 mm



BARD® LIFESTENT® Vascular Stent  
Diámetro: 5-7 mm



BARD® LUMINEXX® Stent  
Diámetro: 4-14 mm

## Referencias:

- [1] Teoría Electromagnética, William Hayt y John Buck, Séptima edición, McGraw Hill, 2006
- [2] Teoría de antenas, Jaume Anguera y Antonio Pérez, La Salle Ingeniería i arquitectura (Universitat Ramon Llull), 2008
- [3] Guías de onda, resonadores y fibra óptica - Julio César García Álvarez, M.Sc., Universidad Nacional de Colombia - Sede Manizales Manizales – Colombia – 2004
- [4] Guía de estudio comunicaciones I - Julio César García Álvarez, M.Sc., Universidad Nacional de Colombia - Sede Manizales Manizales – Colombia – 2004,  
(<http://www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040050/index.html>)
- [5] Electrical properties of tissues, Damijan Miklavcic, Natasa Pavseli (University of Ljubljana - Ljubljana, Slovenia) y Francis X. Hart (University of the South - Sewanee, Tennessee)
- [6] The dielectric properties of biological tissues: I, II y III, C. Gabriel, S. Gabriel y E. Corthout, Physics Department of King's College - Strand, London WC2R 2LS – UK
- [7] Medición de las propiedades eléctricas de la sangre humana utilizando un arreglo de microelectrodos coplanares, J. Prado Olivares, R. Gómez, J. Díaz Carmona, J.A. Padilla Medina y M. Nadi, Revista mexicana de ingeniería biomédica – Vol. XXX Num. 1 – Julio 2009 – pp 18-24
- [8] <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>
- [9] Prospección de radiación electromagnética ambiental no ionizante – Radiación de radiofrecuencias: Consideraciones biofísicas, biomédicas y criterios para el establecimiento de estándares de exposición – Volumen II, Adolfo Portela, Jorge Juan Skvarca, Edgardo B. Matute Bravo y Luis A. Loureiro, Dirección nacional de calidad ambiental – Secretaria de Salud (Ministerio de salud y acción social)
- [10] Diccionario de química física, J. M. Costa
- [11] Contribución al estudio de antenas cercanas de cuerpos conductores aplicando el método de los momentos y modelado por hilos, Jose Luis Fernandez Jambriña, Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Madrid
- [12] Resolución numérica de campos electromagnéticos, Julian Barquin, Universidad Pontificia Comillas
- [13] Implementación de métodos para el análisis electromagnético de medios periódicos: aplicación en longitudes de onda óptica y optimización computacional, Jorge Frances Monllor, Tesis doctoral, Universidad de Alicante
- [14] Computational electromagnetics numerical methods (<http://martov.com/methods.html>)
- [15] Consideraciones físicas sobre la interacción de los campos electromagnéticos con los sistemas biológicos, Miguel Sancho, Universidad Complutense, Madrid
- [16] Applications of RF/Microwaves in Medicine, Arye Rosen, Maria A. Stuchly and André Vander Vorst
- [17] Radiofrequency/microwave radiation biological effects and safety standards: a review, Scott M. Bolon
- [18] Biological effects and medical applications of electromagnetic energy, Om P. Gandhi, Prentice Hall
- [19] IEC TC106 Normas para la Evaluación de la Exposición de los Seres Humanos a los Campos Eléctricos, Magnéticos y Electromagnéticos, de 0 a 300 GHz
- [20] UIT-T K.52 (12/2004), Protección contra interferencias
- [21] [https://es.wikipedia.org/wiki/Citoplasma#/media/File:Biological\\_cell.svg](https://es.wikipedia.org/wiki/Citoplasma#/media/File:Biological_cell.svg)
- [22] BOE nº 234 36217, 29/09/2001
- [23] BOE nº 227 35212, 21/09/2001, Castilla-La Mancha
- [24] BOE nº 129 19242, 30/05/2002, Navarra

