

UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
Facultad de Ingeniería

RF IMPLANTABLE

Nicolás Barabino Espinosa
Stefano Ghiardo Fantin
Pablo Pieri Bausero

Tutores
Juan Pechiar – Fernando Silveira

26 de junio de 2008

Resumen

El presente documento trata sobre el análisis, diseño y caracterización de un sistema de radiofrecuencia de bajo consumo para dispositivos médicos implantables.

El componente diseñado trabaja en la banda MICS (402 – 405 MHz), especialmente pensada para aplicaciones médicas, y está constituido por un microcontrolador, un transceiver, una antena y su red de adaptación. El microcontrolador y el transceiver utilizados están orientados hacia aplicaciones de bajo consumo, requisito de gran importancia a la hora de diseñar un dispositivo médico implantable.

El presente documento adjunta además los esquemáticos y el *layout* de la placa diseñada, así como su BOM (*Bill of Materials*). También se incluyen los modelos CAD de las antenas construidas y efectivamente probadas.

Es importante mencionar que existe mucha información que no pudo ser incluida en este documento, ya que para ello el lector debe suscribir un acuerdo de confidencialidad con *Zarlink Semiconductor*, fabricante del transceiver utilizado en este proyecto.

Agradecimientos

A la empresa CCC del Uruguay y a su personal, por su constante apoyo en todas las etapas del proyecto. Deseamos agradecer especialmente la colaboración de Fernando Cabrera, Ernesto Copello, Federico de Mula, Mathías de Souza, Raúl Garreta, Leticia González, Lucía Guidali, Gabriel Ottonelli, José Pereira, Matías Pereyra, Ericka Porta, Camilo Romero, Carlos Santana, Oscar Sanz, Damián Uriarte, Daniel Villamil y Agustín Villavedra.

A Dionisio Russo, por habernos cedido gentilmente el *Admittance Meter* de *General Radio*, y por el préstamo de unos cuantos conectores propios.

A José Luis Villa, quien se ofreció a ayudarnos en las primeras pruebas con las antenas fabricadas.

A Julia Demasi, por la ayuda para conseguir material bibliográfico.

A Brian Comer y Jeff Kuhn, de Zarlink Semiconductor, que vía email nos aconsejaron y explicaron sobre el funcionamiento del transceiver.

A Soda Stéreo, por acompañarnos en las largas tardes de trabajo.

A nuestros tutores, Fernando y Juan, por la dedicación mantenida a lo largo de todo el proyecto y por la gran cantidad de horas dedicadas al mismo.

Finalmente, a nuestras familias y amigos, que son siempre fuente de motivación.

Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Antecedentes	2
1.3. Requerimientos	2
1.4. Estructura de la documentación	3
2. Normas sobre uso de radiofrecuencia	5
2.1. Introducción	5
2.2. Radiofrecuencia y salud humana	6
2.2.1. Consideraciones previas	6
2.2.2. Recomendaciones de la ICNIRP	6
2.2.2.1. Magnitudes físicas para establecer restricciones de exposición	7
2.2.2.2. Restricciones para las posibles frecuencias de trabajo	7
2.3. Bandas de frecuencia	8
2.3.1. MICS	8
2.3.1.1. Requerimientos para el uso de la banda MICS	9
2.3.1.2. Ensayos para la aprobación de las normas de FCC	11
2.3.1.3. Sobre MICS y normas de radiofrecuencia y salud humana	12
2.3.2. ISM	12
2.3.2.1. Requerimientos que se deben cumplir con las bandas ISM	12
3. Transceiver	15
3.1. Banda elegida para el sistema	15
3.2. Transceivers para la banda MICS	15
3.2.1. Transceiver de Zarlink	16
3.2.1.1. <i>ZL70101 Medical Implantable RF Transceiver</i>	16
3.2.2. Transceivers de AMIS	17
3.2.2.1. <i>AMIS-52100 Low-Power Transceiver with Clock and Data Recovery</i>	17
3.2.2.2. <i>AMIS-53000 Frequency Agile Transceiver</i>	17
3.2.3. Comparación	18
3.2.3.1. Velocidad de transmisión	18
3.2.3.2. Consumo	18
3.2.3.3. Interfaz con la aplicación	22
3.2.3.4. Soporte técnico	22
3.3. Transceiver elegido: el <i>ZL70101</i>	22
3.3.1. Razones de la elección	22
3.3.2. Descripción del transceiver	23
3.3.2.1. Funcionalidades adicionales	23
3.3.2.2. Presentación	24
3.3.2.3. Modos de operación	24
3.3.2.4. Métodos de wake-up	25
3.3.2.5. Registros	25

3.3.2.6.	Pines importantes	25
4.	Descripción general del sistema	27
4.1.	Introducción	27
4.2.	Kit de desarrollo	27
4.2.1.	Hardware	27
4.2.1.1.	Placa ADP 100	28
4.2.1.2.	Placa AIM 100	28
4.2.1.3.	Placa BSM 100	28
4.2.1.4.	Placa MTA 100	28
4.2.1.5.	Placa PCA 100	29
4.2.2.	Firmware	30
4.2.3.	Software	30
4.3.	Componente diseñado	30
4.4.	Funcionamiento de la comunicación	31
4.4.1.	Wakeup packet	32
4.4.2.	Estructura de paquetes usando MICS	32
5.	Antenas	33
5.1.	Desafíos de las antenas para implantables	33
5.1.0.1.	Las propiedades eléctricas del medio	33
5.1.0.2.	El encapsulado de los implantables	35
5.1.0.3.	Las dimensiones de la antena	36
5.1.0.4.	Adaptación de impedancia	37
5.2.	Requerimientos de la antena	37
5.2.0.5.	Directividad	37
5.2.0.6.	Eficiencia	38
5.2.0.7.	SAR	39
5.2.0.8.	Impedancia	39
5.2.0.9.	Polarización	39
5.3.	Antenas utilizadas para implantables	39
5.3.1.	Antenas parche	40
5.3.2.	Antenas de halo	42
5.3.3.	Dipolos y monopolos eléctricos	49
5.4.	Sobre medidas y simulaciones	52
5.4.1.	Medidas	52
5.4.2.	Simulaciones	56
5.5.	Diseños preliminares para pruebas de antenas	56
5.5.1.	Halos	56
5.5.1.1.	Bobinas	57
5.5.1.2.	Halos grandes en el cuello	57
5.5.2.	Circunferenciales	58
5.5.3.	Monopolos <i>top loaded</i>	58
5.6.	Antenas para los prototipos de implantables	60
5.6.1.	Antena N°1	60
5.6.2.	Antena N°2	61
5.6.3.	Antena N°3	63
6.	Diseño de hardware	65
6.1.	Introducción	65
6.2.	Características generales del diseño	65
6.3.	Microcontrolador	65
6.3.1.	Elección del microcontrolador	65
6.3.2.	El microcontrolador MSP430F1611	66

6.3.3.	Configuración del microcontrolador en la aplicación	67
6.3.3.1.	Relojes	67
6.3.3.2.	Interfaz SPI	67
6.3.3.3.	Puertos de I/O de propósito general	67
6.4.	Configuración del transceiver	68
6.5.	Alimentación y programación	68
6.5.1.	Alimentación	68
6.5.2.	Programación	68
6.6.	Red de adaptación de impedancia	69
6.6.1.	Introducción	69
6.6.2.	Teoría de la adaptación de impedancias	69
6.6.3.	Adaptación de impedancia para el ZL70101	69
6.6.4.	Funciones de la red de adaptación para el ZL70101	70
6.6.4.1.	Transmisión y recepción a 400 MHz	70
6.6.4.2.	Recepción a 2.45 GHz	70
6.6.4.3.	Mejoras propuestas por Zarlink	70
6.6.5.	Diseño de la red de adaptación	71
6.6.5.1.	Adaptación a 2.45 GHz	71
6.6.5.2.	Adaptación a 400 MHz	72
6.6.5.3.	Implementación final	72
6.7.	Diseño del PCB	74
6.7.1.	Alimentación	74
6.7.2.	Plano de tierra	75
6.7.3.	Capacitores e inductancias de la red de adaptación	75
6.7.4.	Conector para la antena	76
6.8.	Esquemático y layout	76
7.	Descripción del firmware	77
7.1.	Introducción	77
7.2.	Firmware de Zarlink	77
7.2.1.	Estructura	77
7.2.1.1.	Inicializaciones	77
7.2.1.2.	Atención de interrupciones	78
7.2.1.3.	Atención de tareas pendientes	79
7.3.	Firmware de RF Implantable	79
7.3.1.	Estructura	79
7.3.2.	Principales diferencias respecto del código de Zarlink	79
7.3.2.1.	Tamaño de código	79
7.3.2.2.	Optimización para bajo consumo	80
7.3.3.	Funcionalidades adicionales	80
7.3.3.1.	Eco	81
7.3.3.2.	Calibración remota	81
7.3.3.3.	Medida de RSSI remota	82
7.3.4.	Versiones adicionales	82
7.3.4.1.	Versión PseudoMarker	82
7.3.4.2.	Versión Carrier Wave	83
7.3.5.	Modificaciones posteriores	83
8.	Caracterización del sistema	85
8.1.	Introducción	85
8.2.	Prototipos construidos	85
8.3.	Pruebas de interferencia electromagnética	86
8.3.1.	Compatibilidad con sistemas Bluetooth	86
8.3.2.	Interferencia sobre circuito de sensado	87

8.3.3.	Interferencia sobre módulo de respuesta en frecuencia	89
8.4.	Medidas de potencia	90
8.4.1.	Prueba de red de adaptación	90
8.4.2.	Potencia en función de la alimentación	92
8.5.	Medidas de consumo	95
8.5.1.	Consumo para el sistema activo	95
8.5.2.	Consumo en reposo	97
8.6.	Medidas de alcance	98
8.6.1.	Medio para pruebas del enlace	98
8.6.2.	Ajustes previos de las antenas	98
8.6.3.	Pruebas indoor	100
8.6.3.1.	Procedimiento de medida y resultados	100
8.6.3.2.	Problemas de propagación indoor	103
8.6.4.	Pruebas outdoor	104
9.	Conclusiones	105
9.1.	Conclusiones generales	105
9.2.	Sobre el cumplimiento de normas para radiofrecuencia	105
9.3.	Sobre el transceiver elegido	105
9.4.	Sobre las antenas	106
9.5.	Sobre el diseño de hardware	106
9.6.	Sobre el firmware	106
9.7.	Sobre el cumplimiento de los requerimientos	107
	Apéndices	108
A.	Evaluación del plan de proyecto	109
A.1.	Distribución de horas	109
A.2.	Riesgos del proyecto	109
A.2.1.	Pérdida total o parcial de la documentación adquirida y/o generada	109
A.2.2.	No conseguir el transceiver necesario	110
A.2.3.	No conseguir el software necesario	110
A.2.4.	Requerir la creación de nuevo firmware	110
A.2.5.	No conseguir los componentes apropiados para la adaptación de impedancias	110
A.2.6.	Descubrir que la interferencia electromagnética generada no se puede atenuar/evitar	110
A.2.7.	Requerir el diseño y construcción de un dispositivo externo para la comunicación con el implantable completamente distinto al primero	110
A.2.8.	No conseguir el material adecuado para la construcción de la antena	111
A.2.9.	Que la construcción del prototipo final en el exterior demore más tiempo del previsto	111
A.2.10.	Mal funcionamiento del prototipo final	111
B.	Conceptos básicos sobre antenas	113
B.1.	Definición de antena	113
B.2.	Parámetros de antenas	113
B.2.1.	Patrón de radiación	113
B.2.1.1.	Definiciones previas	113
B.2.1.2.	Definición	114
B.2.1.3.	Regiones del campo de una antena	114
B.2.2.	Directividad (D)	114
B.2.3.	Eficiencia de radiación (e_r)	115
B.2.4.	Ganancia (G)	115
B.2.5.	Polarización	116

<i>CONTENIDO</i>	XI
B.2.6. Ancho de banda	116
B.2.7. Impedancia de entrada	116
C. Patentes de antenas implantables	117
D. Reglas de diseño de PCBs en radiofrecuencia	119
D.1. Lineamientos generales	119
D.2. Componentes	119
D.2.1. Modelos para alta frecuencia	119
D.2.1.1. Capacitores	119
D.2.1.2. Inductancias	120
D.2.2. Criterios de selección de componentes	120
D.3. Plano de tierra	121
D.4. Alimentación	121
D.4.1. Criterios generales	121
D.4.2. Capacitores de desacople	122
D.5. Pistas	123
D.5.1. Dimensiones	123
D.5.2. Distancia entre pistas	123
D.5.3. Esquinas en el ruteo	123
E. Esquemático y layout de la placa diseñada	125
F. Bill of Materials	133
G. Inicialización del transceiver	135
H. Medida de batería	137
I. Medidas PseudoMarker	139
I.1. Medidas de tiempo	139
I.2. Medidas de consumo	140
J. Medidas outdoor	141
K. Herramientas utilizadas	143
K.1. 4NEC2	143
K.2. GNU Octave	143
K.3. Inkscape	143
K.4. L ^A T _E X	143
K.5. linSmith	143
K.6. MatLab	144
K.7. OrCAD	144
K.8. SMITH	144
K.9. Subversion	144
K.10. TI Code Composer Essentials Evaluation	144
L. Contenido del CD	147
L.1. Estructura del CD	147
L.2. Descripción de los archivos	147
L.2.1. Antena	148
L.2.2. Descripción general del sistema	148
L.2.3. Diseño de hardware	149
L.2.4. Normas sobre uso de RF	149
L.2.5. Reglas de diseño de PCBs en RF	149

L.2.6. Transceiver	150
L.3. Requerimientos del sistema	150
Bibliografía	151

Tabla de figuras

2.1. Pérdidas en el tejido por atenuación, reflexión y totales. Figura extraída de <i>Tech Insider: Medical Technology Gets a Shot in the Arm</i> [13].	9
3.1. Diagrama de bloques simplificado del ZL70101. Figura tomada de [25].	24
3.2. ZL70101 en encapsulado QFN de 48 pines. El <i>thermal pad</i> no resulta visible en esta toma.	25
4.1. Fotografía del módulo del IMD compuesto por las placas: AIM 100, ADP 100 y PLA 100 (antena “implantable”).	28
4.2. Fotografía del módulo de la estación base compuesto por las placas: BSM 100, ADP 100 y su respectiva antena.	29
4.3. Componentes del kit de Zarlink.	29
4.4. Direcciones de la comunicación a 400 MHz y 2.45 GHz.	31
5.1. La ubicación del marcapasos en el cuerpo. (1) Marcapasos, (2) Electrodo, (3) Cables entrando por una vena, (4) Corazón. Figura extraída de [31].	34
5.2. Marcapasos Teros 503, de CCC del Uruguay. Las dimensiones de este modelo son $49 \times 38 \times 7$ mm. Figura extraída de [35].	36
5.3. Patrón de radiación para una antena implantada. Figura extraída de [32].	38
5.4. Esquema de una antena parche. Figura extraída de [39].	40
5.5. Antena PIFA del tipo espiral diseñada para dispositivos implantables. En la fotografía, la antena se encuentra sin el superstrato. Figura extraída de [44].	41
5.6. Un feedthrough.	42
5.7. Ejemplos de antenas de halo.	42
5.8. Patrón de radiación para un dipolo magnético. Se observa un corte en el plano perpendicular a la sección del halo. Figura extraída de [49].	43
5.9. Influencia de la distancia entre vueltas en la resistencia de pérdidas. Figura extraída de [48].	45
5.10. Antena de halo diseñada para un teléfono móvil. La alimentación se encuentra en el terminal de la derecha del halo, el de la izquierda se encuentra conectado eléctricamente a la caja. Figura extraída de [55].	47
5.11. Patrón de radiación en el aire libre para la antena de la figura 5.10, a 900 MHz. Planos xy , xz e yz . En el plano xz se indica con las barras el mismo plano que en la figura 5.8, para facilitar la comparación. Figura extraída de [55].	48
5.12. Efecto de la distancia con la interfaz según la orientación. El valor graficado es el cociente entre la impedancia y la impedancia al aire libre. Figura extraída de [53].	49
5.13. Dipolo de media longitud de onda. Figura extraída de [48].	50
5.14. Modelo de una antena circunferencial, sobre una caja cilíndrica de latón de 50 mm de diámetro. Figura tomada de [32].	50
5.15. Ejemplos de <i>volume loading</i> . Figura extraída de [37].	51
5.16. Medidor de admitancias GR 1602-B.	53
5.17. Dipolo alimentado por un coaxial sin <i>balun</i> . Figura extraída de [48].	54

5.18. Patrón de radiación medido para un dipolo, con (izquierda) y sin <i>balun</i> (derecha).	54
5.19. Algunas de las bobinas recubiertas con resina epoxy.	57
5.20. Algunos de los primeros prototipos de halos en el cuello.	58
5.21. Prototipos para antenas circunferenciales.	59
5.22. Prototipos de monopolos top loaded.	59
5.23. Ejemplos de patrón de radiación y distribución de corrientes para los monopolos top-loaded.	59
5.24. Antena N°1.	60
5.25. Patrón de radiación y distribución de corrientes para la antena N°1, simulada en el aire.	61
5.26. Distribución de corrientes para una variante de la antena, con los terminales de tierra y alimentación intercambiados.	62
5.27. Modelo CAD de la antena N°2.	62
5.28. Dimensiones de la antena N°2.	63
5.29. Antena N°3.	63
6.1. Generador alimentando una carga. Sin (a) y con (b) red de adaptación.	69
6.2. Topologías comunes para redes de adaptación de impedancia. Redes L (a), T (b) y π (c).	70
6.3. Agregado de un inductor entre RF_TX y RF_RX en la red de adaptación de Zarlink.	71
6.4. Red de adaptación para 2.45 GHz. C1 es el capacitor en serie, L1 el inductor en paralelo y Cxver el capacitor variable del transceiver.	71
6.5. Red de adaptación para 400 MHz. C1 y C2 conforman las <i>patas</i> de la letra π , y L1 es el inductor que completa la red.	72
6.6. Implementación final de la red.	72
6.7. Diagrama de Smith para la red de adaptación a 2.45 GHz.	73
6.8. Diagrama de Smith para la red de adaptación a 400 MHz.	74
6.9. Alimentación del microcontrolador en el layout diseñado. Los pines 1 y 64 del microcontrolador corresponden a DVCC y AVCC, respectivamente, mientras que los pines 62 y 63 corresponden a AVSS y DVSS, respectivamente. Como referencia, el pin 1 es el que se ubica más a la izquierda dentro de la fila horizontal de pines.	74
6.10. Ruteo en estrella de la alimentación.	75
8.1. Prototipos construidos.	87
8.2. Medidas de potencia de salida.	91
8.3. Potencia de salida del sistema en función del valor de RF_TX para RF_RX y MATCH1 en sus valores mínimos.	92
8.4. Potencia de salida, corriente consumida y potencia consumida de la fuente en función del voltaje de alimentación.	94
8.5. Eficiencia en potencia en función del voltaje de alimentación.	94
8.6. Señales observadas con el osciloscopio para una medida de consumo típica.	96
8.7. Medio para pruebas de alcance.	99
8.8. Comparación de las propiedades del líquido simulador con las del tejido músculo humano. Se observan la constante dieléctrica (o) y conductividad (x) del fluido y las mismas propiedades del tejido muscular humano (línea continua). Figura extraída de [19].	99
8.9. Plano de la habitación utilizada para los ensayos indoor.	101
8.10. Resultados del prototipo 2 para cada modulación.	102
8.11. Resultados del prototipo 3 para cada modulación.	102
8.12. Resultados del prototipo 4 para cada modulación.	102
8.13. Resultados del prototipo 5 para cada modulación.	103
8.14. Comparación entre la potencia recibida en una habitación cerrada y en el espacio libre. Figura extraída de [32].	103
8.15. Arreglo experimental para las pruebas outdoor.	104

B.1. Regiones del campo de una antena. Figura extraída de [48].	115
B.2. Circuitos equivalentes para una antena en transmisión y recepción (figura extraída de [48]).	116
D.1. Modelo de capacitor a alta frecuencia.	120
D.2. Modelo de inductancia a alta frecuencia	120
D.3. Curvas típicas de inductancia de un capacitor para un mismo valor y distintos encapsulados. Figura tomada de [72].	122
D.4. Curva de inductancia para un arreglo de tres capacitores en paralelo con valores y encapsulados que van en descenso. Figura tomada de [72].	122
E.1. Microcontrolador y transceiver. Primera versión.	126
E.2. Antena y red de adaptación. Primera versión.	127
E.3. Conectores. Versiones primera y final.	128
E.4. Microcontrolador y transceiver. Versión final.	129
E.5. Antena y red de adaptación. Versión final.	130
E.6. Cara superior de la placa. El layout final es idéntico a éste, a excepción de que se elimina la pista que conecta la red al capacitor MATCH2 del chip.	131
E.7. Cara inferior de la placa. Versiones primera y final.	132
J.1. Resultados del prototipo 3 para cada modulación.	142
J.2. Resultados del prototipo 4 para cada modulación.	142

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Desde la creación del primer marcapasos a la actualidad, siempre ha existido la necesidad de contar con un sistema de telemetría en los dispositivos médicos implantables. Las razones de esto son evidentes: poder obtener información del paciente (estadísticas o datos en tiempo real), permitir la programación de parámetros para ajustar las terapias entregadas o, inclusive, actualizar el firmware de dichos dispositivos.

Por la naturaleza de los mismos, dicho sistema presenta un considerable número de requerimientos y restricciones. Una de las principales limitantes está asociada al consumo, ya que siempre es deseable que cuenten con la mayor autonomía y la máxima vida útil posible.

Otra importante restricción es el tamaño. Los componentes que integren la telemetría, en particular la antena, deberán tener un tamaño acorde que permita su integración con el dispositivo y con la lata que los debe contener.

Por otra parte, el sistema de telemetría debe asegurar una comunicación confiable, ya que, en caso contrario, podría inducir falsos diagnósticos por parte del médico tratante, configurar terapias equivocadas o que podrían incluso derivar en acciones nocivas para el paciente.

En función de las razones expuestas, se desarrollaron en un principio sistemas de telemetría basados en acoplamiento magnético, que es la tecnología que actualmente utiliza CCC del Uruguay en sus productos.

Sin embargo, en la actualidad se ha tornado factible la implementación de sistemas de telemetría basados en radiofrecuencia, tecnología que está siendo incorporada por cada vez más fabricantes de dispositivos médicos implantables, como por ejemplo *Medtronic Inc.* y *Guidant Corp.*, debido a las ventajas que ofrece [1].

El alcance del enlace aparece como la primera gran ventaja del uso de radiofrecuencia. Mediante esta tecnología es posible lograr distancias de comunicación del orden de los metros, en contraposición a los pocos centímetros que se alcanzan utilizando acoplamiento magnético. Un mayor alcance redundante en una mejora de la calidad de vida del paciente, dándole la opción de un método menos invasivo para el monitoreo de su implante.

Además, al trabajar a frecuencias del orden de los cientos de MHz, en contraste con las decenas de kHz que se manejan en las tecnologías de acoplamiento magnético, se pueden alcanzar tasas de transferencia de datos sensiblemente más altas.

No obstante, no todas las características de este sistema son ventajosas. Considerando

la elevada frecuencia de trabajo de un sistema basado en radiofrecuencia, resulta evidente que deberá existir un compromiso entre las ventajas antes mencionadas y el elevado consumo que un sistema así supone.

Gracias a los avances en la electrónica de circuitos integrados es que se puede encontrar transceivers de bajo consumo para radiofrecuencia. Sin embargo, es inevitable el alto consumo en transmisión o recepción, operaciones que deberán ser optimizadas para ser realizadas en tiempos cortos y asegurando la mínima cantidad de retransmisiones posibles. Un factor también crítico para el ahorro de energía es el uso de transceivers de muy bajo consumo en *stand-by*, estado en que se supone que el sistema de telemetría estará la mayor parte del tiempo a lo largo de toda la vida útil del dispositivo médico.

A lo mencionado se suma que el Grupo de Microelectrónica del IIE viene desarrollando actividades de investigación en el diseño de circuitos integrados y sistemas en el dominio de las redes de sensores inalámbricos y de dispositivos médicos implantables. En particular, en marzo de 2007 comenzó la ejecución del Proyecto PDT 69/08: *WiseMAN: Redes de sensores inalámbricos para aplicaciones agropecuarias y médicas*, en el que participan la Facultad de Veterinaria de la Universidad de la República y CCC del Uruguay S.A.

Uno de los objetivos de este proyecto es, en colaboración con CCC del Uruguay S.A., explorar los compromisos y el estado del arte en cuanto al diseño de módulos para sistemas de telemetría basados en radiofrecuencia para dispositivos implantables. El presente proyecto, *RF Implantable*, se enmarca dentro de esta iniciativa.

1.2. Antecedentes

Se están desarrollando tecnologías de radiofrecuencia de ultra bajo consumo que operan en las bandas de 433 y 915 MHz, bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) y más recientemente en la banda MICS (*Medical Implant Communications Service*), que va de los 402 a los 405 MHz [2].

En particular, la banda MICS fue definida por la FCC (*Federal Communications Commission*) en 1999 para el uso específico de sistemas de telemetría para dispositivos médicos implantables [3]. Actualmente ya existen algunos productos comerciales que utilizan esta banda [4].

1.3. Requerimientos

Se fijaron los siguientes requerimientos para el sistema de telemetría por radiofrecuencia.

- Bandas de frecuencias a utilizar: ISM (433 ó 915 MHz) ó MICS (402 – 405 MHz).
- Consumo en *stand-by* menor o igual a 3 μA (deseable: inferior a 1 μA).
- Consumo pico durante una programación menor a 15 mA.
- Carga tomada de la batería durante una programación menor o igual a 150 μC .
- Consumo en *modo marker* menor o igual a 100 μA .
- Alcance de 1 a 3 m cuando el implantable se encuentre inmerso en un medio de características eléctricas similares a las del cuerpo humano.

- Alimentación de 2.1 V a 2.9 V.
- Área de circuito menor o igual a 3 cm² (transceiver más red de adaptación).
- Uso de una antena compatible con el diseño de los implantables actuales y fabricada con materiales biocompatibles.
- Que no interfiera electromagnéticamente con los circuitos de un implantable.

1.4. Estructura de la documentación

Esta sección describe el contenido de la presente documentación.

- **Capítulo 1 – Introducción.** Incluye la motivación, los antecedentes y el contenido de la documentación del proyecto.
- **Capítulo 2 – Normas sobre uso de radiofrecuencia.** Detalla la normativa existente para las bandas de frecuencia consideradas en el proyecto y expone la información disponible acerca de los efectos de la radiofrecuencia sobre la salud humana.
- **Capítulo 3 – Transceiver.** Describe y compara los transceivers disponibles para la banda de frecuencias elegida y brinda una descripción más detallada del transceiver elegido.
- **Capítulo 4 – Descripción general del sistema.** Describe el sistema implementado.
- **Capítulo 5 – Antenas.** Presenta la investigación realizada sobre antenas implantables y detalla los diseños de las antenas efectivamente construidas.
- **Capítulo 6 – Diseño de hardware.** Describe el diseño del hardware construido y detalla las consideraciones sobre el mismo.
- **Capítulo 7 – Descripción del firmware.** Detalla la estructura y las funcionalidades del firmware utilizado en los prototipos.
- **Capítulo 8 – Caracterización del sistema.** Se presentan los prototipos construidos y se describen los ensayos realizados para caracterizar sus propiedades.
- **Capítulo 9 – Conclusiones.** Resume los conceptos y puntos más importantes presentados a lo largo de la documentación.

Capítulo 2

Normas sobre uso de radiofrecuencia

2.1. Introducción

Dado que se pretende diseñar un enlace inalámbrico utilizando radiofrecuencia, que comunique un dispositivo implantable en el cuerpo humano con otro externo, se debe tener en cuenta

- las bandas de frecuencia que se pueden utilizar y qué normas rigen el uso de cada una,
- las consideraciones necesarias para utilizar radiofrecuencia con el cuerpo humano, cuidando de no alterar la salud del paciente.

Existen normas nacionales e internacionales que gobiernan el uso del espectro electromagnético y otras que determinan condiciones que se deben cumplir para asegurar la salud de los seres humanos.

Sobre normas de utilización del espectro electromagnético se relevaron las de las bandas MICS (*Medical Implant Communications Service*) e ISM (*Industrial, Scientific, and Medical Equipment*). Las mismas están reguladas por ITU-R¹ y/u organismos nacionales o regionales como la FCC² y la ETSI.³

Ambas son bandas libres; no se necesita licencia previa para usarlas. La banda MICS está específicamente pensada para usarse con dispositivos médicos implantables, en tanto que las ISM no. Como su nombre lo indica, fue pensada para aplicaciones médicas, industriales y científicas.

El enlace que es objeto del presente trabajo podría en principio diseñarse para utilizar cualquiera de estas bandas. Por eso se analizaron las normas de cada una, y junto con otros factores se decidió cuál era la más adecuada para el presente proyecto.

Sobre los efectos de la radiofrecuencia sobre la salud humana se estudió bibliografía sobre el tema [5, 6, 7, 8, 9, 10] y se relevaron normas y recomendaciones de organizaciones internacionales. Los efectos nocivos de los campos electromagnéticos sobre el cuerpo humano son un tema que ha tomado mucha trascendencia últimamente debido a la masificación de tecnologías inalámbricas, principalmente la telefonía móvil. Esto ha llevado a

¹International Telecommunication Union, Radiocommunications Sector.

²Federal Communications Commission, USA.

³European Telecommunications Standards Institute.

que continuamente se publiquen reportes sobre investigaciones al respecto y que diversas organizaciones internacionales en el ámbito de la salud hayan dictado recomendaciones que muchos países han adoptado.

2.2. Radiofrecuencia y salud humana

2.2.1. Consideraciones previas

Las radiaciones electromagnéticas se pueden clasificar en ionizantes y no ionizantes. Son radiaciones ionizantes aquellas radiaciones electromagnéticas de frecuencia igual o superior a la de las radiaciones ultravioletas (rayos X, rayos gamma, etc.). Las primeras son capaces de separar electrones de un átomo, ya que entregan energías mayores a la de ionización, mientras que las segundas sólo tienen suficiente energía para excitar los electrones. Las ionizantes presentan peligros importantes para los seres humanos si la exposición no es correctamente controlada.⁴ Por ejemplo, tienen la capacidad de dañar cualquier tejido vivo del cuerpo humano y en algunos casos puede desencadenar cáncer [11]. Las no ionizantes, entre las cuales se incluye la *radiofrecuencia*, en donde se ubican las bandas que se consideran en este trabajo, no presentan el mismo peligro, pero existen ciertos efectos asociados a ellas.

Se distinguen dos clases de efectos de la radiofrecuencia sobre los tejidos del cuerpo humano o animal [7, 8]: los efectos eléctricos, por los cuales las radiaciones inducen campos y corrientes eléctricas en el cuerpo; y los efectos biológicos. Los efectos eléctricos, en caso de intensidades muy grandes, son capaces de generar choques eléctricos [7]. En cuanto a los efectos biológicos, el más comprendido es el que se conoce como calentamiento dieléctrico [7]. Es discutida la existencia o no de otros efectos no térmicos [7, 10]. Actualmente, las recomendaciones internacionales apuntan a prevenir daños por este efecto.

El calentamiento dieléctrico es importante para frecuencias altas dentro de las no ionizantes. Esto incluye a las ondas de *radiofrecuencia y microondas*. Este efecto se vuelve nocivo cuando el calentamiento que produce sobre los tejidos sobrepasa la capacidad autorreguladora del cuerpo humano. Un aumento de más de 1°C sobre una persona en reposo se considera perjudicial [8].

2.2.2. Recomendaciones de la ICNIRP

Existen diversas organizaciones nacionales e internacionales que analizan los efectos de los campos electromagnéticos sobre el cuerpo humano. Algunas son la Organización Mundial de la Salud (OMS), la Comisión Internacional para la Protección contra las Radiaciones No Ionizantes (ICNIRP⁵), Agencia Internacional para la Investigación del Cáncer (IARC, perteneciente a la OMS) y el Independent Expert Group on Mobile Phones (IEGMP, el cual pertenece al Ministerio de Salud del Reino Unido). Una de las más reconocidas es la ICNIRP, una organización no gubernamental de la cual 36 países han reconocido y adoptado sus lineamientos [12].

Dicha organización es la responsable de publicar periódicamente las “*Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)*”. El objetivo principal de ese documento es establecer recomendaciones para limitar la exposición a campos electromagnéticos, de forma de brindar protección contra

⁴A pesar de ello, las radiaciones ionizantes tienen diversos usos prácticos en la medicina.

⁵International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection

efectos conocidos adversos para la salud. Según esta misma organización, se considera un efecto adverso para la salud a todo aquel que cause un debilitamiento detectable del individuo expuesto o de sus hijos. De esta manera lo distingue de un efecto biológico, el cual puede o no desembocar en un efecto adverso para la salud [5].

Cabe destacar que la ICNRP brinda dos conjuntos de recomendaciones: uno dirigido a limitar la exposición ocupacional, y otro a limitar la exposición del público general. Se considera que la exposición es ocupacional cuando las personas afectadas son “*adultos expuestos en condiciones conocidas y están entrenados para estar alerta de posibles riesgos y tomar precauciones adecuadas*” [5]. Las recomendaciones para público general (el cual no tiene por qué ser consciente de su exposición) tienen factores de seguridad más altos que las recomendaciones para exposición ocupacional. En este documento se consideran sólo las recomendaciones para público general, ya que es como se clasifica al paciente para las restricciones de emisión de radiofrecuencia para implantables, como se mostrará más adelante.

La ICNIRP basa sus recomendaciones para limitar la exposición a los campos electromagnéticos en una extensa recopilación de toda la literatura científica publicada sobre el tema, estableciendo parámetros para evaluar la credibilidad de las fuentes [5]. Además, considera solamente efectos ya establecidos para elaborar sus restricciones de exposición. Cabe destacar que no considera que esté establecida la inducción de cáncer a partir de una exposición a largo plazo de campos electromagnéticos, por lo que los valores provistos solamente tienen en cuenta los efectos producidos en el corto plazo o inmediatos, tales como la estimulación de nervios periféricos y músculos, shocks y elevación de la temperatura de los tejidos resultante de la absorción de energía durante la exposición a dichos campos [5].

2.2.2.1. Magnitudes físicas para establecer restricciones de exposición

Para establecer restricciones de exposición a los campos electromagnéticos a los que se expone un individuo, la ICNIRP primero establece qué magnitud física considerar según rangos de frecuencias. Estas magnitudes son la densidad de corriente (J), para las frecuencias hasta 10 MHz; la corriente (I), para las frecuencias hasta 110 MHz; la tasa específica de absorción de energía (SAR), en el rango de 100 kHz hasta 10 GHz; la energía específica absorbida (SA), para campos pulsados de 300 MHz hasta 10 GHz; y la densidad de potencia (S), en el rango de 10 a 300 GHz. De éstas, solamente la densidad de potencia en el aire fuera del cuerpo puede ser realmente medida en los individuos expuestos [5].

Como se verá más adelante, las frecuencias de interés para el presente trabajo están en el rango de 10 MHz a 10 GHz. Para este rango, las restricciones sólo se aplican para la SAR, que es la tasa máxima a la cual la energía de radiofrecuencia es absorbida por el cuerpo humano (tiene unidades de W/kg). Esto se debe a que para estas frecuencias las restricciones apuntan a prevenir el estrés térmico de todo el cuerpo, así como evitar un excesivo calentamiento localizado de los tejidos. La ICNIRP también proporciona *valores de referencia* para el campo magnético y eléctrico dentro del cuerpo. Estos valores son obtenidos mediante modelos matemáticos e interpolaciones de datos de laboratorio y representan los campos promediados en todo el cuerpo para el peor caso de exposición [5].

2.2.2.2. Restricciones para las posibles frecuencias de trabajo

Las restricciones para la SAR y los valores de referencia para los campos eléctrico y magnético son los que se muestran en las tablas 2.1 y 2.2, respectivamente. También se

Rango de frecuencia	SAR promedio en todo el cuerpo (W/kg)	SAR localizado (cabeza y tronco) (W/kg)	SAR localizado (miembros) (W/kg)
10 MHz – 10 GHz	0.08	2	4

Tabla 2.1: Restricciones para la SAR.

Rango de frecuencia	Campo eléctrico (E) (V/m)	Campo magnético (H) (A/m)	Inducción magnética (B) (μ T)	Densidad de potencia de onda plana equivalente (S) (W/m^2)
400 – 2000 MHz	$1.375\sqrt{f}$	$0.0037\sqrt{f}$	$0.0046\sqrt{f}$	$f/200$
2 – 300 GHz	61	0.16	0.20	10

Tabla 2.2: Valores de referencia para los campos eléctricos y magnéticos y para la densidad de potencia de onda plana equivalente.

indica la densidad de potencia de una onda plana equivalente en la tabla 2.2. La frecuencia, f , se debe usar como se indica en la columna de rangos. Por más detalles sobre estas tablas consultar [5].

2.3. Bandas de frecuencia

En esta sección se exponen las normas de las bandas de frecuencia consideradas para este proyecto. Como ya se dijo, se examinaron las bandas MICS e ISM.

2.3.1. MICS

La banda MICS, comprendida entre los 402 y 405 MHz, fue definida por la FCC en 1999. En el caso de Europa, la European Radiocommunication Committee definió la misma banda de frecuencias para el mismo servicio, pero bajo el nombre de ULP-AMIs (Ultra Low-Power Active Medical Implants) a partir de 2001. Otros países como Australia, Canadá y Japón también la han adoptado [13]. Por otro lado, Nueva Zelanda definió para dicho fin una banda que va de los 402 a los 406 MHz [14]. En 1998, la organización internacional ITU-R ya había recomendado, en su publicación *ITU-R RS.1346*, la utilización de esta banda por dispositivos implantables.

La misma está pensada para brindar servicios de baja potencia y sin necesidad de licencia a los dispositivos médicos implantables usados con fines terapéuticos o de diagnóstico. Las frecuencias comprendidas en dicha banda dan buenas condiciones para la transmisión de señales de radio dentro del cuerpo humano, como se muestra en la figura 2.1.

El servicio MICS está definido dentro de su banda como secundario, ya que comparte las frecuencias con los servicios de comunicación *Meteorological Aids*, *Meteorological Satellite* y *Earth Exploration Satellite Services*. Por lo tanto, no debe interferirlos y debe aceptar interferencia que pueda recibir de éstos. De acuerdo a la recomendación de la ITU-R, esto no es un inconveniente y este servicio sin licencia puede funcionar correctamente sin riesgo de interferencia fuerte en la comunicación.

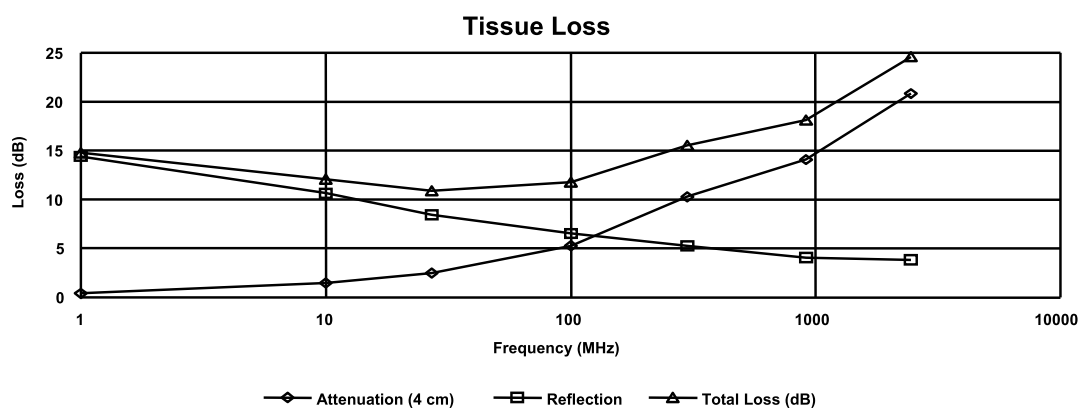


Figura 2.1: Pérdidas en el tejido por atenuación, reflexión y totales. Figura extraída de *Tech Insider: Medical Technology Gets a Shot in the Arm* [13].

2.3.1.1. Requerimientos para el uso de la banda MICS

Antes de presentar los requerimientos de MICS, se aclara qué se entiende en cada caso por los siguientes conceptos.

- **Ancho de banda de emisión.** Se define como el ancho en frecuencia entre los dos puntos a cada lado de la frecuencia central de la portadora que están 20 dB por debajo del máximo nivel de la portadora modulada.
- **Canal MICS.** Es cualquier segmento continuo del espectro que sea igual al ancho de banda de emisión del dispositivo con el mayor ancho de banda que va a participar en una sesión de comunicación MICS.
- **Emisiones espurias.** Son aquellas emisiones ubicadas a frecuencias mayores a 2.5 veces el ancho de banda necesario para una comunicación MICS.

A continuación se exponen los requerimientos para el uso de esta banda, tal cual son aprobados por la FCC [15, 16].

- La máxima potencia que se puede transmitir es de $25 \mu\text{W}$ o -16 dBm EIRP (Effective Isotropic Radiated Power).⁶ Cabe destacar que esta potencia se refiere a la transmitida fuera del cuerpo humano, ya que como se explicará más adelante es la que debe ser medida para cumplir con los requerimientos.
- El ancho de banda máximo a usar, de acuerdo a la definición dada, no debe exceder los 300 kHz.
- Las emisiones espurias no deben exceder los -36 dBm en un ancho de banda de 100 kHz.

⁶Según FCC [15]: “Effective Isotropic Radiated Power. Antenna input power times gain for free-space or in-tissue measurement configurations required by *MICS*, expressed in Watts, where the gain is referenced to an isotropic radiator”.

- Se admiten sólo dos métodos para evaluar la disponibilidad de un canal MICS. El primero consiste en comparar el nivel de señal con un umbral absoluto, y el segundo se basa en determinar cuál es el canal disponible con menor interferencia.
- Quien oficia de estación base debe transmitir en intervalos de tiempo de 10 ms para permitir que otros sistemas MICS puedan reconocerla cuando realizan su propia evaluación de disponibilidad de canales.
- Si no existe comunicación entre el dispositivo médico implantable y la estación base en un lapso de 5 s en un canal dado, el enlace establecido debe ser abortado.
- Las emisiones dentro y fuera de la banda MICS a más de 150 kHz de la frecuencia central de la transmisión deben estar atenuadas al menos 20 dB.
- Basado en el uso de una antena de monitoreo isotrópica, el umbral para el nivel de potencia para monitoreo debe ser mayor que $10\log B \text{ (Hz)} - 150 \text{ (dBm/Hz)} + G \text{ (dBi)}$, siendo B el mayor ancho de banda de emisión del transmisor y G la ganancia de la antena del transmisor.
- Las comunicaciones de voz están prohibidas.
- Los transmisores MICS deben mantener una estabilidad en frecuencia de ± 100 ppm.
- Los transmisores de los dispositivos implantables deben transmitir únicamente cuando son comandados por los programadores/controladores externos, excepto en el caso de que se dé un *Medical Implant Event*.⁷
- Los transmisores MICS deben cumplir con las restricciones de SAR dentro del cuerpo humano establecidas por la FCC. Dichas recomendaciones, establecidas en los documentos [17, 18], limitan su valor de la siguiente forma:
 - El promedio dentro del cuerpo humano no deberá exceder 0.08 W/kg.
 - No podrá exceder 1.6 W/kg en ninguna parte del cuerpo, siendo promediado en cualquier volumen cúbico de 1 g de tejido, excepto en manos, muñecas, pies y tobillos, donde no podrá exceder 4 W/kg siendo promediado sobre cualquier volumen cúbico de 10 g de tejido.

Para mitigar las interferencias, la ITU-R creó algunas recomendaciones. Aquí se incluye un resumen de las mismas [14].

- Para evitar la activación por error del dispositivo implantado, se deben usar técnicas que requieran que se active a partir de un fuerte campo magnético.
- Cuando este sistema sea utilizado para monitoreo dentro del hogar, éste debe realizar *polling* en largos intervalos.
- Se deben utilizar múltiples códigos de corrección de errores y peticiones automáticas de repetición de las transmisiones para evitar interferencia impulsiva y a la vez asegurar que la información enviada y recibida sea confiable.

⁷Un *Medical Implant Event* se define como aquel evento que requiere que el dispositivo médico implantable transmita información de forma inmediata para garantizar la seguridad de la persona que posee dicho implante.

- Para evitar interferencia de banda angosta, se deben utilizar técnicas que elijan un canal basadas en cuáles poseen el menor nivel de ruido ambiente.

2.3.1.2. Ensayos para la aprobación de las normas de FCC

La FCC da procedimientos para probar el cumplimiento de las normas MICS [15, 17, 18]. Para obtener la certificación correspondiente se describen ensayos y/o simulaciones a realizar. A continuación se detallan las pruebas para EIRP y SAR.