- [25] Recomendacion europea 1999/519/CE
- [26] Directiva europea 2012/11/UE
- [27] Reglamento de Radiocomunicaciones Vol. I, II, III y IV, ITU, 2012
- [28] ERC Recommendation 70-03
- [29] ETSI EN 301 839 V1.3.1 (2009-10)
- [30] ETSI TR 101 557 V1.1.1 (2012-02)
- [31] ETSI TR 102 655 V1.1.1 (2008-11)
- [32] Manual Merck para el hogar (<http://www.manualmerck.com.mx/index.html>)
- [33] <http://craig.bonsignore.com/2012/10/07/open-3d-human-anatomy/>
- [34] <http://www.thingiverse.com/thing:751829>
- [35] <http://tf3dm.com/3d-model/musculature-model-12902.html>
- [36] [http://stanford.edu/~sujason/MR/TissueParameters\\_VirtualFamily.pdf](http://stanford.edu/~sujason/MR/TissueParameters_VirtualFamily.pdf)
- [37] La seguridad de mañana: Estado del arte sobre la Seguridad en los Dispositivos Médicos Implantables, Carmen Cámara, Pedro Peris-Lopez y Benjamín Ramos, Universidad Carlos III de Madrid
- [38] Metodología para el desarrollo de dispositivos médicos basados en el empleo de polímeros activos como sensores y actuadores, Andrés Díaz Lantada, tesis doctoral, Universidad politécnica de Madrid
- [39] Stents Bioabsorbibles. Resultados e indicaciones actuales, Dra. Alfonsina Candiello, ICBA
- [40] <http://www.buffalo.edu/news/releases/2010/02/10938.html>
- [41] <http://www.elhospital.com/temas/Solucion-para-alimentacion-inalambrica-de-dispositivos-medicos-implantables+98670>
- [42] Redes inalámbricas para los nuevos servicios personales de e-salud basados en tecnologías de inteligencia ambiental, José Luís Monteagudo Peña, Oscar Moreno Gil, Jorge García Pérez y Juan Reig Redondo, Instituto de Salud Carlos III
- [43] Home telemonitoring of vital signs and cardiorespiratory signals in chronic heart failure patients, G.D. Pinna, R. Maestri, S. Caponiolla, M. T. La Rovere, D. Andrews, P. Johnson y A. Mortara
- [44] Fully implantable blood pressure sensor for hypertonic patients, W. Mokwa H. Fassbender, K. Trieu M. Görtz, T. Schmitz-Rode U. Urban, P. Osypka T. Götttsche
- [45] Wireless sensor and data transmission needs and technologies for patient monitoring in the operating room and intensive care unit, M. Paksuniemi, H. Sorvoja, E. Alasaarela, R. Myllylä, University of Oulu, Finland
- [46] Dispositivos medicos, Dr. Fernando Piña Baca, Consultoria OPS-DIGEMID
- [47] A Wireless and Batteryless 10-Bit Implantable Blood Pressure Sensing Microsystem With Adaptive RF Powering for Real-Time Laboratory Mice Monitoring, Peng Cong, Nattapon Chaimanonart, Wen H. Ko and Darrin J. Young
- [48] Intravascular pressure monitoring system, Uwe Schnakenberg, Clemens Krüger, Joachim-Georg Pfeffer, Wilfried Mokwa, Gerd vom Bögel, Rolf Günther, Thomas Schmitz-Rode
- [49] Patente europea EP 1 115 329 B1
- [50] Patente estadounidense 4,127,110
- [51] Implantable Sensor System for Remote Detection of a Restenosis Condition, J.A. Miguel, Y. Lechuga, R. Mozuelos, and M. Martínez, University of Cantabria
- [52] Mechanical Properties of the GORE® TIGRIS® Vascular Stent
- [53] Manual introductorio a HFSS, Valeria Tapia L. y Patricio Mena M., Facultad de ciencias físicas y matemáticas
- [54] <http://www.estrategiasdeinversion.com/comunicados/20110405/decision-fcc-sobre-uso-metodo-elementos-finitos-transmisores>

- [55] On the Use of Smart Stents for Monitoring In-Stent Restenosis, Kamyar Keikhosravy, Arash Zargaran-Yazd, and Shahriar Mirabbasi
- [56]-<https://teamgateau.wordpress.com/2013/10/07/le-progres-trop-robot-pour-etre-vrai-jacques-prevert/>
- [57] Patente española 2 184 838
- [58] The International Civil Service: Changing Role and Concepts, Norman A. Graham y Robert S. Jordan
- [59] Hurt W D 1985 Multiterm Debye dispersion relations for permittivity of muscle IEEE Trans. Biomed. Eng. 32 60–4