Prueba para EIRP Para realizar las medidas de EIRP describe una configuración experimental que simula el torso de un ser humano. El simulador de torso humano consiste en un recipiente cilíndrico de acrílico de 30 cm de diámetro y 76 cm de altura. El espesor de la pared de acrílico debe ser de 0.635 cm. El dispositivo implantable debe colocarse a la mitad de la altura del recipiente y a 6 cm de la pared. El recipiente debe ser llenado con un fluido que simule las propiedades eléctricas del tejido muscular humano a 403.5 MHz. La FCC recomienda utilizar el fluido que se describe en [19]. Dicho fluido es una solución acuosa de azúcar, sal y celulosa. En la tabla 2.3 se dan las proporciones. En el artículo citado se describe el procedimiento para realizar la solución.

El ensayo para medir la EIRP debe realizarse con una antena receptora situada a 3 m del recipiente. El recipiente debe colocarse sobre un dispositivo que permita girarlo, manteniendo la altura del implantable a 1.5 m del suelo. La EIRP debe determinarse buscando el máximo de intensidad del campo eléctrico radiado en cualquier dirección a esa distancia. Para cumplir con el requerimiento de EIRP máxima de -16 dBm el campo eléctrico a 3 m no puede exceder 18.2 mV/m ó 9.1 mV/m, según las medidas se realicen en un área abierta o en un lugar equivalente al espacio libre, como una cámara anecoica, respectivamente. Para utilizar la técnica de detección de picos (para encontrar el máximo del campo eléctrico), la FCC recomienda utilizar las técnicas sobre instrumentación descritas en *ANSI C63.17-1998, sección 6.1.2.2.1 o sección 6.1.2.2.2*.

Material	Porcentaje de masa
Agua (destilada)	52.4
Sal (NaCl)	1.4
Azúcar	45.0
Hydroxyethyl-Celulosa (HEC)	1.0
Bactericida	0.1

Tabla 2.3: Proporciones para el fluido simulador de tejido muscular. Extraído de [19].

Prueba para SAR Los requerimientos sobre la SAR se deberán comprobar con medidas de laboratorio o reportes de modelos computacionales FDTD.⁸ En caso de que se presenten datos basados en modelos computacionales, la FCC se reserva el derecho de solicitar medidas de laboratorio.

La FCC recomienda los procedimientos establecidos por la IEEE para la determinación de la SAR en *“IEEE Recommended Practice for the Measurement of Potentially Hazardous Electromagnetic Fields - RF and Microwave”* (ver [20]). En dicho documento se especifica

⁸Finite Difference Time Domain.

que las medidas de SAR son en general complicadas y que poseen gran incertidumbre. Por lo tanto, las simulaciones mediante FDTD parecen más convenientes, aunque, como se dijo, pueden no ser suficiente.

2.3.1.3. Sobre MICS y normas de radiofrecuencia y salud humana

Es de destacar que, si bien la banda MICS está diseñada para utilizarse con dispositivos médicos implantables, el solo uso de la banda con la potencia transmitida que es permitida no es garantía del cumplimiento de los requisitos para la protección de la salud humana. Como ya se explicó, lo que se debe controlar son los niveles de SAR, y la FCC también lo especifica como requisito para la certificación.

Los requerimientos de SAR que especifica la FCC son basados en los publicados por el ANSI⁹ y la IEEE en “*IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz*”. Dichos requerimientos son compatibles a los de la ICNIRP para público general: cumpliendo con los de la FCC se cumple con los de la ICNIRP.

Por lo tanto, deben ser parte del diseño de un implantable MICS, para poder ser certificado, el estudio y la verificación de los niveles de SAR provocados por la antena y el implantable en general. El procedimiento para simular los niveles de SAR se puede encontrar en algunas publicaciones sobre antenas para implantables, algunas de las cuales se citarán en capítulos posteriores.

2.3.2. ISM

Las bandas ISM fueron originalmente reservadas internacionalmente para el uso del espacio electromagnético con propósitos industriales, científicos y médicos [21]. Hoy en día también tienen, entre otros usos, las comunicaciones; por ejemplo, teléfonos celulares y redes de datos inalámbricas.

Las bandas están definidas por la ITU-R en las secciones 5.138, 5.150 y 5.280 de las *Radio Regulations*. Las normativas nacionales sobre estas bandas difieren de país en país, pero en general algunas o todas las bandas son destinadas a la operación sin licencia previa [21]. Una característica importante de estas bandas, relacionada con la operación sin licencia, es que todos los dispositivos ISM deben tolerar la interferencia de otros dispositivos ISM.

La tabla siguiente contiene todas las bandas de frecuencia aprobadas por la ITU-R [21]. Las que se indican con (*) están sujetas a las reglamentaciones locales, y las que se indican con (1) y (2) sólo están habilitadas en esas regiones de la ITU.¹⁰ Sin embargo, para este proyecto sólo se considerarán algunas de las bandas, hasta 2.4 GHz, para las que se encuentran transceivers comerciales adecuados para nuestro sistema.

2.3.2.1. Requerimientos que se deben cumplir con las bandas ISM

Los requerimientos que se deben cumplir para utilizar las bandas ISM dependen del país y la frecuencia. A modo de ejemplo se dan algunos de los requerimientos de la FCC

⁹American National Standard Institute, USA

¹⁰La ITU define la *Región 1*, compuesta por Europa, Groenlandia, Africa, el oeste del Medio Oriente, incluyendo Iraq, la ex-Unión Soviética y Mongolia; la *Región 2*, comprendida por las Américas (salvo Groenlandia) y algunas de las islas del Pacífico. También define la *Región 3*. En [22] se pueden encontrar más detalles.

Frecuencia	Tolerancia
6.78 MHz ^(*)	± 5.0 kHz
13.56 MHz	± 7.0 kHz
27.12 MHz	± 163.0 kHz
40.68 MHz	± 20.0 kHz
433.92 MHz ^(*) (1)	± 870.0 kHz
915 MHz ⁽²⁾	± 13.0 MHz
2450 MHz	± 50.0 MHz
5800 MHz	± 75.0 MHz
24125 MHz	± 125.0 MHz
61.25 GHz ^(*)	± 250.0 MHz
122.50 GHz ^(*)	± 500.0 MHz
245.00 GHz ^(*)	± 1.0 GHz

Tabla 2.4: Frecuencias de las bandas ISM.

para las bandas de 915, 2450 y 5800 MHz.¹¹ Toda la reglamentación que se aplica a las bandas ISM en los Estados Unidos se puede encontrar en [23, 24].

- Para sistemas que utilicen *frequency hopping*, operando en la banda de 2400 – 2483.5 MHz (que utilicen por lo menos 75 canales) o en la de 5725 – 5850 MHz, la máxima potencia a transmitir es de 1 W (30 dBm). Para el resto de los sistemas *frequency hopping* en la banda de 2400 – 2483.5 MHz, la máxima potencia es de 0.125 W (\approx 21 dBm).
- La máxima potencia para sistemas que utilicen *frequency hopping* en la banda de 902 – 928 MHz, es de 1 W si utilizan por lo menos 50 canales, y 0.25 W (\approx 24 dBm) si utilizan entre 25 y 50.
- Para sistemas que utilicen modulación digital en las bandas de 902 – 928 MHz, 2400 – 2483.5 MHz y 5725 – 5850 MHz, la máxima potencia es de 1 W.
- Los límites anteriores se aplican para el caso en que se utilicen antenas con ganancia direccional menor a 6 dBi. En caso de ser mayor la ganancia direccional, los límites cambian según se especifica en *47CFR15.247.b* y *47CFR15.247.c* [23, 24].

¹¹Extraídos de *47CFR15.247.b* y *47CFR15.247.c*, de [23, 24].

Capítulo 3

Transceiver

3.1. Banda elegida para el sistema

Como detalló en el capítulo 2, se consideraron para el proyecto las bandas MICS e ISM. En el mercado se encuentran transceivers comerciales para MICS y para algunas de las bandas ISM (principalmente para 433 MHz, 915 MHz y 2.4 GHz), aunque cabe destacar que sólo se encontraron dos proveedores de transceivers para la banda MICS, frente a una amplia oferta para ISM. Uno de los transceivers que operan en la banda MICS permite el funcionamiento en alguna de las bandas ISM.

La siguiente es una lista de las principales ventajas de la banda MICS sobre las ISM:

- **Menor interferencia.** Esto se tiene como resultado de que las frecuencias de la banda MICS sólo se comparten con dispositivos meteorológicos y satelitales. En particular, las bandas ISM de 915 MHz y 2.4 GHz son utilizadas por teléfonos inalámbricos, teléfonos celulares y por dispositivos que aprovechan los estándares *WiFi* y *Bluetooth*, además de otros artefactos inalámbricos cada vez más comunes en la vida cotidiana.
- **Menor pérdida de potencia dentro del cuerpo humano.** Esto es consecuencia de que los efectos de atenuación y reflexión dentro del cuerpo humano son menos significativos a frecuencias del entorno de los 400 MHz que para los 915 MHz o 2.4 GHz de las bandas ISM. Esto se pudo apreciar en la figura 2.1. Sin embargo, a pesar de ser ésta una característica muy importante, se debe tomar en cuenta que la potencia que se permite transmitir en la banda MICS es mucho menor que para las bandas ISM.
- **Estándar específico para dispositivos médicos.** Parece conveniente utilizar para el sistema de comunicación una banda que ha sido diseñada específicamente para tales fines. Las principales empresas del mercado de implantables utilizan actualmente esta banda para sus productos, lo cual ratifica la conveniencia de su uso [1].

3.2. Transceivers para la banda MICS

En la presente sección se analizan los transceivers diseñados para la banda MICS (o compatibles con ésta) disponibles en el mercado al momento de realizar este trabajo. En

particular, se estudiaron los transceivers provistos por *Zarlink Semiconductor* y *AMIS*.¹

Los transceivers analizados fueron el *ZL70101* de *Zarlink* [25] y los modelos 52100 y 53000 de *AMIS* [26, 27]. En las siguientes secciones se resumen sus principales características y se comparan entre sí.

3.2.1. Transceiver de Zarlink

Esta compañía produce un transceiver diseñado exclusivamente para la banda MICS, que también permite utilizar dos canales ISM (433 – 434 MHz), y que además utiliza ISM 2.45 GHz en algunas etapas de su protocolo de comunicación. La última versión disponible corresponde al *ZL70101*, lanzado al mercado en abril de 2007. A continuación se resumen sus principales características.

3.2.1.1. *ZL70101 Medical Implantable RF Transceiver*

- Opera en los diez canales de la banda MICS y en dos canales de la banda ISM (433 – 434 MHz). Presenta la posibilidad de efectuar el *wake-up* a partir de una señal en la banda ISM de 2.45 GHz.
- Ofrece velocidades de 800/400/200 kbps (incluyendo protocolo), permitiendo hasta poco más de 500 kbps útiles. Los datos se envían en paquetes y se utiliza codificación para detección y corrección de errores, basada en algoritmos de *Forward Error Correction* y *Cyclic Redundancy Check*.²
- Diseño *system-on-chip*, incluyendo MAC (Media Access Controller) para manejar el dispositivo, realizar corrección y detección de errores, control de flujo, etc.
- Consumo menor a 5 mA en transmisión/recepción.
- Modo de ultra bajo consumo esperando señal de *wake-up*. Posibilidad de *wake-up* con señal en 2.45 GHz ó 400 MHz. Trabajando con la señal de *wake-up* de 2.45 GHz, el fabricante reporta un consumo promedio en estado de stand-by de 250 nA, para un período de escucha de 1.1 s.³
- Interfaz SPI para la comunicación con la aplicación para fines de control e intercambio de datos.
- Requiere de un mínimo de tres componentes externos adicionales, sin contar la red de adaptación para la antena.
- Mismo chip para la estación de base y el dispositivo implantable, aunque se proveen en encapsulados diferentes.
- Entradas separadas para las antenas de 400 MHz y 2.45 GHz.
- El fabricante provee un kit de desarrollo. El mismo es descrito en el capítulo 4.

¹El 17 de marzo de 2008 se completó la adquisición de AMIS por parte de *ON Semiconductors*.

²Esto está de acuerdo con una de las recomendaciones de la ITU-R, que se mencionó en la sección 2.3.1.

³El período de escucha se define como el intervalo de tiempo entre dos instancias de detección del transceiver de señales de *wake-up*.

3.2.2. Transceivers de AMIS

La compañía AMIS tiene dos transceivers diseñados para uso en dispositivos médicos, ambos compatibles con MICS. Uno funciona exclusivamente en esa banda, mientras que el otro funciona en un rango amplio de frecuencias, que incluye MICS y algunas ISM. A continuación se describen estos dos transceivers.

3.2.2.1. *AMIS-52100 Low-Power Transceiver with Clock and Data Recovery*

- Opera en la banda MICS (402 – 405 MHz).
- Utiliza modulaciones ASK y OOK (*Amplitude Shift Keying* y *On Off Keying*, respectivamente).
- Velocidad de transmisión de 1 kbps hasta 16 kbps.
- Recupera la señal de reloj a partir de la señal recibida.
- Consumo en estado stand-by de 1.4 μ A para un período de escucha de 1.1 s.
- Consumo en transmisión de 25 mA @ +10 dBm. Consumo en recepción de 7.5 mA.
- Interfaz I²C e interfaz serial con la aplicación para datos de transmisión y recepción.
- Requiere pocos componentes externos, si bien no se especifican cuántos como mínimo.
- Se puede usar el mismo transceiver para implantable y estación base. El encapsulado posee 20 pines.
- Entrada para dos antenas, para mayor robustez en la recepción, utilizando diversidad espacial.
- El fabricante provee un kit de desarrollo.

3.2.2.2. *AMIS-53000 Frequency Agile Transceiver*

- Opera en las frecuencias de 300 a 928 MHz, lo cual incluye la banda MICS.
- Utiliza modulaciones FSK, GFSK y OOK (*Frequency Shift Keying*, *Gaussian FSK* y *On Off Keying*, respectivamente).
- Velocidad de transmisión de 1 a 19.2 kbps (OOK) y de 1 a 128 kbps (FSK/GFSK).
- Consumo en estado stand-by de 3.4 μ A para un período de escucha de 1.1 s.
- Consumo en transmisión 50 mA @ +15 dBm. Consumo en recepción de 12 mA.
- Interfaz I²C y SPI con la aplicación, 3-wire/4-wire serial para datos.
- Requiere de pocos componentes externos, si bien no se especifican cuántos como mínimo.
- Se puede usar el mismo transceiver para implantable y estación base. El encapsulado posee 32 pines.
- El fabricante provee un kit de desarrollo.

3.2.3. Comparación

Para elegir cuál de los tres transceivers antes mencionados se iba a utilizar, se compararon según cuatro criterios:⁴

- Velocidad de transmisión/recepción
- Consumo
- Interfaz con la aplicación
- Soporte técnico

3.2.3.1. Velocidad de transmisión

El transceiver de Zarlink presenta mayor velocidad de transmisión que los de AMIS. El más rápido de AMIS (con una tasa máxima de 128 kbps) puede transmitir a un cuarto de la máxima velocidad del de Zarlink (con una tasa máxima útil de 528 kbps). Sin embargo, las velocidades de transmisión de cualquiera de los tres serían adecuadas para mejorar las tasas de transmisión de los dispositivos implantables que utilizan telemetría por acople inductivo, que rondan en el entorno de los pocos kbps.

3.2.3.2. Consumo

Esta sección pretende comparar el consumo de los transceivers Zarlink ZL70101 y AMIS 53000, basándose en la información provista por sus respectivas hojas de datos. Para esto se consideraron cuatro posibles modos de funcionamiento de acuerdo a los requerimientos actuales típicos de dispositivos implantables.⁵ Estos cuatro modos se definen a continuación.

- **Modo *marker*.** En este modo se envían/reciben aproximadamente 20 bytes de información cada 100 ms.
- **Modo *bootloader*.** En este modo se envían/reciben aproximadamente 64 KB en dos minutos.
- **Modo *ECG*.** Requiere de la transmisión de 300 muestras por segundo.⁶
- **Modo para programación/interrogación.** Como referencia, se considera el envío de 14 bytes (112 bits) desde el implantable hacia una estación base.

Para cada uno de los modos considerados, se realizó una estimación de la carga eléctrica (Q) utilizada y la caída de voltaje que se provocaría en la alimentación.

⁴No se tomó en cuenta el costo de los mismos porque el costo unitario del prototipo diseñado no era uno de los requerimientos del proyecto, y además no se obtuvo información al respecto ya que la intención en todo momento fue utilizar muestras para el desarrollo de prototipos.

⁵En el caso de los transceivers de AMIS, se eligió solamente el modelo 53000 para realizar la comparación. Dado que dicho modelo no está diseñado específicamente para la banda MICS, permite trabajar con potencias mucho mayores a las que tolera esta banda. Si se toma como referencia una potencia de 0 dBm, un poco mayor a la del ZL70101, los consumos de los modelos 52100 y 53000 son similares, razón por la que los cálculos se dan para este último.

⁶Se considera como una muestra a un dato de 8 bits.

Para realizar este cálculo, se consideró que cada transceiver formaba parte de un dispositivo médico implantable que poseía un capacitor de desacople de $100\ \mu\text{F}$ para la fuente, por considerarse este valor como típico.

El uso de estos capacitores dentro de un implantable se justifica por el uso de baterías con resistencias de salida medias o altas, que aumentan con el uso, y dado que el sistema debe poder tolerar consumos instantáneos elevados (principalmente asociados a pulsos de estímulo). Si no se utilizaran estos capacitores, se producirían caídas de potencial mayores a las que el circuito podría tolerar, dada la corriente que debería proporcionar la batería.

En la siguiente comparación, donde se indiquen caídas de voltaje de alimentación, se considerará que toda la corriente es entregada por el capacitor. Esto no es del todo cierto, ya que la batería proporcionaría parte de la misma. De todas formas, el cálculo resulta útil para estimar la caída de voltaje real.

Esta información es relevante, ya que se debe asegurar que las caídas de voltaje en un dispositivo implantable sean aceptables durante su vida útil.

También se comparan los consumos en estado de reposo, escuchando en busca de señal. Esta comparación se hizo con un período de escucha de $1.1\ \text{s}$,⁷ que se consideró adecuado para esta aplicación.

En el caso de un dispositivo implantable, este consumo es muy importante, debido a que se debe procurar una larga duración para la batería. Dispositivos con consumos en reposo muy altos resultarían en una menor vida útil.

Zarlink – ZL70101 Los siguientes cálculos asumen un consumo promedio de $5\ \text{mA}$ en transmisión y recepción (valor máximo), para una potencia de salida de $-4.5\ \text{dBm}$. Además, se considera que se trabaja en un enlace de buena calidad, lo que se traduce en que se tiene un $\text{BER} < 10^{-3}$, que permite suponer que se alcanzan las velocidades máximas de transferencia de datos.⁸ Cabe destacar que para el cálculo de los tiempos de transmisión se tomó en cuenta que para enviar datos útiles se requiere de la transmisión de los correspondientes encabezados de los paquetes que utiliza el transceiver para implementar el protocolo propietario de Zarlink. Se dan algunos detalles del formato y contenido de los paquetes utilizados por este chip en la sección 4.4.2.⁹ Lo único que no se considera en estos cálculos es el consumo que tiene lugar entre que el transceiver se despierta y empieza efectivamente a comunicarse.

Modo *marker* Para este transceiver, transferir $20\ \text{bytes}$ implica enviar dos bloques de datos de $113\ \text{bits}$ útiles cada uno; por lo tanto, $226\ \text{bits}$ en total enviados en un sólo paquete. Entonces se tienen los valores de la tabla 3.1.

Modo *bootloader* Para cumplir con los requerimientos de este modo se pueden enviar $147\ \text{paquetes}$ que contengan cada uno $3503\ \text{bits}$ de datos.

Para cada paquete se tienen los valores que se presentan en la tabla 3.2.¹⁰

⁷Para la mayoría de los implantables, se realiza un intento de comunicación cada segundo.

⁸BER es la sigla para *Bit Error Rate*, que representa el cociente entre la cantidad de bits erróneos recibidos sobre la cantidad de bits enviados.

⁹Cada paquete incluye un encabezado más un preámbulo, que hacen un total de $186\ \text{bits}$. Además, por cada unidad de $113\ \text{bits}$ de datos útiles (que se conoce como bloque de datos) se agregan $42\ \text{bits}$ más para detección y corrección de errores [28].

¹⁰La columna *Tiempo restante* representa el tiempo que transcurre entre dos intervalos de comunicación seguidos. Este tiempo contempla el hecho de que la velocidad de transferencia es mayor que la que se nece-

Velocidad de transferencia (kbps)	Tiempo de transmisión (ms)	Carga (μC)	Caída de tensión (V)
200	3.667	18.34	0.18
400	1.102	5.51	0.06
800	1.053	5.27	0.05

Tabla 3.1: Consumo teórico del ZL70101 en modo marker.

Velocidad de transferencia (kbps)	Tiempo de transmisión (ms)	Carga (μC)	Caída de tensión (V)	Tiempo restante (ms)
200	26.142	131.0	1.31	116.2
400	13.12	65.58	0.66	120
800	6.636	33.18	0.05	119

Tabla 3.2: Consumo teórico del ZL70101 en modo bootloader (por paquete enviado).

Modo ECG En este modo se pretende enviar 300 muestras de un byte por segundo. Como se pueden enviar hasta 31 bloques de datos por paquete y cada bloque de datos tiene un tamaño de 14 bytes + 1 bit, esto implica que cada segundo se envíe un paquete con 22 bloques de datos, lo que correspondería a enviar 308 muestras. Los resultados se presentan en la tabla 3.3.

Velocidad de transferencia (kbps)	Tiempo de transmisión (ms)	Carga (μC)	Caída de tensión (V)
200	19.17	96.00	0.96
400	9.63	48.15	0.48
800	4.93	24.64	0.25

Tabla 3.3: Consumo teórico del ZL70101 en modo ECG.

Modo para programación/interrogación En este modo debería enviarse un sólo bloque de datos, es decir, 113 bits. Los resultados se presentan en la tabla 3.4.

Consumo en reposo El consumo promedio en estado de espera de la señal de wake-up es de 250 nA, considerando un período de escucha de 1.1 s. Este valor se incrementa en 380 nA si se utiliza el *25 kHz strobe oscillator* interno para generar la señal que dispara la escucha. Estos valores corresponden a señales de wake-up en la banda de 2.45 GHz, ya que si se utiliza para este fin la banda MICS se obtiene un consumo sensiblemente

sita para cumplir con el requerimiento actual y por ende no se requiere que en dicho tiempo el transceiver se encuentre intercambiando datos, lo cual llevaría a un consumo constante muy elevado que no sería soportado por la batería del implantable.

Velocidad de transferencia (kbps)	Tiempo de transmisión (ms)	Carga (μC)	Caída de tensión (V)
200	2.892	14.46	0.145
400	1.499	7.45	0.075
800	0.823	4.11	0.041

Tabla 3.4: Consumo teórico del ZL70101 en modo para programación/interrogación.

más alto [28].¹¹

AMIS – 53000 Los valores que aquí se presentan consideran que se transmite a 128 kbps, lo cual se consigue utilizando modulación FSK o GFSK.

Cabe destacar que existe un tiempo que no se explicita totalmente en la hoja de datos, correspondiente al tiempo de preámbulo asociado a cierto encabezado que el transceiver agrega a los datos a transmitir. Entonces este tiempo no es considerado para los cálculos que se presentan a continuación.

Se aclara asimismo que los cálculos presentados a continuación se toman para el caso de transmisión, debido a que en recepción los consumos son siempre más bajos, y se considera que la potencia de salida es de 0 dBm, que corresponde a 24 mA máximos de consumo.

Modo *marker* En este modo, el tiempo necesario para enviar los datos es de 1.25 ms más el tiempo de preámbulo. Esto representa una carga de 30 μC ($24 \text{ mA} * 1.25 \text{ ms}$), lo cual produciría una caída de voltaje de 0.3 V.

Modo *bootloader* Dado el bitrate de este modo, se precisan sólo cuatro segundos para enviar el total de los datos. Éstos se pueden dividir en 4096 tramos de 128 bits, cada uno con una duración de 1 ms para la transmisión de cada tramo.

Esto implica una carga de 24 μC ($24 \text{ mA} * 1 \text{ ms}$), que representa una caída de voltaje de 0.24 V. El resto del tiempo donde no se transmite, 116 ms, se puede equiespaciarse entre transmisiones y dedicarlo a la recarga de capacitores y otras tareas.

Modo *ECG* Este modo debe transferir 2400 bits en total en un segundo. Éstos se pueden dividir en 25 tramos de 75 bits, por ejemplo, lo cual implicaría que cada tramo tendría una duración de 0.6 ms, totalizando una carga de 14.4 μC ($24 \text{ mA} * 0.6 \text{ ms}$). Esta carga da una caída de 0.14 V.

El tiempo que no es empleado para transmitir es de 980.8 ms.

Modo para programación/interrogación Los 112 bits de datos que se deben transferir requieren un tiempo de 0.88 ms de transmisión. Esto se traduce en una carga de 44 μC ($24 \text{ mA} * 0.88 \text{ ms}$), que da una caída de 0.44 V.

¹¹En [28] se presenta una primera aproximación del consumo promedio en reposo utilizando señales de wake-up a 400 MHz. Ésta establece que sería de aproximadamente 9.5 μA con un período de escucha de 2 s. Considerando los mismos supuestos que se presentan en [28], para un período de escucha de 1.1 s, se obtendría un consumo promedio en reposo de 17.3 μA .

Consumo en reposo Cuando se encuentra en reposo esperando una transmisión de datos desde la estación base, su consumo promedio $3.4 \mu A$, considerando un período de escucha de 1.1 s.

Conclusión de la comparación de consumo En lo que respecta al consumo promedio en los distintos modos de funcionamiento de transferencia de datos, se constata que, en general, el transceiver de Zarlink tiene un menor consumo y produce una menor caída de potencial, si bien las potencias de salida de referencia son menores que las consideradas para el transceiver de AMIS.¹² Esto no sucede en el caso del modo *bootloader*, donde el ZL70101 produce una caída menor sólo en el caso de una tasa de transferencia de 800 kbps. Tampoco en el caso del modo *ECG*, donde el transceiver de Zarlink produce una mayor caída de potencial para todas las velocidades de transferencia.

De la información presentada anteriormente se desprende que el transceiver Zarlink ZL70101 posee un consumo en reposo mucho menor al del AMIS 53000, dado un mismo período de escucha (1.1 s).

3.2.3.3. Interfaz con la aplicación

El transceiver de Zarlink utiliza una interfaz SPI. Mediante ésta se controla el dispositivo y se escriben/leen los datos a transmitir/recibidos. El dispositivo posee un buffer mapeado en la memoria del mismo que almacena cierta cantidad de datos a transmitir/recibidos, al cual se accede a través de la interfaz. El dispositivo se encarga de codificar/decodificar los datos, de la detección y corrección de errores y de la retransmisión en caso de no poder corregir los errores detectados de forma totalmente transparente al usuario.

El AMIS-53000 posee una interfaz similar al de Zarlink, incluyendo la característica de corrección de errores. Sin embargo, el otro dispositivo de AMIS, el 52100, sólo transmite a la aplicación de forma serial los bits recibidos y transmite por radiofrecuencia los bits a medida que se los suministra la aplicación, sin almacenar paquetes ni efectuar corrección de errores.

3.2.3.4. Soporte técnico

Los tres transceivers estudiados poseen kits de desarrollo. Sin embargo, solamente Zarlink provee una guía de diseño (bajo acuerdo de confidencialidad) para dispositivos implantables y estaciones base que utilicen su transceiver. Zarlink también pone a disposición (también de forma confidencial) el firmware utilizado en su kit de desarrollo.

3.3. Transceiver elegido: el *ZL70101*

3.3.1. Razones de la elección

Finalmente se optó por el transceiver *ZL70101* de *Zarlink Semiconductor* para este proyecto. Se pensó que era conveniente utilizarlo por las ventajas en consumo, velocidad

¹²Si bien hubiese sido preferible realizar las comparaciones en igualdad de condiciones, los datos presentados en las hojas de datos a partir de los cuales se realizaron los cálculos se dan para condiciones de referencia que no coinciden. Además, en ambos casos se buscó la forma de cumplir lo más fielmente posible con las características de los distintos modos de comunicación, considerando las restricciones que imponen las arquitecturas de cada uno de los transceivers analizados.

de transmisión, interfaz con la aplicación y soporte técnico.

Las razones se presentan a continuación.

- **Velocidad de transmisión.** Como ya se mencionó, cualquiera de los tres transceivers resulta apto para sustituir un sistema de telemetría basado en acoplamiento inductivo. Sin embargo, el de Zarlink deja más posibilidades a futuro en caso de que se requiera transmitir mayores volúmenes de información.
- **Consumo.** Éste presenta el menor consumo en reposo (de un orden de magnitud menor a los de AMIS) y además presenta las menores caídas de voltaje en la mayoría de los modos de funcionamiento evaluados basados en su hoja de datos. Si bien es muy importante la comparación de los consumos para transmisión/recepción, los valores de consumo en reposo son sumamente importantes, ya que los sistemas de telemetría se encuentran en este modo en la gran mayoría del tiempo.
- **Interfaz con la aplicación.** Como este transceiver ya implementa su propio protocolo de comunicación, el firmware necesario para poder controlarlo se simplifica al no tener que ocuparse de tareas como el control de flujo, las retransmisiones o detección y corrección de errores, entre otros.
Por otra parte, el hecho de contar con un firmware de evaluación provisto por el fabricante resulta muy valioso para elaborar una versión adaptada a nuestro sistema en un tiempo significativamente menor que si se hiciera desde cero.
- **Soporte técnico.** En este punto, Zarlink parece una opción más conveniente que AMIS. Esto se debe principalmente a la guía de diseño que dicha compañía proporciona.

3.3.2. Descripción del transceiver

Un diagrama de bloques simplificado de este transceiver se observa en la figura 3.1. En el mismo se observan las entradas y salidas al chip y se pueden apreciar los tres grandes subsistemas en los que se divide el el ZL70101 [29]:

- **Half-Duplex RF Transceiver.** Éste es el transceiver, que opera en la banda MICS implementando un canal *half-duplex*.
- **Wake-up Receiver.** Este bloque es un receptor dedicado para señales de wake-up de 2.45 GHz y que está optimizado para muy bajo consumo.¹³
- **High Performance MAC.** Este subsistema es el “cerebro” del chip. El mismo se se encarga del manejo de los otros dos bloques, el envío y la transmisión de los datos desde y hacia la aplicación, el manejo automático de errores en la comunicación y el control de flujo.

3.3.2.1. Funcionalidades adicionales

Además de las funcionalidades que se expusieron en la presentación del transceiver, el ZL70101 posee las siguientes:

¹³También existen otros métodos para “despertar” al transceiver del IMD y son comentados en la sección 3.3.2.4.

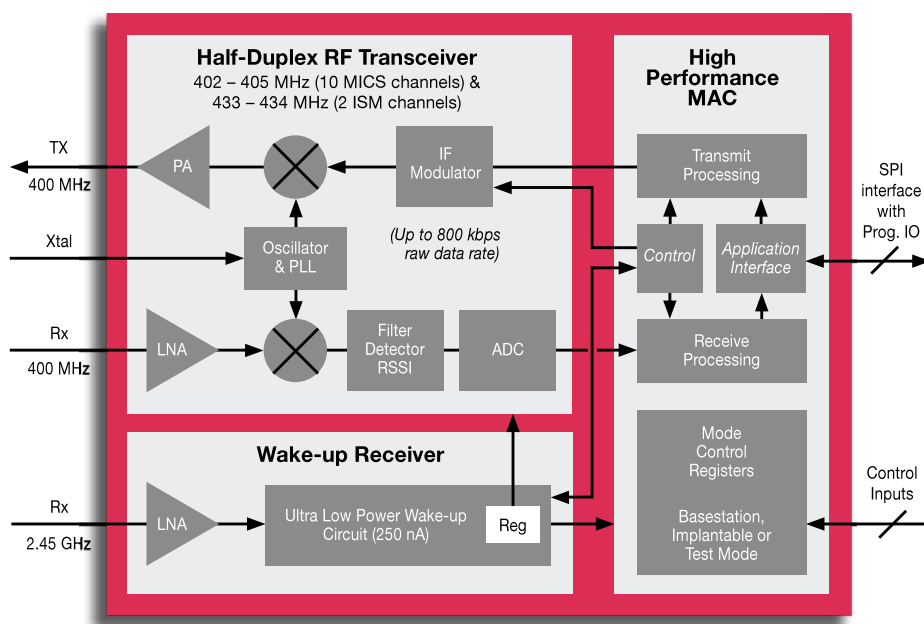


Figura 3.1: Diagrama de bloques simplificado del ZL70101. Figura tomada de [25].

- Un conversor analógico-digital de propósito general, de 5 bits, que puede usarse para medir, por ejemplo, señales externas o el nivel de señal recibida.
- Capacitores variables internos, útiles para implementar redes de adaptación modificables según se necesite. Algunos pueden ser ajustados automáticamente, utilizando detectores de pico internos, maximizando el nivel de señal en bornes del capacitor.
- Pin dedicado para la generación de interrupciones hacia la aplicación.

3.3.2.2. Presentación

El transceiver se presenta en dos formatos (con circuitos exactamente iguales) [29]:

- Die de silicio sin encapsulado. Adecuado para aplicaciones implantables y no implantables.
- Encapsulado QFN de 48 pines con *thermal pad* en su superficie inferior, el cual se muestra en la figura 3.2. Adecuado sólo para aplicaciones no implantables. No es apto para aplicaciones implantables debido a que los procesos de empaquetado y ensamblado de este encapsulado no están calificados para este tipo de aplicaciones.

Para este proyecto se optó por utilizar el chip con encapsulado QFN, porque la otra opción resulta más incómoda para ser usada en prototipos.

3.3.2.3. Modos de operación

Debido a que el mismo chip se puede utilizar tanto para una estación base como un IMD, el ZL70101 puede ser iniciado en uno de dos modos de funcionamiento: IMD



Figura 3.2: ZL70101 en encapsulado QFN de 48 pines. El *thermal pad* no resulta visible en esta toma.

ó estación base [25],¹⁴ lo cual se determina por el estado de un pin dedicado del chip. En particular, este proyecto utilizó el modo IMD.

3.3.2.4. Métodos de wake-up

Cuando el transceiver se configura en modo IMD debe ser “despertado” por una estación base para poder establecer una comunicación MICS. Esto puede ser realizado utilizando una señal de 2.45 GHz o manejando el pin WU_EN del chip a través del microprocesador del implantable. De esta forma, se tienen tres alternativas para activar al transceiver configurado como IMD [25]:

- Ser despertado por un mensaje especial enviado en 2.45 GHz, aprovechando el *Wake-up Receiver* optimizado para muy bajo consumo (comentado antes en 3.3.2).
- Despertar al transceiver para escuchar a 400 MHz. Este modo implica un consumo significativamente superior a la opción anterior.
- Despertar al transceiver para enviar un mensaje de emergencia, donde no se realiza un *clear channel assessment*, permitido por la norma, como se explica en 2.3.1.

En los primeros dos casos, el período de “escucha” puede ser manejado con circuitería interna al transceiver o a través del microcontrolador de la aplicación, manejando el pin dedicado WU_EN.

3.3.2.5. Registros

Vale la pena comentar que las distintas configuraciones de este chip se manejan a través de registros mapeados en memoria. Se puede configurar desde el valor de los capacitores internos hasta el número de identificación del transceiver.

3.3.2.6. Pines importantes

De los 48 pines disponibles, se destacan aquellos dedicados a radiofrecuencia. En particular, se hace referencia a los pines RF_TX, RF_RX, RX_245A, MATCH1 y MATCH2.

Los pines RF_TX y RF_RX están dedicados a la transmisión y la recepción de señales de 400 MHz. Ambos pines poseen un capacitor variable en paralelo, ajustables mediante registros y que se pueden aprovechar en las redes de adaptación de la antena.

¹⁴IMD significa *Implantable Medical Device*.

El pin RX_245A está dedicado a recibir las señales de 2.45 GHz, cuando se utiliza esta frecuencia para realizar el wake-up. También posee un capacitor variable en paralelo ajustable mediante registros.

Por último, se tienen los pines MATCH1 y MATCH2, conectados a sendos capacitores variables internos al chip. Estos capacitores son aptos para uso en radiofrecuencia y están pensados para utilizarse en la red de adaptación de la antena, eventualmente sustituyendo capacitores externos al chip y reduciendo así el espacio necesario para el circuito.

Capítulo 4

Descripción general del sistema

4.1. Introducción

El objetivo de este proyecto es diseñar y construir un enlace de radiofrecuencia para dispositivos médicos implantables, usando en particular la banda MICS, que fuera descrita en la sección 2.3.1. Para lograr esto se eligió el transceiver de Zarlink, como fuera explicado en la sección 3.3.1. Para poder construir el mencionado enlace, se requiere de dos *actores* en la comunicación, a decir: una estación base y un dispositivo médico implantable con capacidades de comunicación vía RF (al cual se hará referencia como IMD).¹

Para evitar tener que construir ambos, lo cual habría implicado un alcance más allá de los límites planteados para el proyecto, se optó por reutilizar la estación base que ya está implementada por Zarlink en su kit de desarrollo. Esta decisión permitió centrarse completamente en el diseño, construcción y caracterización del IMD, que es además la parte más crítica del sistema, debido a sus requerimientos de tamaño, consumo y construcción.

4.2. Kit de desarrollo

Al hablar del kit de desarrollo de Zarlink nos referimos al *ZLE70101 Application Development Kit* [30]. Este kit pudo ser adquirido a través de CCC del Uruguay, ya que, como se menciona en [30], el mismo está disponible para clientes calificados.

4.2.1. Hardware

El kit provee tanto el módulo de la estación base como el del IMD, siendo este último el que se pretende reemplazar.

El kit contiene los siguientes componentes:

- Dos placas ADP 100
- Una placa AIM 100
- Una placa BSM 100
- Una antena para la estación base

¹La sigla IMD significa *Implantable Medical Device*. Por más que el sistema de telemetría del implantable no sea un dispositivo médico completo, se hará referencia al mismo como IMD para simplificar la notación.

- Una antena para el IMD (PLA 100)
- Una placa MTA 100
- Una placa PCA 100

4.2.1.1. Placa ADP 100

Esta placa es muy importante, y hay dos de ellas porque una se conecta a la AIM 100 y otra a la BSM 100. Su función es la de proveer una interfaz USB a las dos placas antes mencionadas y de esta forma poder manejarlas a través de un computador personal, mediante un software también provisto por el kit y el cual se detalla más adelante en la sección 4.2.3.

4.2.1.2. Placa AIM 100

Esta placa es el IMD propiamente dicho, el cual se pretende sustituir. La misma se compone básicamente de un microcontrolador, un transceiver ZL70101, una red de adaptación para la antena, un conector SMA para la antena “implantable” y algunos LEDs (de los cuales sólo se utiliza uno, que indica cuándo la placa está en sesión). En la figura 4.1 se puede ver el módulo completo del IMD.

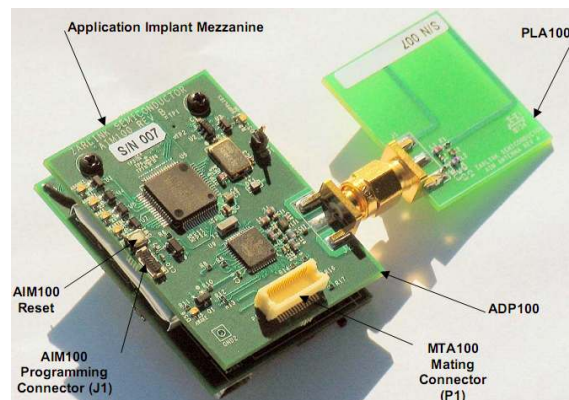


Figura 4.1: Fotografía del módulo del IMD compuesto por las placas: AIM 100, ADP 100 y PLA 100 (antena “implantable”).

4.2.1.3. Placa BSM 100

Esta placa es la que oficia de estación base. La misma consta de un microcontrolador, un transceiver ZL70101, una red de adaptación para su antena, un módulo que genera una portadora de 2.45 GHz, un filtro pasabanda y algunos LEDs (estos actualmente no están funcionales, por lo cual siempre permanecen apagados). El módulo completo de la estación base se puede ver en la figura 4.2.

4.2.1.4. Placa MTA 100

Esta placa está pensada para ser conectada tanto a la BSM 100 o a la AIM 100, y permite tener accesible, de una forma cómoda, varias señales que pueden ser de interés,

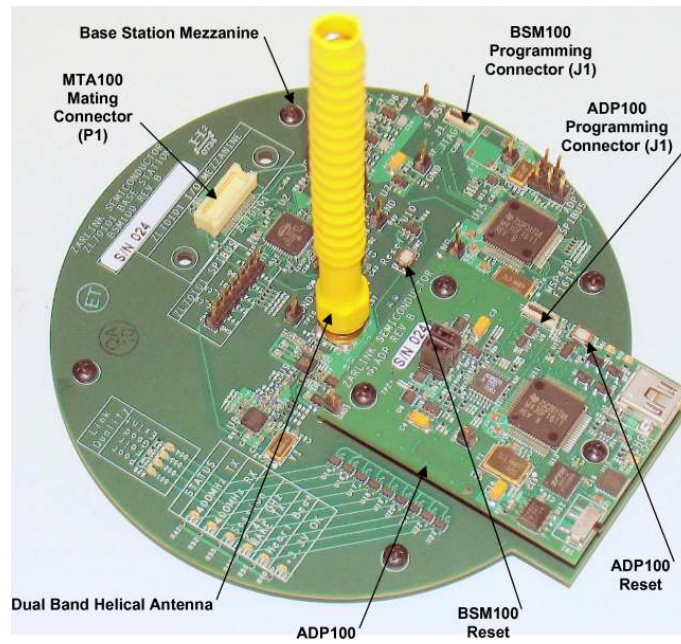
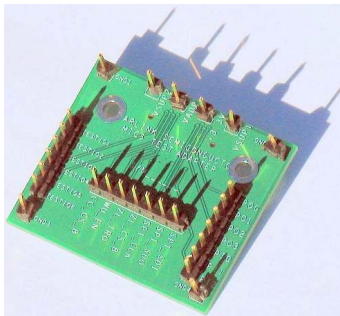


Figura 4.2: Fotografía del módulo de la estación base compuesto por las placas: BSM 100, ADP 100 y su respectiva antena.



(a) Placa MTA 100.



(b) Placa PCA 100

Figura 4.3: Componentes del kit de Zarlink.

como por ejemplo las del bus SPI entre el microcontrolador y el transceiver. Esta placa se puede apreciar en la figura 4.3(a).

4.2.1.5. Placa PCA 100

Esta placa sirve para poder regrabar el firmware de las placas BSM 100 y AIM 100, ya que convierte una conexión prevista en ambas placas a un conector MOLEX, que es el tipo de conector utilizado por la interfaz programadora del microcontrolador que poseen las placas. La misma se puede ver en la figura 4.3(b).

4.2.2. Firmware

A su vez, Zarlink también provee el código fuente (escrito en C) del firmware que tienen grabados los microcontroladores de las placas AIM 100, BSM 100 y ADP 100.² En particular, este proyecto reutilizó el firmware correspondiente a la placa AIM 100 para tomarlo como punto de partida para el firmware de RF Implantable.

La estructura y el funcionamiento del firmware de la placa AIM 100 y cómo fue aprovechado por este proyecto se explica en detalle en el capítulo 7.

4.2.3. Software

El kit provee además un software compuesto por una interfaz gráfica que permite manejar tanto a la placa BSM 100 como a la AIM 100. Esto es posible gracias a la placa ADP 100, porque ésta permite al módulo de la estación base y al del IMD tener una interfaz USB para poder conectarse con un computador personal.

Este proyecto aprovecha la interfaz gráfica de la estación base para manejar la comunicación con la placa RF Implantable. La misma permite explotar muchas de las funcionalidades provistas por el transceiver de la base y además manejar (de forma remota) algunas de las características de la placa que actúa de IMD. Entre las cosas que se pueden manejar desde la base se tiene:

- Lectura y escritura de registros del transceiver (de la estación y del IMD)
- Envío y recepción de datos desde y hacia la base
- Elección de la modulación de transmisión y recepción a usar en un enlace

Vale la pena aclarar que algunas funcionalidades no están disponibles porque la versión del software que se posee todavía no las tiene habilitadas, y otras, en el caso de usarse con la placa RF Implantable, no tienen efecto por poseer dicha placa un firmware reducido respecto del original (ver la sección 7.3).

4.3. Componente diseñado

Lo que se diseñó y construyó fue el IMD, que viene a sustituir a la placa AIM 100 del kit. Para poder concebir dicho IMD, al cual llamamos RF Implantable, se requirió principalmente de tres componentes:

- Un microcontrolador
- Un transceiver de radiofrecuencia para la banda MICS
- Una antena

Las restricciones de diseño para la placa RF Implantable fueron básicamente tres: poco tamaño, bajo consumo y biocompatibilidad del material utilizado para la construcción de la antena. Estas condicionantes fueron las que determinaron la elección del microcontrolador, del transceiver y el diseño de la antena.

²Para poder obtener el código fuente, se requiere solicitarlo expresamente a Zarlink y además suscribir un acuerdo de confidencialidad con la compañía.

La elección del microcontrolador y cuáles son sus prestaciones se explica en la sección 6.3. La elección del transceiver a esta altura ya es evidente: se optó por el ZL70101 de Zarlink y todo lo referente a por qué se tomó esta decisión se explicó en el capítulo 3. Por otra parte, el diseño y construcción de la antena para el IMD es un tema crítico en el sistema, y, dada su dificultad inherente, dicho tema es tratado extensamente en el capítulo 5.

4.4. Funcionamiento de la comunicación

De acuerdo a la norma MICS, comentada en la sección 2.3.1, la comunicación debe ser iniciada por la estación base, por lo que se puede decir que la base juega el rol de *maestro* en la comunicación y el IMD actúa como *esclavo*.³

Además, la estación base debe efectuar un *Clear Channel Assessment*, lo que consiste en revisar cuál de los diez canales MICS es el que posee menor interferencia para elegir ese canal para realizar la comunicación. Este es uno de los dos métodos permitidos por la norma MICS para evaluar las condiciones del canal previo al inicio de una comunicación. Estos dos métodos fueron mencionados en la sección 2.3.1.1.

Una vez realizado lo anterior, la base deberá despertar al IMD (puede ser más de uno) para iniciar una comunicación MICS.

Lo anterior implica que el IMD tenga un medio de muy bajo consumo para poder despertarse periódicamente y “escuchar” si existe alguna señal proveniente de una base que le ordene despertarse para iniciar una comunicación. Zarlink implementa eso mediante un 2.45 GHz *Wakeup Receiver* de muy bajo consumo que se encarga de lo mencionado anteriormente, aprovechando que la base implementada con el transceiver de Zarlink envía mensajes para despertar al IMD en 2.45 GHz.

Vale la pena aclarar que el enlace MICS que se establece es un canal *half-duplex* que es manejado por la estación base.

Para visualizar mejor las características de la comunicación implementada utilizando los transceivers de Zarlink se tiene la figura 4.4.

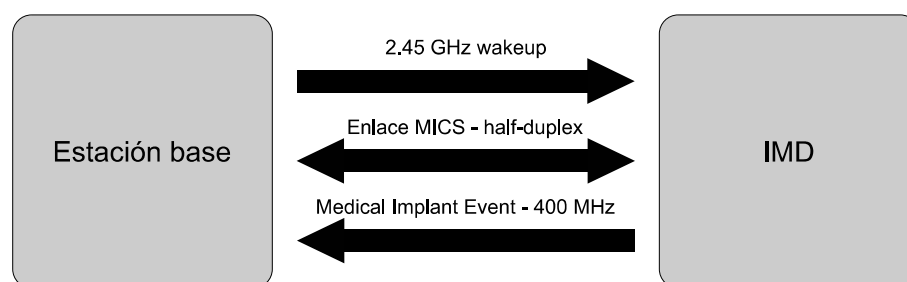


Figura 4.4: Direcciones de la comunicación a 400 MHz y 2.45 GHz.

³Salvo en el caso en que se dé una situación de *Medical Implant Event*, caso en el que el IMD es quien inicia la comunicación. Un *Medical Implant Event* se define como aquel evento que requiere que el dispositivo médico implantable transmita información de forma inmediata para garantizar la seguridad de la persona que posee dicho implante.

4.4.1. Wakeup packet

La base es capaz de despertar al IMD enviando *Wakeup packets* en 2.45 GHz. Estos paquetes contienen la siguiente información [28]:

- **Start sequence.** Es una secuencia fija de 8 bits que ayuda a lograr una identificación más confiable del paquete.
- **Company ID.** Es un número de 8 bits asignado por Zarlink a cada compañía.
- **IMD Transceiver ID:** es un número de 24 bits que permite identificar a cada transceiver de una compañía dada
- Channel setup:
 - **Channel selection.** Indica en qué canal se va a establecer el enlace MICS (elegido a partir del *Clear Channel Assessment*).
 - **RX modulation mode.** Establece la modulación que el IMD debe utilizar en recepción.
 - **TX modulation mode.** Establece la modulación que el IMD debe utilizar en transmisión.

4.4.2. Estructura de paquetes usando MICS

Una vez que el *Wakeup packet* llega al IMD y es decodificado correctamente, el enlace a 400 MHz queda establecido. Una vez que esto se logra, comienza el intercambio de datos entre la base y el IMD, y para hacerlo Zarlink implementa su propio protocolo (el cual no se puede detallar por razones de confidencialidad), utilizando una determinada estructura por paquetes. Estos paquetes se pueden dividir en tres partes [28]:

- Packet preamble
- Packet header
- Packet user data blocks

El *Packet preamble* tiene finalidades de sincronismo y permite realizar un ajuste grueso del nivel de continua presente en la señal a nivel del receptor.

Por otra parte, el *Packet header* contiene información importante para la implementación del protocolo propietario de Zarlink, la cual permite manejar retransmisiones, operaciones de *housekeeping* y control de flujo. Además, hay campos dedicados a la detección y corrección de errores del propio encabezado. En este encabezado también se incluye el *IMD Transceiver ID*, que permite verificar el destino del paquete (para el IMD) y el origen (para la base).

El último componente es el *Packet user data blocks*. Esta parte del paquete puede contener de 0 a 31 bloques de datos, siendo los bloques de datos las unidades mínimas en las cuales se almacenan datos. Estos además poseen un *trailer* que permite detectar y corregir errores en cada uno de los bloques, de forma independiente. Los bloques de datos tienen una capacidad máxima de 14 bytes + 1 bit, y en caso de configurarse para ser de un tamaño menor al máximo el resto del bloque se rellena con ceros.

Capítulo 5

Antenas

5.1. Desafíos de las antenas para implantables

La antena para el dispositivo implantable es uno de los puntos del diseño que presenta mayores desafíos. Diversos factores hacen que la antena para este sistema no sea algo secundario a la hora del diseño. La principal razón es que la antena va a funcionar en un medio que no es el aire; y con características dieléctricas bastante distintas. Además de las dificultades técnicas que esto presenta, es de destacar la poca bibliografía existente al respecto. Dado que la gran mayoría de las antenas se diseñan para el aire libre, son muy escasas las publicaciones que tratan el tema de antenas en medios distintos a éste.

A continuación se resumen los desafíos más importantes:

5.1.0.1. Las propiedades eléctricas del medio

La antena debe funcionar dentro del cuerpo humano. En el caso de un marcapasos, el implante es colocado debajo de la clavícula, entre el tejido adiposo y el músculo pectoral [31, 32], como se muestra en la figura 5.1. Según [32], esta ubicación le da al implante una profundidad de entre 0.5 cm y 8 cm, según el paciente.¹ Dadas las propiedades eléctricas del cuerpo, el mismo va a condicionar fuertemente las propiedades de la antena, por lo que deberá ser tenido en cuenta para su diseño. Tan es así, que en algunas publicaciones (como [32]) se lo califica como *parte de la antena*.

El cuerpo humano como medio de propagación de ondas electromagnéticas es muy distinto al aire. Para empezar, no es homogéneo; cada tejido tiene sus características electromagnéticas propias. En la tabla 5.1 se observan los valores de permitividad y conductividad eléctrica para algunos tejidos.

La diferencia en la propagación de las ondas en el cuerpo y en el aire se puede apreciar en la longitud de onda y la profundidad de penetración. En el aire la longitud de onda para la banda MICS es 74 cm, mientras que en el tejido muscular es 9 cm [32]. El aire es un medio no conductor, por lo que las ondas no se atenúan por pérdidas dieléctricas. En cambio, en un medio conductor como el cuerpo humano sí lo hacen. En la tabla 5.2 se dan los valores de la *profundidad de penetración* para el tejido muscular.² En ella se observa que las ondas electromagnéticas de las bandas MICS e ISM 2.45 GHz pierden

¹La profundidad de hasta 8 cm parece excesiva para un marcapasos, pero no lo es para otro tipo de implantes.

²La profundidad de penetración se define como la distancia en que una onda plana incidiendo sobre un medio conductor reduce su intensidad a $\frac{1}{e} = 36,8\%$ del valor original.

gran parte de su intensidad con sólo penetrar algunos centímetros en este medio. En la misma tabla, a modo de comparación, se dan las longitudes de penetración para 170 kHz, una frecuencia similar a las que se utilizan hoy en día para los enlaces inductivos con dispositivos implantables.

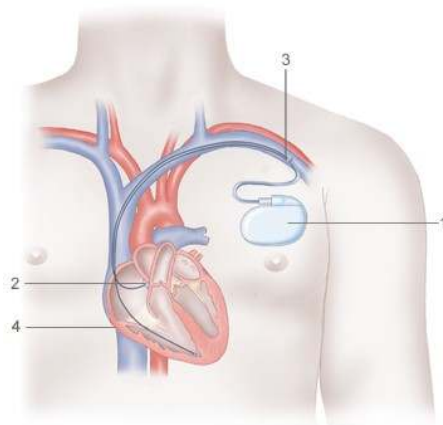


Figura 5.1: La ubicación del marcapasos en el cuerpo. (1) Marcapasos, (2) Electrodo, (3) Cables entrando por una vena, (4) Corazón. Figura extraída de [31].

Tejido	ϵ_{er}	σ_e (S/m)
Músculo	57.1	0.797
Grasa (no infiltrada)	5.6	0.041
Pulmón	23.8	0.375
Piel (seca)	46.7	0.690
Piel (húmeda)	49.8	0.670
Hueso esponjoso	22.4	0.235
Cerebro (Materia gris)	57.4	0.739
Cerebro (Materia blanca)	42.0	0.445

Tabla 5.1: Propiedades eléctricas de los tejidos humanos a 403.5 MHz [32].

A la pérdida de potencia dada por las pérdidas dieléctricas debe sumársele las pérdidas por reflexión. El medio en el cual se deben propagar las ondas del enlace no comprende sólo el cuerpo humano, sino también el espacio que lo rodea. Por lo tanto, las ondas deben atravesar la interfaz *aire - cuerpo*. Dada la diferencia de impedancias características en la interfaz, parte de la potencia incidente (en cualquiera de los dos sentidos) es reflejada.³ Además, la heterogeneidad de las propiedades eléctricas del cuerpo genera otras reflexiones cuando las ondas atraviesan más de un tejido. En total, la disipación por conductividad y las reflexiones hacen que se tenga una pérdida de potencia importante al transmitir hacia o desde el implantable. Esta pérdida, que se estima de entre 33 y 40 dB [28, 32], junto a la

³La impedancia característica de un medio depende de las propiedades electromagnéticas del mismo. Cuando en una interfaz ambos medios tienen igual impedancia característica, toda la potencia incidente es transmitida.

Medio	Profundidad de penetración		
	170 kHz (E. inductivo)	403.5 MHz (MICS)	2.45 GHz (ISM)
Aire	∞	∞	∞
Titanio	800 μm	16 μm	6.7 μm
Agua	13 m	0.87 m	0.024 m
Agua de mar	0.6 m	0.013 m	0.007 m
Tejido muscular	2.2 m	0.052 m	0.022 m

Tabla 5.2: Profundidad de penetración para el tejido muscular y otros medios [32].

limitación de potencia a transmitir establecida por la norma MICS, exige tener muy alta sensibilidad en el receptor y establece una cota inferior para la ganancia de la antena.

Asimismo, la ganancia de la antena es un punto que presenta complicaciones en un medio conductor. En un medio como éste, la eficiencia de una antena (factor que incide proporcionalmente en la ganancia) se ve afectada en gran medida debido a la conductividad.⁴ Si la antena no está correctamente aislada del medio conductor, se tienen pérdidas mucho mayores. Esto sucede ya que no sólo se pierde energía por la propagación de las ondas en el cuerpo humano, sino también en el campo cercano [33].⁵ Este aumento en las pérdidas es lo que disminuye la eficiencia, ya que aumenta la potencia que es disipada y disminuye la potencia que es transmitida o recibida. Esto elimina la posibilidad de que la antena esté en contacto directo con el cuerpo, sin aislación.

La aislación de la antena también es necesaria para cumplir otro de los requerimientos: la tasa SAR en los tejidos cercanos. Como ya se explicó en el capítulo 2, las recomendaciones internacionales sobre radiofrecuencia y salud humana, y el uso de la banda MICS en particular, imponen restricciones sobre esta tasa en los tejidos del cuerpo humano. Los campos en la proximidad de la antena deben estar limitados para no generar una SAR fuera de lo permitido, lo cual se puede lograr aislando correctamente la antena.

5.1.0.2. El encapsulado de los implantables

Los dispositivos implantables están en general cubiertos por una caja de titanio y, a su vez, ésta está parcialmente recubierta con una capa de pintura de silicona. También en general poseen un “cuello”, porción del volumen que sólo contiene epoxy, donde se conectan electrodos. En la figura 5.2 se observa un marcapasos actual. Estos materiales son elegidos de forma de garantizar la biocompatibilidad del implantable con el cuerpo humano.

Dado que no se puede ubicar la antena dentro de la caja, ya que las ondas electromagnéticas no la penetrarían,⁶ la misma se debe colocar fuera de la caja y debe usarse un metal biocompatible para su construcción. Esto se aplica aun en el caso de que la antena

⁴Ver el apéndice B sobre conceptos básicos de antenas.

⁵Se refiere a las componentes del campo electromagnético dominantes en las proximidades de la antena. Estas son básicamente ondas estacionarias, por lo cual no habría pérdidas si el medio no fuera conductor. En el apéndice B se dan más detalles.

⁶Ver la tabla 5.2, donde se dan las profundidades de penetración para el titanio. Se observa que estas longitudes para las bandas MICS e ISM 2.45 GHz, en las cuales la antena deberá trabajar, son del orden de las micras. Dicha longitud corresponde al espesor de, por ejemplo, un papel, por lo que estas ondas no penetrarían la caja de titanio de un implantable, que tiene un espesor mayor.

sea aislada (como es conveniente, según ya se explicó), lo cual se debe a que el material que se utilice para aislarla, como por ejemplo el epoxy, puede presentar cierta permeabilidad.⁷

Además, el metal debe presentar baja resistividad, para disminuir las pérdidas de potencia por efecto Joule. En cuanto a baja resistividad, los mejores metales a utilizar serían el oro, la plata o el cobre; sin embargo, el platino o el platino-iridio, metales de relativamente alta resistividad, son los mejores que se pueden utilizar teniendo en cuenta la biocompatibilidad [34].



Figura 5.2: Marcapasos Teros 503, de CCC del Uruguay. Las dimensiones de este modelo son $49 \times 38 \times 7$ mm. Figura extraída de [35].

5.1.0.3. Las dimensiones de la antena

Las características del encapsulado de los dispositivos implantables y la necesidad de que la antena se encuentre en el exterior dejan muy poco lugar para la antena. La misma deberá ser de muy poco volumen, ya que no es razonable aumentar el tamaño del implantable. Además, deberá aprovechar en lo posible el volumen disponible en el cuello, dejando lugar para las conexiones de los electrodos. Estos requerimientos de pequeño volumen complican aún más el obtener buenas características en una antena, como es deseable para poder establecer comunicación a pesar de las pérdidas del medio.

Es sabido que las pequeñas antenas, o sea, las que tienen dimensiones mucho menores a media longitud de onda, no pueden presentar buenas características, como eficiencia, ganancia, ancho de banda o polarización bien definida [36]. Éste es el caso para la antena de un implantable para la banda MICS.⁸

Si bien ha habido mucho progreso en los últimos años y se han obtenido cada vez antenas más pequeñas y eficientes, impulsado sobre todo por el desarrollo de las tecnologías inalámbricas de comunicaciones personales, estas restricciones obedecen a leyes de la física que establecen un límite en cuanto a las prestaciones a lograr dado un cierto volumen para la antena. En la bibliografía especializada en la teoría de pequeñas antenas (*small antenna theory* [36, 37]) se encuentran diversas técnicas para alcanzar el mejor resultado dentro de los límites impuestos por el volumen. En la sección 5.3.3 se dan algunas de ellas.

Un punto muy importante en el diseño de este tipo de antenas es la consideración de la caja del implantable dentro del diseño. Debido a la relación entre el tamaño de la posible antena y la caja, esta última no puede ser considerada como un elemento externo, como un *plano de tierra*, que modifica las propiedades de la antena de una forma predecible. La

⁷De hecho, el epoxy la presenta.

⁸Esto es así ya que la longitud de onda para la banda MICS (en el aire) es de 74 cm, y en el epoxy del cuello sería similar.

caja debe ser considerada como una parte más de la antena, ya que también va a radiar energía. Según algunas publicaciones, como [36], en los dispositivos con pequeñas antenas sobre cajas metálicas, la caja puede llegar a radiar tanto o más que la antena propiamente dicha. Además, al igual que la antena, la caja tampoco está compuesta por un excelente material conductor, por lo que también introducirá pérdidas importantes.

5.1.0.4. Adaptación de impedancia

Otro de los desafíos que se presentan es la adaptación de la impedancia de la antena. La misma es fundamental para un uso eficiente de la potencia tanto en transmisión como en recepción. Esta adaptación de impedancia dependerá de la impedancia que la antena presente, la cual a su vez dependerá del lugar del implante en cada paciente, así como de la edad y de la postura del mismo, por lo que es fundamental que sea dinámica y autoajustable [38].⁹ De todas formas, se necesita tener una estimación del valor de la misma para el diseño de la red de adaptación, aunque ésta tenga la posibilidad de autoajustarse. Sin embargo, como se mostrará más adelante, predecir el valor de la impedancia no resulta sencillo, ya sea mediante cálculos teóricos, medidas o simulaciones. También aquí el problema radica en las pequeñas dimensiones de la antena.

5.2. Requerimientos de la antena

Como ya se dijo, dadas las características del medio en el cual se van a utilizar, y las de la banda de frecuencias en las que deben trabajar, las antenas presentan requerimientos bastante exigentes.

5.2.0.5. Directividad

La antena deberá comunicarse con una estación base, la cual podrá estar en cualquier posición dentro de un cierto radio del cuerpo. Por lo tanto, la antena debe ser omnidireccional, no directiva. Sin embargo, como ya se dijo, el entorno donde se usará la antena va a determinar fuertemente las características de la misma. Éste seguramente sea el caso de la directividad, cuando el implantable esté cerca de la interfaz con el aire exterior (por ejemplo, si es un marcapasos). Es de pensar que al estar tan cerca de la interfaz su directividad va a ser mucho mayor *hacia afuera* en la dirección perpendicular a la misma, y casi nula *hacia adentro*.

Esto se observa claramente en la figura 5.3, en la que se muestra la simulación (con FDTD) del patrón de radiación para una antena (no directiva) implantada en el lugar habitual de un marcapasos. Se observa que la ganancia es mucho mayor hacia adelante que hacia atrás y los costados.

Entonces, si bien es deseable que la antena sea omnidireccional, esto no parece factible. Esto hace que no se necesite que la antena fuera del cuerpo presente características omnidireccionales, ya que al ser usada dentro del mismo va a perder esa propiedad. Además, si lo fuera, probablemente se perdería más potencia disipándose en el cuerpo. Por lo tanto, lo que parecería mejor es que la antena presentase cierta directividad hacia adelante.

⁹Por más información sobre la impedancia de una antena, ver el apéndice B.

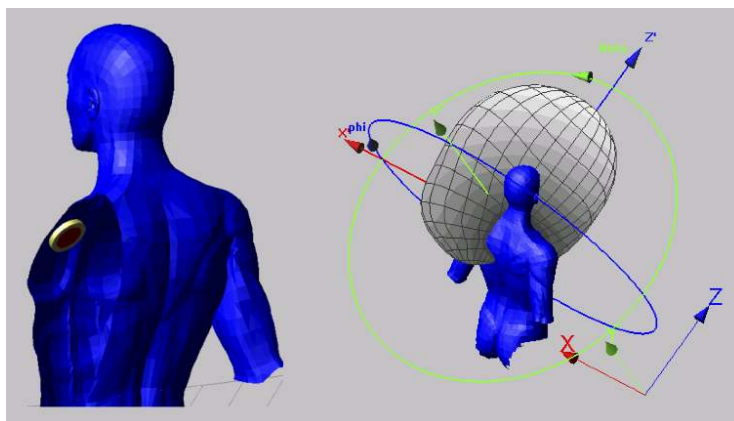


Figura 5.3: Patrón de radiación para una antena implantada. Figura extraída de [32].

5.2.0.6. Eficiencia

Para estas antenas la eficiencia de radiación es el factor más importante. Ésta tiene dos componentes: pérdidas en los materiales que forman la antena (conductores y dieléctricos) y pérdidas en el medio conductor cercano a la misma.

Se define como la potencia radiada por la antena sobre la potencia aceptada por la misma. Como ya se dijo, es importante lograr la mejor eficiencia posible, aunque es imposible lograr una eficiencia buena debido principalmente a las dimensiones de la antena.

A pesar de la definición dada, se debe tener cuidado a qué se le llama eficiencia cuando se comparan publicaciones. Si bien ya se dijo que los factores que la determinan son las pérdidas en la antena y en su campo cercano, así definida, la misma no puede ser medida. Dado que la antena y su medio son inseparables (para que ésta mantenga las mismas características), muchas veces la eficiencia se considera como la potencia radiada *fuera del cuerpo* sobre la potencia aceptada por la antena. Esta es la eficiencia que podría ser medida; la de la definición original sólo puede obtenerse mediante simulaciones.

En este documento nos vamos a referir en general a la eficiencia que definimos originalmente, salvo que se indique lo contrario. Sin embargo, parece haber cierta confusión sobre el tema por lo visto en algunas publicaciones. En general, en las publicaciones y patentes no se especifica a qué se refiere con las eficiencias que se presentan, aunque, como se mostrará, por la diferencia de orden de magnitud casi siempre se puede determinar de cuál se está hablando.

Debido a las restricciones de volumen para la antena, como ya se explicó, la eficiencia no puede alcanzar los valores que se obtienen habitualmente para antenas resonantes en el aire. Sólo considerando esta limitación, o sea, sin tomar en cuenta las pérdidas por el campo cercano, la eficiencia de la antena estará en el orden de 1 %, como se mostrará más adelante en algunos ejemplos.

En un documento de la ITU-R (según se cita en [32]), en el cual se calcula un *presupuesto de enlace* para MICS, se estima una ganancia de -31.5 dB, considerando la potencia fuera del cuerpo. La ganancia es el producto de la eficiencia por la directividad. La directividad, como se explicó, no es un punto fundamental; está fuertemente condicionada por el cuerpo y no se tienen valores de referencia. Por lo tanto, para estimar la mínima ganancia necesaria se podría considerar una antena no directiva, isotrópica. En ese ca-

so, la eficiencia (de la potencia fuera del cuerpo) debería ser de 0.071 % (-31.5 dB), para 400 MHz.

Para ISM 2.45 GHz, se van a tener mayores pérdidas en el cuerpo, pero se permite utilizar mayor potencia. Según [28], el presupuesto del enlace es 1 dB más favorable para esta banda en comparación con MICS. Por lo tanto, la eficiencia mínima requerida sería un decibel menor.

5.2.0.7. SAR

Como se explicó en el capítulo 2, se exigen ciertos requerimientos sobre la SAR en el cuerpo humano. Ésta está asociada a la intensidad de los campos de la antena en su entorno cercano. Para disminuirla, se puede disminuir la potencia transmitida o aumentar la aislación. Según se observó en diversas publicaciones, dada la baja potencia transmitida en MICS, éste no es un requerimiento limitante para las antenas que sean aisladas.

5.2.0.8. Impedancia

Como se ha explicado en 5.1, la antena va a tener dimensiones mucho menores a media longitud de onda, por lo menos para la banda MICS. Por lo tanto, no va a poder ser del tipo resonante, es decir, presentar impedancia pura real en las bandas de frecuencia de interés. Además, si lo fuera, debería serlo en las dos bandas en las que se va a utilizar. Por otra parte, las impedancias que presentan estas antenas son por lo general de valores bajos y muy distintos a los que requieren los transceivers, como se explicará más adelante. Esto lleva a que se deban diseñar redes de adaptación adecuadas que transformen la impedancia.

Por lo tanto, los requerimientos de la impedancia no apuntan a que ésta sea cercana a un valor determinado, sino a que simplemente sea *adaptable*.

5.2.0.9. Polarización

La polarización no es un punto demasiado relevante. Si bien puede darse que la polarización de la estación base esté bien definida, la de la antena implantable, que está sujeta a la posición y postura del cuerpo humano, no puede ser garantizada. En una amplia cantidad de publicaciones que se relevaron no se encontró que se le diera importancia a este punto.

Tal vez el requerimiento que se puede pedir es una polarización igual a la de la estación base cuando la persona con el implante se encuentre en posición erguida. Esta polarización sería vertical, si la antena utilizada en la estación base fuera por ejemplo un monopolo.

5.3. Antenas utilizadas para implantables

Dado que la banda MICS es aún bastante reciente (1999), hay investigación constante sobre el tema. Sobre antenas, desde 1999 a la fecha se han publicado muchos artículos y registrado bastantes patentes, pero por el momento hay pocos productos comerciales.

Para analizar el comportamiento de las antenas se recurrió a dichas publicaciones sobre el tema, a bibliografía clásica sobre antenas en medios conductores y a publicaciones sobre *antenas pequeñas*. Como ya se dijo, la bibliografía sobre antenas en medios conductores es escasa, sobre todo en comparación con la extensa bibliografía sobre antenas convencionales. La bibliografía sobre antenas pequeñas es bastante reciente y está orientada hacia tecnologías de teléfonos celulares.

La siguiente es una lista de tipos de antenas que aparecen mencionados en publicaciones y patentes como adecuadas para dispositivos implantables:¹⁰

- *Parches (patch o microstrip)*
- *Halos (loops o bobinas)*
- *Dipolos eléctricos*
- *Monopolos*

En las siguientes secciones se analizan estas categorías. Se presentan las principales características de cada una, las particularidades de su uso en implantables y los ejemplos encontrados.

5.3.1. Antenas parche

Las antenas parche consisten de un “parche” metálico sobre un plano de tierra, separado por un substrato (material dieléctrico). El parche puede ser una superficie lisa, como se observa en la figura 5.4, o puede tener diversas formas, inclusive con huecos.

Las antenas parche aparecen como una opción ideal a primera vista. Esto se debe a su pequeño volumen y forma plana, lo que brindaría la posibilidad de aprovechar el área de una de las superficies de la caja del implantable. Además, el tamaño que esta antena precisaría para funcionar en la banda MICS también aparece como una ventaja, ya que, dada la longitud de onda dentro del cuerpo humano, el área de la superficie de la caja sería adecuada [32, pág. 62]. Sin embargo, cuando se analiza la eficiencia que se obtendría, el volumen que ocuparía y la biocompatibilidad de los materiales que convendría utilizar, esta antena deja de parecer una opción viable.

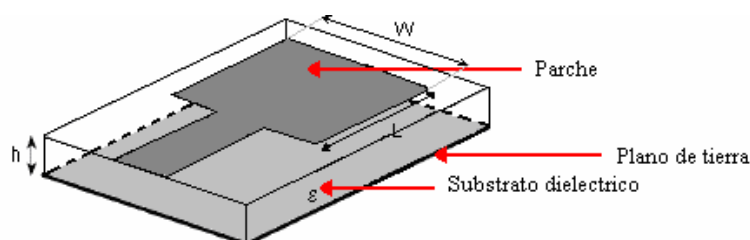


Figura 5.4: Esquema de una antena parche. Figura extraída de [39].

En la tesis de doctorado de Anders Johansson [32], en la cual el autor compara diversas antenas para un enlace con un implantable MICS, se duda de la viabilidad de este tipo de antena. Si bien no se reporta un estudio experimental muy extenso para el mismo, se presenta un análisis teórico que concluye la dificultad de lograr buena eficiencia con un volumen pequeño, requisito imprescindible para este tipo de dispositivos. El autor de la tesis justifica esta dificultad en la necesidad de aislar el campo cercano de la antena. Como ya se explicó, el campo cercano en contacto con un medio conductor introduce pérdidas. Esto quiere decir que para lograr una eficiencia alta se debería recubrir con una gruesa

¹⁰Ver apéndice C sobre patentes de antenas para implantables.

capa de material dieléctrico la superficie conductora del parche, lo cual llevaría a engrosar el dispositivo implantable en cuestión, lo que no sería factible.

Por otra parte, existen patentes que registran diseños aparentemente exitosos de antenas parches para implantables. Véase por ejemplo la no. 14 en el apéndice C. También hay publicaciones (por ejemplo, [40, 41, 42, 43, 44, 45]) que reportan antenas con diseños satisfactorios, con espesores de sólo algunos milímetros. Como ejemplo se muestra una de las antenas diseñadas por los autores de [44] en la figura 5.5. Esta antena, conocida como PIFA (*Planar Inverted F Antenna*) espiral, tiene dimensiones de 20×24 mm y un espesor total de 2.5 mm, incluyendo el substrato y el superstrato. Este último, que no está presente en la antena parche convencional, aísla el campo cercano de la antena. Esto mejora la eficiencia de la antena y protege a los tejidos humanos, disminuyendo la SAR.

Dicha antena fue simulada con FDTD y además probada en un medio eléctricamente similar al cuerpo humano. Los autores reportan valores de SAR y dan medidas de impedancia realizadas con un analizador de redes, aunque, como se explicará más adelante, las medidas realizadas de esta forma pueden no ser representativas de la realidad. Los valores que se reportan de SAR cumplen con las normas FCC, cuando se está emitiendo fuera del cuerpo la máxima potencia permitida. La eficiencia de esta antena (simulada, tomando en cuenta la potencia radiada *fuera* del cuerpo) se reporta como de 0.34 %. Los mismos autores reportan en [43, 44] antenas similares con eficiencias de 0.49 % (-23.1 dB), 0.25 % y 0.16 % (-28.0 dB). De otras antenas parche, en [45], se reporta una eficiencia de 0.31 %. Como ya se dijo, estos valores son aceptables para dispositivos implantables.

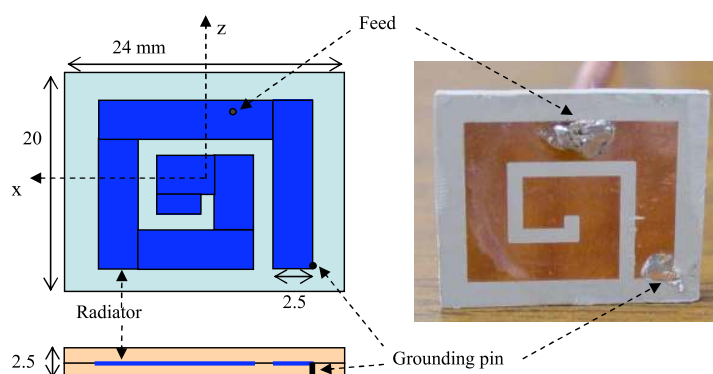


Figura 5.5: Antena PIFA del tipo espiral diseñada para dispositivos implantables. En la fotografía, la antena se encuentra sin el superstrato. Figura extraída de [44].

Este tipo de antenas presenta complicaciones para la fabricación. Dada su ubicación en una de las caras del implantable, se dificulta la alimentación. La alimentación en general debe hacerse desde abajo de la antena, como se observa en la figura 5.5, con lo cual el “vivo” de la misma debería atravesar la superficie de la caja, que sería el “plano” de tierra. Esta forma de alimentación es sustancialmente diferente a la forma habitual en la cual se sacan al exterior señales en los implantables, lo cual se hace siempre a través del cuello y mediante un *feed-through*. Un *feed-through* (ver figura 5.6) es una interfaz entre el interior y el exterior del implantable, y se utiliza por ejemplo para conectar los electrodos de estímulo-sensado con los circuitos. Colocar este tipo de interfaz en una de las caras laterales del implantable no sería sencillo, ni tampoco conectarlo con los circuitos.



Figura 5.6: Un feedthrough.

También se presentan dificultades con el substrato y el superstrato. En primer lugar, los materiales a utilizar deben ser biocompatibles, y además deben tener permeabilidades dieléctricas adecuadas y estar bien caracterizados. También surge dificultad para unir los componentes de la antena, proceso del cual no se tiene información. Es de destacar que en el año 2005 se realizó el proyecto de fin de carrera *Diseño, construcción y ensayo de antenas parche* en el IIE. Dicho proyecto trató sobre antenas patch para 2.4 GHz. Sin embargo, las características de las antenas fabricadas para ese proyecto no son compatibles con los requerimientos del nuestro, ya que son antenas sobre planos de tierra mucho más grandes que el parche, no utilizan materiales biocompatibles y no poseen superstrato.

Dadas las dudas sobre su efectividad, en términos de eficiencia y volumen; y fundamentalmente debido a las complicaciones para su fabricación, no se fabricaron prototipos de este tipo de antena.

5.3.2. Antenas de halo

También conocidas como *loops* o *bobinas* (en caso de tener muchas vueltas), las antenas de halo son muy usadas en las telecomunicaciones. Consisten en un conductor que forma un lazo que es cerrado por la alimentación, como se observa en la figura 5.7. Se utilizan con secciones cuadradas, circulares, triangulares, romboides, etc., y pueden tener una o más vueltas.

Debido a la forma del cuello del implantable, parece viable insertar un halo en el mismo, sin aumentar demasiado su volumen. En [32, 46] se analiza su uso para implantables y en algunas patentes (por ejemplo, la no. 7 en el apéndice C) se registran implantables con antenas de este tipo. También se sabe de la existencia de un implantable comercial que utiliza la banda MICS que posee una antena de halo [47].

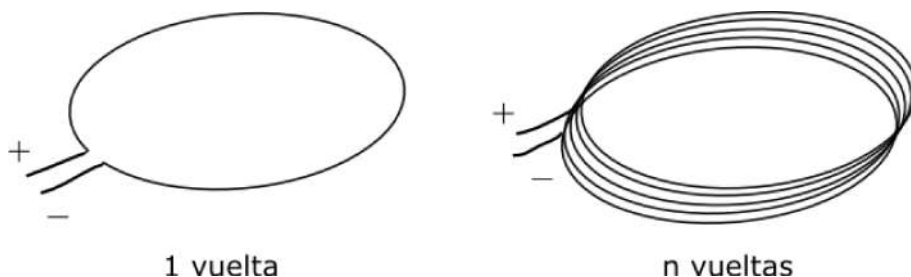


Figura 5.7: Ejemplos de antenas de halo.

Se distinguen dos clases de halos: los de dimensiones pequeñas comparadas con la longitud de onda, y los de dimensiones comparables a la misma. Los primeros se llaman comúnmente dipolos magnéticos, y la principal diferencia con los segundos radica en que la distribución de la corriente a lo largo del conductor se puede considerar constante. Se toma como límite: $\text{circunferencia} \times \text{vueltas} < \frac{\lambda}{10}$ [48].

El patrón de radiación de los dipolos magnéticos (observar figura 5.8) es similar al de los dipolos eléctricos. El mismo tiene un cero en la dirección perpendicular al plano del halo y es omnidireccional en las direcciones de dicho plano. Si se incrementan las dimensiones del halo, dejando de cumplirse la condición de tamaño mencionada, la dirección de máxima radiación se acerca al eje perpendicular al plano del halo. Cuando la circunferencia es aproximadamente igual a λ , se obtiene máxima radiación según ese eje, y por lo tanto se obtiene una antena directiva [48].

Para este trabajo se consideran principalmente dipolos magnéticos, por la independencia de sus parámetros respecto de la forma exacta del halo. Si no se cumpliera esta hipótesis, debería hacerse un análisis detallado para cada diseño. Además, dados los requisitos de volumen, los halos que puedan colocarse en el cuello del implantable podrán en general considerarse dipolos magnéticos para las frecuencias de la banda MICS.

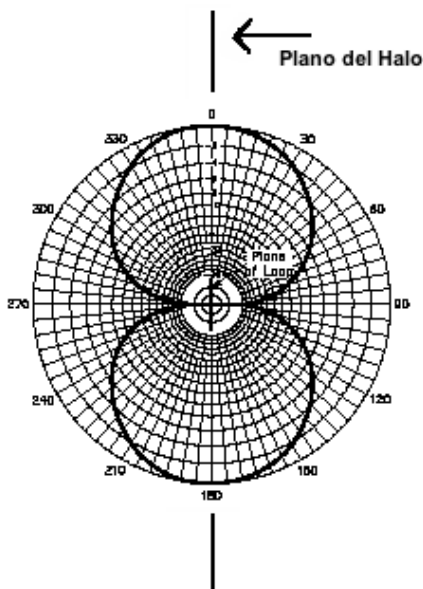


Figura 5.8: Patrón de radiación para un dipolo magnético. Se observa un corte en el plano perpendicular a la sección del halo. Figura extraída de [49].

La impedancia de un dipolo magnético de una vuelta depende del área del mismo, sin importar su forma. Si se trata de un halo de muchas vueltas, la impedancia se multiplica por el cuadrado de la cantidad de vueltas. La resistencia de radiación (bajo la hipótesis de dipolo magnético, en el espacio libre, con λ en metros) para N vueltas de superficie S (en m^2) es

$$R_{rad} \approx (31171\Omega)N^2\frac{S^2}{\lambda^4} \quad (5.1)$$

Esta resistencia suele ser muy pequeña para los dipolos magnéticos, de algunas fracciones de Ω , debido a sus pequeñas dimensiones con respecto a la longitud de onda. Aumentar la cantidad de vueltas parece una solución ideal, ya que la resistencia de radiación crece cuadráticamente con N , aunque sin embargo no siempre es conveniente. Primero, porque se debe respetar $\text{circunferencia} \times N < \frac{\lambda}{10}$; y, segundo, debido a que la resistencia de pérdidas también depende de N , como se verá a continuación.

Para incrementar la resistencia de radiación, muchas de las antenas de halo que se utilizan habitualmente incluyen un núcleo de ferrita. De esa manera se logra aumentar la misma, sin aumentar el diámetro o agregar más vueltas. Sin embargo, en [32] se descarta su uso para la banda MICS debido a que se encontró que a 400 MHz las ferritas no eran útiles. Por otra parte, parece poco probable incluirlas teniendo en cuenta las restricciones de espacio para los cuellos de implantables.

La resistencia de pérdidas depende de la resistividad del conductor, de su diámetro, de su longitud total y de la distribución geométrica del mismo. En el caso de una sola vuelta, la resistencia de pérdidas se puede aproximar por la resistencia óhmica de un conductor rectilíneo de la misma longitud, considerando el *efecto pelicular*.¹¹ Sin embargo, si se tienen varias vueltas, debido al efecto conocido como *efecto de proximidad* las pérdidas aumentan en gran forma con la proximidad entre las vueltas [48, 50]. La resistencia de pérdidas total es [48]:

$$R_{\text{perd}} = \frac{Na}{b} R_s \left(\frac{R_p}{R_0} + 1 \right), \text{ donde } \begin{cases} a & = & \text{radio del halo} \\ b & = & \text{radio del conductor} \\ R_s & = & \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \\ \omega & = & 2\pi \times \text{frecuencia} \\ \sigma & = & \text{conductividad del material conductor} \end{cases}$$

En la ecuación anterior, $\frac{R_p}{R_0}$ es el cociente entre la resistencia óhmica incluyendo el efecto de proximidad y la misma sin considerarlo. Este cociente depende de la cantidad de vueltas (N) y del cociente entre la separación de las vueltas y el diámetro del conductor ($\frac{a}{b}$). En la figura 5.9 se muestra dicho cociente para algunos valores de N . En la misma se observa que cuando la separación es pequeña $\frac{R_p}{R_0}$ puede ser grande, aun para unas pocas vueltas.

Esta dependencia de la resistencia de pérdidas con el número de vueltas establece un compromiso con la resistencia de radiación, que también depende de la cantidad de vueltas. Además, plantea el requerimiento de una distancia considerable entre cada vuelta, con lo cual se debe tener cuidado, ya que si ésta es muy grande puede degradar la radiación de la antena.¹² Todo esto lleva a que en general para frecuencias altas como las que se están considerando (por el efecto pelicular y el de proximidad) no se puedan obtener dipolos magnéticos eficientes. Para observar cuantitativamente este resultado, se puede calcular la eficiencia para una bobina pequeña (que se pueda considerar dipolo magnético) que podría colocarse dentro del cuello del implantable, por ejemplo:¹³

¹¹También conocido como efecto *skin*. Consiste en que la corriente a alta frecuencia circula por la superficie externa del conductor, disminuyendo el área efectiva y aumentando así la resistencia por unidad de longitud.

¹²Sobre esto no se encontró en la bibliografía un límite preciso.

¹³Esta eficiencia sería para la antena en el espacio libre; podría cambiar en otro entorno, como el cuello de un implantable.

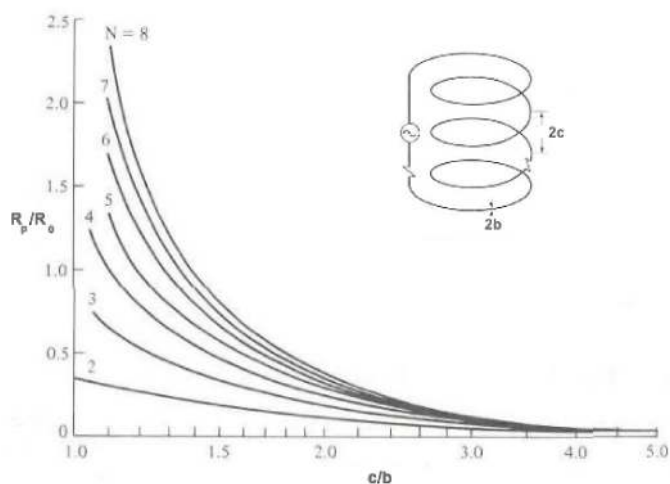


Figura 5.9: Influencia de la distancia entre vueltas en la resistencia de pérdidas. Figura extraída de [48].

$$\begin{aligned}
 \text{longitud total} &= 75 \text{ mm} \approx \lambda/10 \text{ (400 MHz)} \\
 \text{radio bobina} &= 4 \text{ mm} \\
 \text{radio conductor} &= 0.2 \text{ mm} \\
 \text{frecuencia} &= 403.5 \text{ MHz} \\
 \sigma &= 59.6 \times 10^6 \text{ S/m (cobre)} \\
 N &= 3 \\
 \frac{R_p}{R_0} &= 0.35 \left(\frac{c}{b} \approx 1.5 \right)
 \end{aligned}$$

$$\text{Eficiencia} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{perd}} \approx 0,14 \%$$

Esto muestra que una bobina pequeña no presentaría una buena eficiencia, pero como ya se dijo no se puede esperar una eficiencia muy buena de una antena tan pequeña. Sin embargo, si con la misma longitud total del conductor se considerara un halo de una vuelta que ocupase la totalidad del contorno del cuello (tendría sección rectangular, pero sería equivalente a uno circular), se tendría una eficiencia algo superior:

$$\begin{aligned}
 \text{longitud total} &= 75 \text{ mm} \approx \lambda/10 \\
 \text{radio de un halo circular equivalente} &= 12 \text{ mm} \\
 \frac{R_p}{R_0} &= 0 \text{ (una sola vuelta)}
 \end{aligned}$$

$$\text{Eficiencia} \approx 1.71 \%$$

Por lo tanto, parecería ser más conveniente usar halos grandes que bobinas pequeñas, para la misma longitud total del conductor. Además, ésta es una eficiencia aceptable para los valores que se manejan en patentes y publicaciones (ver por ejemplo la patente no. 14 en el apéndice C).

Además de las dimensiones y la eficiencia (en cuanto a pérdidas en el halo), existen otros factores que también las hacen parecer adecuadas. Por ejemplo, en [32] se las califica como buenas opciones debido al pico de campo magnético que se produce en la superficie del cuerpo humano y al menor campo cercano en comparación con el dipolo eléctrico.¹⁴ Esto último disminuiría las pérdidas por contacto del campo cercano con el medio conductor. También en [51], donde se estudian las limitaciones de las antenas aisladas en medios conductores, se dice que la antena con menores pérdidas en el campo cercano es el dipolo magnético. Este menor campo cercano también ayudaría a reducir la SAR en los tejidos adyacentes.

Sobre el campo cercano del halo se tiene que será magnético.¹⁵ Por lo tanto, la reactancia en la impedancia vista de la antena es inductiva. Esto será así mientras el halo no resuene, es decir, mientras que la capacitancia entre las vueltas del halo no compense la inductancia de las mismas. Según [32], se debe trabajar a una frecuencia menor que la de autoresonancia, aunque en ese trabajo no se especifica una forma de calcular la misma. Para calcular la parte imaginaria de la impedancia, en [32] se la aproxima por la autoinductancia que presentaría el halo a baja frecuencia. Es de destacar que sería importante en el diseño de una antena de este tipo que esta reactancia no fuese demasiado grande, para que una red de adaptación apropiada se pudiese diseñar con componentes discretos de alta frecuencia.

Si se utiliza un halo dentro del cuello de un implantable, debe tenerse en cuenta cómo este último y el medio conductor modifican las propiedades del mismo. Por un lado, al estar inmerso en epoxy, cuya permitividad será mayor que la del vacío, la impedancia va a cambiar. Según [52], para un medio de permitividad ϵ , y no magnético, la impedancia se relaciona con la que se presentaría en el vacío (ϵ_0) de la siguiente manera¹⁶

$$Z(\omega, \epsilon) = \frac{Z(n\omega, \epsilon_0)}{n}, \text{ con } n = \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0}} > 1$$

Por lo tanto, se tiene que la impedancia sería igual a la que presentaría la antena a una frecuencia mayor, multiplicada por un factor menor que uno, pero sólo se puede saber el cambio en la impedancia conociendo la permitividad del dieléctrico. Cabe destacar que no se pudo averiguar la permitividad (a la frecuencia deseada) del epoxy utilizado por CCC para sus implantables. En la hoja de datos que provee el fabricante sólo se especifican datos para baja frecuencia (1 kHz).

También hay que tener en cuenta que este resultado es válido sólo para antenas en medios homogéneos. En el caso del cuello del implantable, el resultado va a ser distinto. Sin embargo, cuanto mayor sea la aislación que el cuello provea a la antena, menor va a ser la dependencia de la impedancia respecto del resto del medio [32]. Además de la impedancia, que depende de la aislación, también la eficiencia depende de ella, como fue explicado. En [32, pág. 37] se reporta que para pequeñas bobinas en un medio como el tejido muscular es necesaria una aislación de por lo menos 2 mm para no disminuir significativamente su eficiencia por pérdidas en el campo cercano. En [53, 54] también se especifica que un dipolo magnético en un medio conductor mejora con una buena aislación.

¹⁴En [32] se muestra por qué esto ocurre: es una consecuencia de la conductividad del cuerpo, lo cual es beneficioso ya que, como se explicará, el campo cercano es magnético.

¹⁵Esto quiere decir que en las proximidades de la antena el campo magnético va a ser mucho más fuerte que el eléctrico.

¹⁶Éste no es exactamente el resultado que se presenta en [52], sino que es la fórmula reducida para un medio no magnético.

Sobre la dependencia de las propiedades de la antena en el cuello de un implantable hay otros factores a considerar. Uno es la proximidad de la caja de titanio. La teoría indica que un dipolo magnético sobre un *plano infinito perfectamente conductor* modifica su resistencia de radiación de dos formas posibles, según la orientación de su eje de revolución.¹⁷ En [48] se especifica cómo cambia el valor según la distancia. Si su eje es perpendicular al plano, la misma disminuye hasta llegar a cero cuando se encuentra sobre el mismo; si es colineal con el plano, la misma aumenta hasta el doble del valor original.

Pero, en este caso, no se tiene un plano infinito conductor, sino que se tiene un volumen conductor, de dimensiones pequeñas comparadas con la longitud de onda (en el aire). Además, este volumen, que *no es perfectamente conductor*, está en contacto eléctrico con el medio conductor, del cual la antena está aislada. Todo esto hace que no se pueda saber exactamente cómo va a afectar la caja a la resistencia de radiación y que haya que estudiar cada caso. Sin embargo, parece evidente que no es conveniente que el eje sea perpendicular a la tapa de la caja.

En la publicación [55] se describe el diseño de una antena para teléfonos móviles (de la década de 1990), en el cual se utiliza una antena de halo sobre una caja metálica similar en su forma, pero algo mayor en dimensiones, a la caja de un implantable (véase la figura 5.10). Allí se estudia el efecto de la caja sobre la antena, determinándose sus frecuencias de resonancia (cercasas a 900 y 1800 MHz), impedancia y patrón de radiación. Todo el estudio se realiza mediante simulaciones FDTD y NEC y también medidas experimentales.

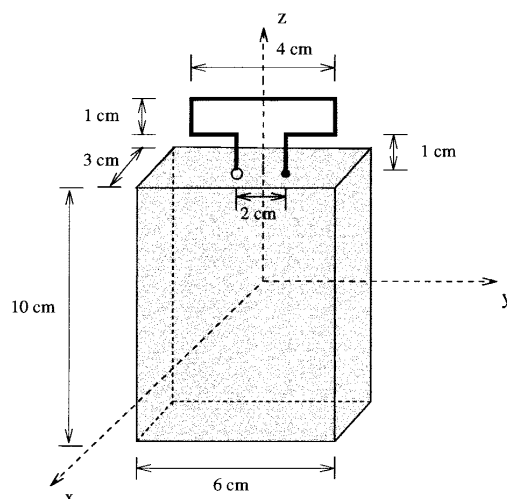


Figura 5.10: Antena de halo diseñada para un teléfono móvil. La alimentación se encuentra en el terminal de la derecha del halo, el de la izquierda se encuentra conectado eléctricamente a la caja. Figura extraída de [55].

Dos puntos interesantes en este artículo son los estudios de la influencia de un recubrimiento dieléctrico sobre la antena y del efecto de conectar uno de los terminales de la antena a la caja. Sobre el recubrimiento dieléctrico se encontró que reducía las frecuencias de resonancia; sobre la conexión a la caja, que básicamente intercambiaba los valores de la impedancia entre sus dos resonancias. Otra conclusión interesante es el patrón de radiación que se obtiene con el halo sobre la caja. Como se observa en la figura 5.11, el

¹⁷La teoría a la que sea hace referencia es a la Teoría de la corriente imagen.

patrón de radiación para el aire libre no es el de un dipolo magnético (comparar con el de la figura 5.8), ni tampoco es similar, ya que presenta un cero en la dirección z en vez de en la dirección x .¹⁸

Este patrón de radiación se asemeja más al de un dipolo vertical. Es decir que la antena parece funcionar como un dipolo formado por el halo y la caja como sus polos. Como ya se dijo, en el caso de dispositivos recubiertos con cajas metálicas, como éste y los implantables, para el diseño la misma debe considerarse como parte de la antena, ya que su influencia en la radiación puede ser tanto o más importante que la de la antena en sí. Esto puede implicar que se deba prestar atención al recubrimiento dieléctrico de la caja en sus zonas de alta radiación, para evitar pérdidas por contacto con el medio.

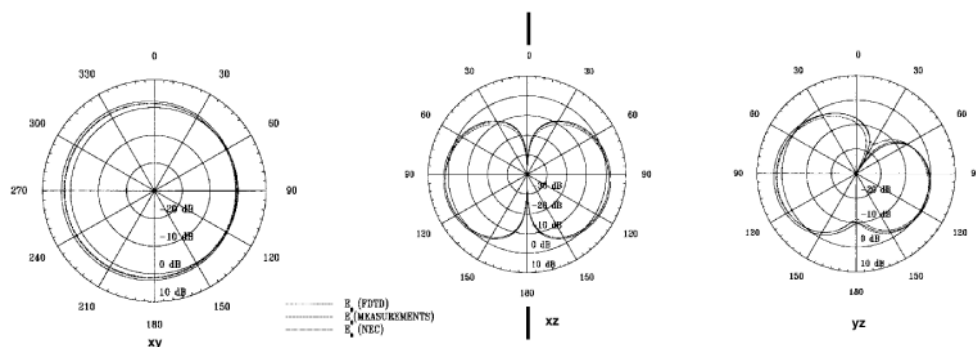


Figura 5.11: Patrón de radiación en el aire libre para la antena de la figura 5.10, a 900 MHz. Planos xy , xz e yz . En el plano xz se indica con las barras el mismo plano que en la figura 5.8, para facilitar la comparación. Figura extraída de [55].

El otro punto a tener en cuenta es la orientación del halo con respecto a la interfaz entre el medio conductor y el aire exterior. En [53], artículo en el cual se estudia teórica y experimentalmente el dipolo magnético aislado dentro de un medio conductor finito, se reporta que para medios conductores con determinada característica (la cual cumplen los tejidos humanos) la resistencia de radiación depende fuertemente de la orientación del dipolo cuando éste se encuentra cerca de la interfaz.¹⁹

Este sería el caso, por ejemplo, de un marcapasos, el cual se sitúa paralelo a la misma a una pequeña distancia. Según este artículo, si el eje de revolución del halo es perpendicular a la interfaz, la radiación disminuye (linealmente) a medida que el halo se acerca a la interfaz; y aumenta (cuadráticamente) si el eje es colineal con la misma (véase la figura 5.12). En la publicación esto se determinó teóricamente y se verificó experimentalmente, en un modelo esférico para el medio conductor. Esto podría ser útil a la hora de diseñar una antena de halo para el cuello del implantable, para determinar la orientación del halo. Más adelante se mostrarán algunas pruebas que se realizaron al respecto y sus resultados.

En esa misma publicación también se indica otro efecto interesante. Según se dice, se verificó el, en ese entonces, previamente observado efecto, de que bajo ciertas condiciones la resistencia de radiación de una antena aumenta al ser colocada dentro de un medio

¹⁸Observar que el halo de la figura 5.10 se podría considerar para una frecuencia de hasta 800 MHz (aproximadamente) como un dipolo magnético, ya que su longitud total es de 4 cm.

¹⁹Lo que se pide es que la *tangente de pérdidas* (ver [32]) sea menor pero muy cercana a 1. En la tabla de [32, pág. 26] se da dicho valor para los tejidos muscular, adiposo y cutáneo y para los tres éste es menor a 1.

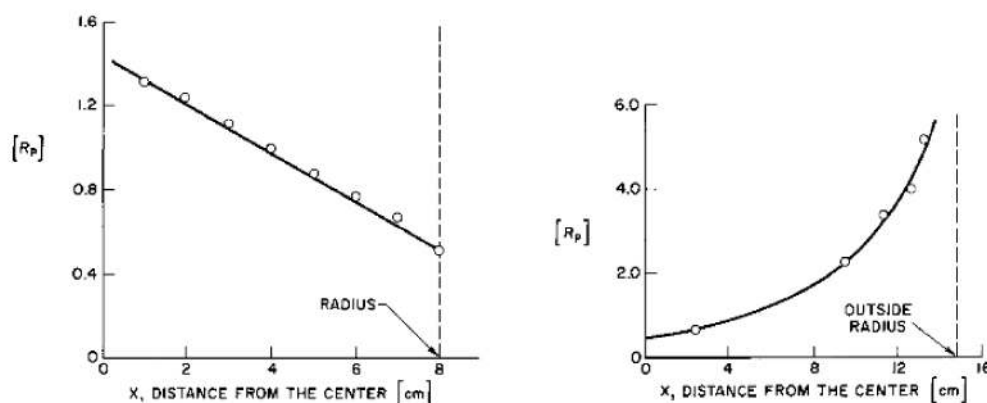


Figura 5.12: Efecto de la distancia con la interfaz según la orientación. El valor graficado es el cociente entre la impedancia y la impedancia al aire libre. Figura extraída de [53].

conductor finito. Se determinó que, debido a resonancias, si se cumple la misma condición que en el efecto anterior,²⁰ se puede obtener un incremento importante en la resistencia de radiación cuando la longitud de onda (9 cm para MICS) dentro de ese medio es similar al diámetro del medio conductor.²¹ Este no es el caso para el cuerpo humano, ya que la distancia entre el pecho y la espalda es en general mayor.

Resumiendo todo lo expuesto, las antenas de halo parecen viables para ser usadas en un implantable. El desafío es encontrar la mejor ubicación y orientación dentro del cuello, la mejor longitud y cantidad de vueltas, para lograr las características deseadas dentro de las restricciones que impone el medio.

5.3.3. Dipolos y monopolos eléctricos

Los dipolos eléctricos son una de las antenas más utilizadas. El más común es el dipolo de media longitud de onda, que consiste en dos conductores rectos de longitud $\lambda/4$ cada uno, alineados y alimentados en el centro. Éste se observa junto a su patrón de radiación en la figura 5.13. Su principal característica es ser una antena resonante y con una impedancia cercana a 73Ω .²²

Existen numerosas variantes del dipolo. Los conductores pueden tener otras longitudes y también pueden ser volúmenes de revolución (por ejemplo la antena bicónica). La disminución de la longitud del conductor disminuye la resistencia de radiación y no permite la resonancia, haciendo que éste sea capacitivo. Por otro lado, conductores gruesos ó volúmenes de revolución anchos provocan anchos de banda grandes. Los monopolos consisten en sólo uno de los conductores del dipolo, sobre un plano conductor que se pueda considerar infinito. Bajo esta hipótesis, el monopolo radia de la misma manera que el dipolo (en la porción del espacio superior al plano), presentando la mitad de la impedancia.

Los dipolos aparecen mencionados en algunas publicaciones, pero en ninguna se lo considera una opción interesante para implantables. Algunas de las razones ya fueron

²⁰Misma condición sobre la tangente de pérdidas.

²¹Como ya se dijo, en ese artículo se considera un medio conductor esférico.

²²En realidad, para resonar la longitud debe ser aproximadamente 0.48λ , dependiendo del diámetro del conductor.

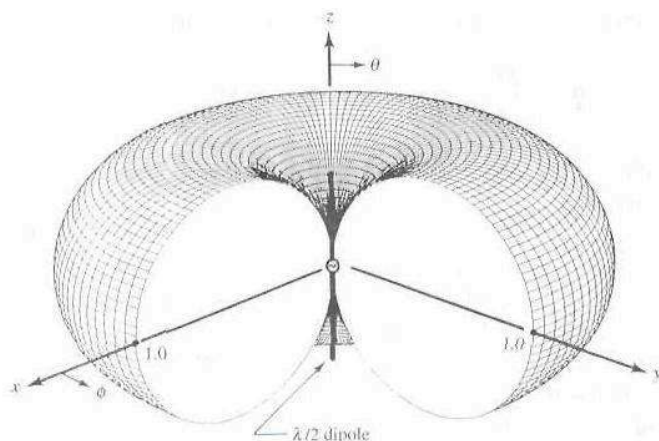


Figura 5.13: Dipolo de media longitud de onda. Figura extraída de [48].

dadas en la sección anterior. Básicamente se debe a que los dipolos magnéticos presentan mejores características ocupando el mismo volumen.

Sin embargo, se encontró una patente con un dipolo, aunque de características bastante distintas a las antenas mencionadas hasta ahora. En esta patente (ver núm. 8 en el apéndice C) se describe la utilización de una caja de implantable compuesta por dos secciones metálicas, unidas por una junta dieléctrica, como antena. Esta parece una buena idea para aprovechar el encapsulado del implantable, aunque presenta dificultades adicionales en la fabricación.

Se encontraron publicaciones y patentes con diseños de monopolos para dispositivos implantables. Existen patentes que registran diseños de antenas tipo “circunferenciales”.²³ Estas son monopolos que siguen la curvatura del implantable (ver el ejemplo de la figura 5.14, de un modelo diseñado en [32]). En general, son conductores de un material biocompatible recubiertos por un material aislante, con un largo cercano a un cuarto de la longitud de onda efectiva (según [32]). Como se observa en la figura, serían adecuados para usarlos con las cajas de los implantables, ya que se diseñan siguiendo su contorno, pero, por otro lado, aumentan el volumen del encapsulado.



Figura 5.14: Modelo de una antena circunferencial, sobre una caja cilíndrica de latón de 50 mm de diámetro. Figura tomada de [32].

²³Ver, por ejemplo, núm. 6,9 y 11 en apéndice C.

En [32] se estudian dos tipos de antenas monopolo: circunferenciales y monopolos largos.²⁴ Se llega a la conclusión para ambas de que es necesario que presenten un recubrimiento dieléctrico, ya que de no ser así la eficiencia sería muy baja y el SAR muy alto. El autor también concluye que usar alguno de los electrodos del implantable como antena (que sería la opción más directa para usar un monopolo largo) no sería recomendable, debido a que en caso de rotura del mismo se perdería tanto la telemetría como la capacidad de estimular o sensor del dispositivo, lo que representa dos grandes problemas como consecuencia de una misma causa. Por otra parte, frente a la imposibilidad de comunicación con el aparato no se puede conocer su estado.

En el mismo artículo se analizan las antenas circunferenciales partiendo del análisis del monopolo de $\lambda/4$. También se menciona que por estar éste doblado sobre la caja es similar a la antena conocida como *monopolo doblado* o *antena L*. Sin embargo, estas antenas mencionadas funcionan con un *plano de tierra* de dimensiones grandes comparado con la antena, que se pueda considerar infinito.

En el caso de la circunferencial, dadas la forma y las dimensiones de la caja con respecto a la antena, no parece que la caja se pueda comportar como un plano de tierra, por lo que no sería correcto pensar que se trata de un monopolo. Como se explicó para otras antenas, también en este caso debe pensarse a la antena junto con la caja como la verdadera antena. Entonces, aquí se podría pensar al conductor y la caja como un dipolo, aunque no se trataría de un dipolo simétrico.

En el libro “Small Antenna Design” ([37]), el autor analiza las técnicas para optimizar las antenas restringidas a pequeños volúmenes. Para el caso de dipolos (monopolos también), la optimización se concentra en lograr que en un pequeño volumen se pueda crear un monopolo que presente una impedancia con parte imaginaria adecuada para adaptarlo. Sin embargo, no es posible aumentar significativamente la resistencia de radiación. Básicamente, las técnicas son *top loading* y usar elementos helicoidales.

La primera consiste en agregar en los extremos del dipolo un elemento que aumente la capacitancia del mismo. Este elemento puede ser formado por conductores rectilíneos (perpendiculares al dipolo), o por un volumen de revolución (*volume loading*). Como ejemplo se muestra la figura 5.15. La segunda técnica consiste en usar para el elemento radiante, en vez de un conductor rectilíneo, un conductor helicoidal. Con estas técnicas, el dipolo aparentaría ser más “largo” y hasta podría hacerse resonante.

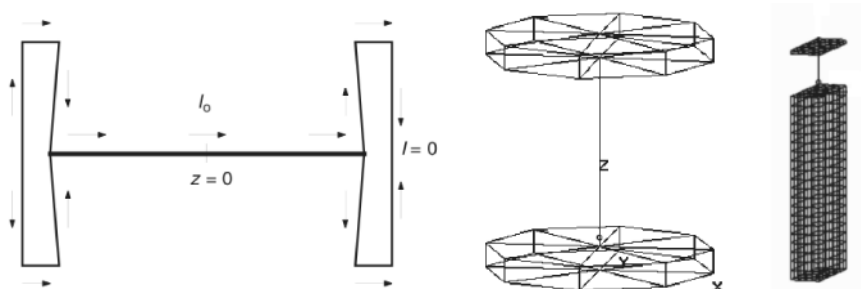


Figura 5.15: Ejemplos de *volume loading*. Figura extraída de [37].

En el ejemplo de la derecha de la figura 5.15, se muestra un modelo para un teléfono móvil. Las dimensiones de la caja son $14 \times 40 \times 90$ mm y la antena está formada por un

²⁴Se refiere a conductores flexibles y libres dentro del cuerpo humano, como electrodos.

conductor rectilíneo de 21 mm y una placa de $14 \times 40 \times 1.6$ mm. Este diseño resuena a 915 MHz con una impedancia cercana a 50Ω . Este resultado hace pensar que se podrían implementar soluciones similares en implantables, aunque parecería más difícil lograr la resonancia a 400 MHz. De todas maneras, aunque no se lograra la misma, la antena podría ser adecuada.

Como conclusión sobre dipolos y monopolos, se observa que el diseño más probado hasta ahora es el de antena circunferencial y que, si bien parece tener buenas características, tiene la desventaja de aumentar el volumen del implantable. Sobre los otros diseños, parecería que una antena con *volume loading* podría ser efectiva, aunque no se tiene información sobre diseños realizados para implantables.

5.4. Sobre medidas y simulaciones

Las medidas y simulaciones son fundamentales como herramientas de diseño para las antenas. Con ellas se pueden predecir las impedancias, eficiencias, patrones de radiación y otros parámetros de las antenas. En general, las antenas se diseñan utilizando herramientas de simulación y luego son verificadas con mediciones. Para diseñar antenas para implantables, es fundamental poder estimar la impedancia y la eficiencia con algunas de estas herramientas.

5.4.1. Medidas

Para las medidas, antes de comenzar a diseñar las antenas para este proyecto se averiguó de qué equipos se disponía para realizarlas. Se constató que el IIE disponía de un analizador de espectro (HP 8546A EMI Receiver) y un antiguo medidor de admitancias (General Radio 1602-B Admittance Meter). También se encontró que se disponía de un analizador de redes (HP 8410 Network Analyzer) en la Universidad Católica, también algo antiguo, que había sido utilizado previamente por otro proyecto de fin de carrera del IIE [39].

Para realizar medidas de impedancia de las antenas, se podía utilizar el analizador de redes o el medidor de admitancias. Se prefirió el analizador de redes, por ser un equipo más moderno. Sin embargo, consultada la documentación del proyecto de fin de carrera anterior [39], se descubrió que el equipo no disponía de los módulos necesarios para medir impedancias a 400 MHz, aunque sí los disponía para 2.4 GHz. El medidor de admitancias sí permitía medir impedancia a 400 MHz, pero no a 2.4 GHz. Dado que se pensó en estudiar la antena primero a 400 MHz, se decidió utilizar el medidor de admitancias.

Para que las medidas fuesen representativas, deberían realizarse en un medio que simulase el cuerpo humano; por ejemplo, el descrito en el capítulo 2, recomendado por la FCC para medidas de EIRP. Sin embargo, por la complejidad que agrega el que las medidas se realicen dentro de ese recipiente, se optó por realizar primero medidas en el aire y, si éstas eran satisfactorias, se repetirían luego en un medio similar al cuerpo humano.

Se estudió cómo realizar medidas con el medidor de admitancias, se consiguieron los conectores y adaptadores necesarios y se realizaron medidas en el aire para algunos de los prototipos de antenas fabricados. Sin embargo, no se obtuvieron los resultados esperados. La mayoría de las medidas realizadas dieron impedancias mucho más altas de las esperadas. Mediante cálculos teóricos, por ejemplo para el caso de los halos de pequeñas dimensiones, se esperaban impedancias con parte real cercanas a 1Ω y parte imaginaria cercana a 100Ω ,

pero se obtuvieron resultados con partes reales entre 20 y 800 Ω y partes imaginarias entre 300 y 700 Ω .

La gran diferencia entre los valores esperados y los obtenidos llevó a pensar en un primer momento que se estaban cometiendo errores en el montaje para las medidas, o en el procedimiento, o que el aparato estaba defectuoso. Esto se apoyaba en que el medidor (ver figura 5.16) era muy antiguo (de la década de 1950) y el montaje y el procedimiento muy complicados e imprecisos.

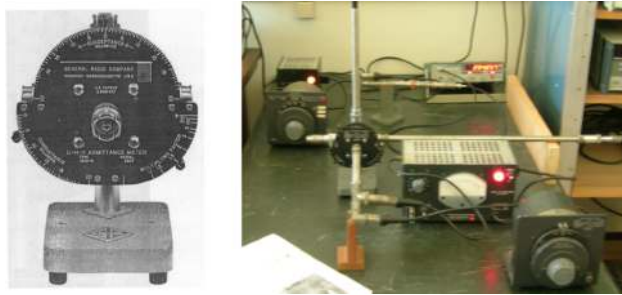


Figura 5.16: Medidor de admitancias GR 1602-B.

Sobre el montaje La carga a medir se conectó al medidor mediante una línea de transmisión GR-874, de 50 Ω , pero más grande que los coaxiales estándar; y las antenas a medir se conectaron con coaxiales RG-58. Para unir las líneas se intercalaron varios adaptadores (lo que puede generar errores en las medidas), ya que no se consiguió uno adecuado. Para conectar las antenas, las mismas se soldaron directamente a los conductores de un cable coaxial.

Sobre el procedimiento El medidor funciona como un puente. Para obtener la medida se deben ajustar los indicadores de parte real y parte imaginaria por separado, hasta encontrar un mínimo. La medida que se obtiene es la admitancia en el origen de la línea, dentro del medidor, y por lo tanto hay que corregirla con la longitud eléctrica de la misma. Para conocer esta longitud se mide el resultado de un cortocircuito (CC) o de un circuito abierto (CA), lo que usualmente se realiza con cargas de CC o CA calibradas. Sin embargo, dada la conexión a la antena directamente al coaxial, se tuvo que implementar el CC y el CA sobre el cable coaxial, lo cual introduce errores en la medida.

Si bien los errores introducidos por los adaptadores utilizados podrían ser del orden de la medida esperada, no explican los resultados obtenidos. Lo mismo sucede para los errores en la corrección de las medidas, dadas las pérdidas en los CC y CA usados. Un hecho interesante que se observó fue la variación en las medidas con la proximidad (o el contacto) de las personas con las líneas coaxiales o con el equipo mismo. Esto podría indicar que existían conexiones con pérdidas entre las líneas de transmisión, según el manual del medidor, pero no parecía ser el problema ya que se revisaron rigurosamente todas las conexiones.

Luego de consultar bibliografía sobre medidas de antenas [36, 37, 48, 56], se encontró una explicación: el desapareo entre la carga y la línea. Este desapareo no se refiere a que la línea y la carga tengan impedancias iguales, sino a que tengan “balances” iguales.

Un ejemplo muy citado es el de alimentar un dipolo mediante un cable coaxial. En este caso, la línea sería *desbalanceada* y la carga balanceada. Esto es debido a que el dipolo es una antena puramente simétrica, su impedancia vista se reparte en partes iguales entre sus terminales, pero en el coaxial sus conductores presentan características distintas entre ellos. Por ello, éstos no se acoplan de igual forma con el dipolo. El resultado es una corriente neta hacia tierra por la *superficie exterior* del conductor exterior del coaxial (ver figura 5.17), por lo que éste se comporta como una línea de tres conductores, y la corriente por el tercero depende de la impedancia del mismo a tierra.

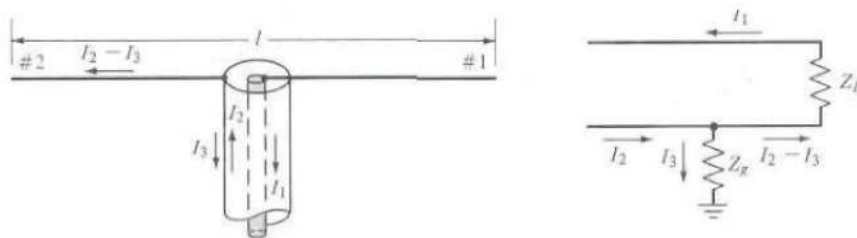


Figura 5.17: Dipolo alimentado por un coaxial sin *balun*. Figura extraída de [48].

Esa corriente por la superficie exterior del coaxial causa que el mismo también emita radiación. Por lo tanto, la antena no va a radiar tanta potencia como se desea y además su patrón de radiación se va a ver afectado por la emisión del coaxial. La solución para alimentar un dipolo con una línea coaxial es usar un dispositivo pasivo llamado *balun*. Como ejemplo se puede ver la figura 5.18 de [56], donde el autor compara los patrones de radiación de un dipolo alimentado con y sin *balun* en una cámara anecoica.

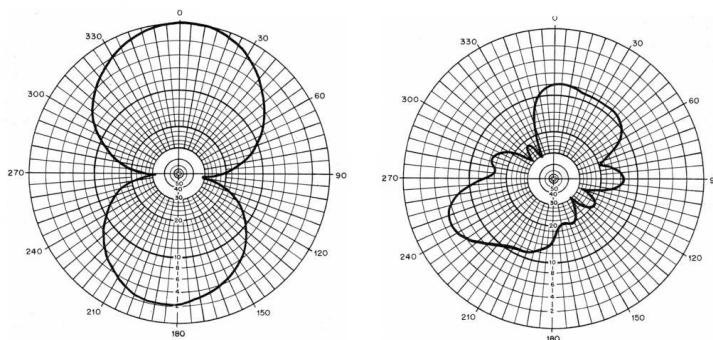


Figura 5.18: Patrón de radiación medido para un dipolo, con (izquierda) y sin *balun* (derecha).

En el caso de que se utilizara la alimentación sin *balun* para realizar medidas a una antena balanceada, ocurriría lo mismo. Si el equipo tuviera salida coaxial y ésta se conectara a la antena, cierta corriente fluiría por fuera del coaxial, también emitiendo radiación. Esto provocaría que el instrumento midiera una resistencia de radiación mayor que la que realmente tuviera la antena, distorsionando la medida. Según [37], el error introducido podría ser mucho más grande que lo que se pretendía medir.

No habría error en la medida si la línea coaxial se usara para medir una antena desbalanceada, es decir, una que estuviera formada por un plano de tierra, como un monopolo,

el cual se conectaría al conductor externo del coaxial. Sin embargo, si la antena no fuera *completamente* desbalanceada, como por ejemplo si el plano de tierra no fuera lo suficientemente grande, también habría potencia radiada en el coaxial y por lo tanto error en la medida.

En el caso de nuestras antenas, éstas van a ser *no completamente desbalanceadas* (por no tener un plano de tierra “infinito”) o *balanceadas*, estas últimas sólo cuando los diseños presenten perfecta simetría, como en el caso de un halo en el cuello alimentado en el centro, sin contacto eléctrico con la caja. Por lo tanto, no es posible medirlas directamente con una línea coaxial. Tampoco será sencillo medir las antenas balanceadas utilizando un balun, ya que éstos tienen en general dimensiones cercanas a $\lambda/4$ y no sería factible colocarlos en la caja.²⁵

Por lo tanto todas las medidas realizadas con el medidor de admitancias fueron afectadas por el desapareo entre la carga y la línea, dando resultados de impedancias con partes reales mucho mayores (por el aporte de la radiación del coaxial). Se pudo comprobar que éste fue el principal factor de error, por la variación en las medidas causada por el contacto humano con el equipo, lo que muestra que por el exterior de las líneas estaba circulando corriente.

En el artículo [36] se plantea la misma dificultad para las medidas de antenas para teléfonos celulares. Allí se concluye que la única medida fiable para las antenas pequeñas y sobre cajas metálicas es la de ganancia. Ésta debería realizarse con la antena siendo alimentada por un generador calibrado, y éste alimentado por baterías, dentro de la caja del dispositivo. La ganancia debería medirse relevando la potencia emitida en todas las direcciones, dentro de una cámara anecoica.²⁶

Sin embargo, en diversas publicaciones sobre antenas para implantables se reportan medidas de impedancia. En algunas no se documenta el procedimiento de medida, ni se detallan los instrumentos utilizados. En otras se dice haber realizado las medidas con un analizador de redes, usando una línea coaxial hacia la antena [32, 44]. Por lo tanto, puede que estas medidas no sean representativas de dichas antenas.

Por las razones expuestas, para este proyecto se descartaron las medidas de impedancia. Para estimarla, se utilizaron sólo cálculos teóricos y simulaciones.

Además de la impedancia, sería muy útil medir la eficiencia de la antena, el parámetro más importante. Una forma de medir la misma es utilizar el *método Wheeler* [57]. Este método consiste en medir la impedancia de la antena en el aire libre y luego medirla dentro de una cavidad metálica cerrada.²⁷ El valor de la resistencia de pérdidas se determina con la diferencia en las partes reales de las medidas realizadas, y con ella se determina la eficiencia.

Este método ha sido comprobado teórica y experimentalmente [58, 59], y es utilizado frecuentemente para determinar la eficiencia de antenas pequeñas, por ejemplo halos. Además, en [60] se da una adaptación de este método para medida de antenas de teléfonos celulares, para 1800 MHz.

Para nuestro caso, este método sería útil si se pudiera medir de forma precisa la impedancia, pero se presentarían complicaciones adicionales, ya que se debería medir con la antena dentro de un medio que simulase el cuerpo humano. Previamente a conocer la

²⁵Se encontraron balunes comerciales de dimensiones milimétricas para esta frecuencia, pero no se tiene información sobre su desempeño.

²⁶Esta ganancia no consideraría la potencia aceptada por la antena, sino la potencia que el generador le entregaría a la antena si ésta presentara una impedancia igual a la del generador.

²⁷Esta cavidad debe cumplir determinados requerimientos según la frecuencia.

causa de los errores en las medidas con el medidor de admitancias, se intentaron realizar medidas de eficiencia con este método, utilizando un recipiente metálico cúbico, de aproximadamente 20 cm^3 . Incluso, se probó con las antenas inmersas en un recipiente con un fluido simulador de las propiedades eléctricas del cuerpo humano.²⁸ De todos modos, como ya se explicó, las medidas realizadas no son útiles.

Como conclusión sobre medidas a las antenas para implantables, se puede decir que no se conoce un método fiable para medir la impedancia de las mismas. También se concluye que si se conociera alguno existiría una forma de medir fiablemente su eficiencia.

5.4.2. Simulaciones

Para la simulación de antenas para implantables se precisa un software que permita simular el entorno en el que van a funcionar las antenas. Se encontró que en muchas publicaciones se presentaban simulaciones con programas basados en FDTD, el cual permite simular el cuerpo humano. Sin embargo, no se pudo acceder a este software, por no encontrarse una versión libre con todas las características necesarias. Cabe destacar que, para realizar una simulación realista, además de un software FDTD se necesitan modelos CAD del cuerpo humano, los que tampoco son libres.

Se realizaron simulaciones con una implementación de NEC (ver apéndice K), código diseñado para antenas de conductores rectilíneos. Sin embargo, con dicho programa se pueden simular planos y otras superficies conductoras, pero no se pueden simular medios distintos al aire. Por lo tanto, todas las simulaciones van a aportar estimaciones para los parámetros en el aire. En base a estos valores se deberán estimar los parámetros de las antenas en el cuerpo humano.

5.5. Diseños preliminares para pruebas de antenas

Con el objetivo de comparar varios tipos de antenas posibles, se diseñaron y fabricaron prototipos, en total unos veinte, divididos en tres grupos: halos, circunferenciales y monopolos top-loaded. La mayoría se midieron (con los resultados ya expuestos) y/o simularon.

Todos los prototipos de antenas fueron encapsulados en resina epoxy, la misma que se utiliza en los dispositivos implantables para recubrir el cuello de los mismos. En algunos casos el material conductor se recubrió además con tubos de silicona. Para el material conductor no se utilizaron metales biocompatibles, por el costo de los mismos y dado que el material a utilizar sólo modifica la eficiencia. En varios casos las antenas se probaron montadas sobre cajas de dispositivos implantables reales, aunque de tamaños grandes para simplificar las pruebas. Todas las antenas fueron fabricadas por el Departamento de Diseño Mecánico de CCC.

5.5.1. Halos

Se fabricaron dos tipos de halos: unos de muchas vueltas que ocupan un pequeño volumen (bobinas), y otros de pocas vueltas y gran tamaño que rodean el cuello del implantable.

²⁸Para este caso, se utilizó un recipiente mucho más pequeño que el descrito en el capítulo 2.

5.5.1.1. Bobinas

Se fabricaron bobinas de 2.5 mm de diámetro y 7 - 8 vueltas en 1 cm de largo aproximadamente. Algunas se hicieron con cobre de 0.4 mm y otras con multifilar de núcleo de plata. Todas se recubrieron con un cilindro de resina epoxy. Las dimensiones se basaron en unos prototipos de [32], donde el autor estudia halos de este tipo.



Figura 5.19: Algunas de las bobinas recubiertas con resina epoxy.

Para estas antenas se realizaron cálculos teóricos y medidas con el medidor de admitancias. No se llegaron a probar con los prototipos de implantables ya que se determinó que no eran antenas eficientes. Con las ecuaciones dadas en la sección 5.3.2 se puede ver que su eficiencia es muy baja. Como ya se mostró en esa sección, conviene más un halo de una vuelta con la misma longitud. En la siguiente tabla se observa la eficiencia para la bobina con cobre:

$$\begin{aligned} R_{rad} &= 1.2 \times 10^{-4} \Omega \\ R_{perd} &= 1.3 \Omega \end{aligned}$$

$$Eficiencia = 0.01 \%$$

5.5.1.2. Halos grandes en el cuello

Se implementaron diversos halos que aprovecharan el espacio disponible en el cuello de un implantable. Algunos se implementaron sobre cuellos reales de implantables (por practicidad se eligieron los más grandes) y otros sobre piezas de epoxy un poco más grandes que los cuellos. Para el caso de los que se fabricaron en cuellos de implantables, en algunos casos éstos tienen piezas metálicas donde se conectarían los electrodos.

En la figura 5.20 se observan algunos de los primeros prototipos fabricados. Son halos de una y dos vueltas, orientados paralelamente o perpendicularmente a la tapa de la caja. Se hicieron de varios tamaños, buscando aprovechar el volumen disponible. Para los rectangulares, las formas obtenidas, no perfectamente rectangulares, se deben al proceso de secado del epoxy.

Como ejemplo de las características de estos halos en el aire libre, la resistencia de radiación de los de 1.5×3 cm es de $21 \text{ m}\Omega$, la de pérdidas 0.38Ω (eficiencia 5.2%) y la reactancia $+j165 \Omega$. El cálculo de la resistencia de radiación se realizó suponiendo que se sigue cumpliendo la hipótesis de dipolo magnético, aunque para estas dimensiones la longitud total es 0.12λ .

Éstos constituyen algunos de los prototipos que se intentaron medir con el medidor de admitancia. Para realizar las medidas se los montó sobre una caja de implantable sin

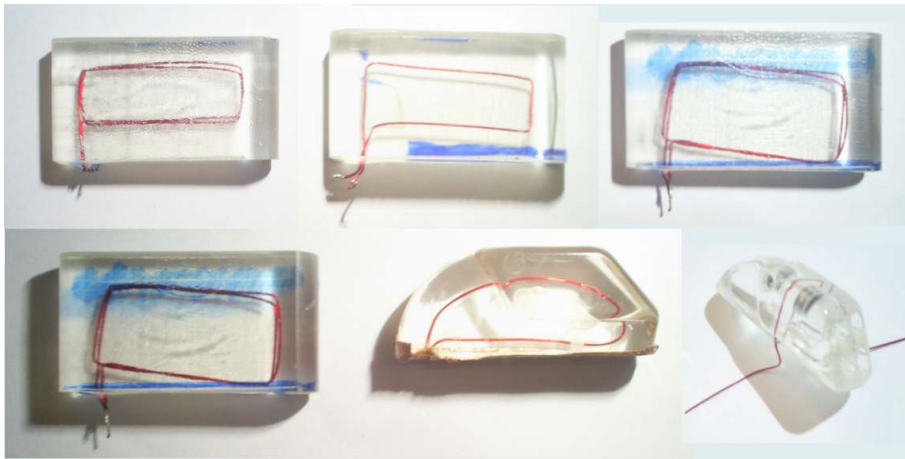


Figura 5.20: Algunos de los primeros prototipos de halos en el cuello.

tapa, la cual se perforó en la parte inferior para permitir pasar el cable coaxial. También se colocó una lámina de cobre entre la pieza de epoxy y la caja, para simular el efecto de la tapa.

5.5.2. Circunferenciales

Para probar antenas circunferenciales se fabricaron dos prototipos, sobre cajas de implantables de distintos tamaños. Los mismos consisten en un tubo de silicona que rodea la caja del implantable, separado 2 – 3 mm de la misma y recubierto por epoxy. El recubrimiento aísla el tubo del exterior, con 2 a 5 mm de dieléctrico. Por el tubo de silicona se puede introducir un alambre de hasta casi 1 mm de diámetro, para simular la antena de la longitud que se desee.

Según [32] la longitud necesaria para esta antena es aproximadamente 9 cm para la banda MICS y 11 mm para ISM 2.4 GHz. Estas longitudes se pueden probar con los prototipos fabricados, los que se observan en la figura 5.21. Con ellos se implementaron antenas circunferenciales de varias longitudes, las que se midieron con el medidor de admitancia, con los resultados ya mencionados.

5.5.3. Monopolos *top loaded*

Se diseñaron y fabricaron prototipos de monopolos top loaded. Estos se observan en la figura 5.22. Los diseños se hicieron siguiendo la bibliografía [37]. Sin embargo, no se llegaron a probar con prototipos de implantables, ya que se determinó mediante simulaciones NEC que su reactancia no era adecuada para una red de adaptación con componentes discretos de alta frecuencia.

Como ejemplo de las simulaciones realizadas, en la figura 5.23 se da el patrón de radiación en el aire libre para un diseño y la distribución de corrientes para otro. Como hecho interesante, en la distribución de corrientes se observa que la corriente alcanza su máximo en la caja y no en la antena. Esto es coherente con el hecho, ya mencionado, de que la caja puede llegar a radiar más que la antena.

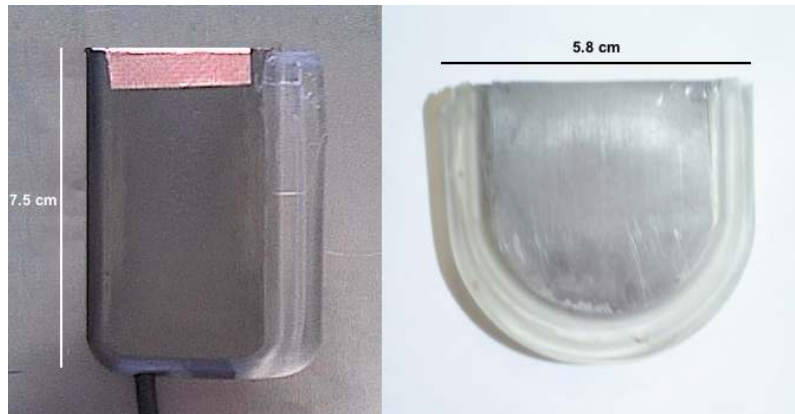


Figura 5.21: Prototipos para antenas circunferenciales.

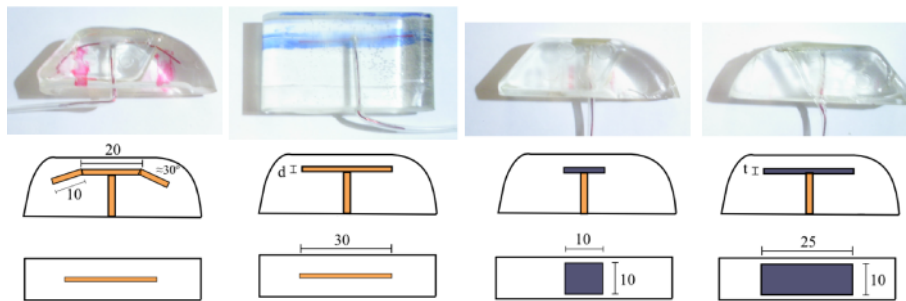


Figura 5.22: Prototipos de monopolos top loaded.

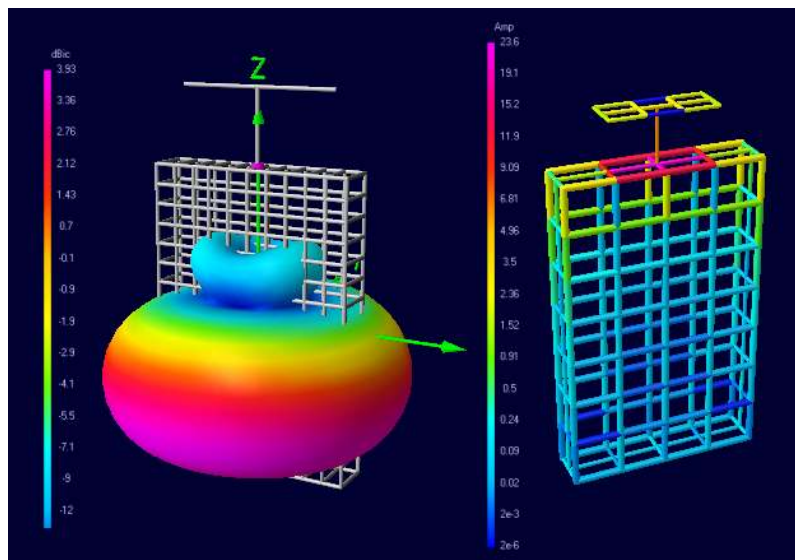


Figura 5.23: Ejemplos de patrón de radiación y distribución de corrientes para los monopolos top-loaded.

5.6. Antenas para los prototipos de implantables

Para usar con los prototipos de implantables que se fabricaron, se decidió utilizar antenas de halo. Como no se pudo realizar la comparación experimental mediante medidas, como se había previsto, la elección se debió a las aparentes ventajas que presentan frente a los otros tipos, las buenas características que predicen las simulaciones realizadas y la facilidad para su incorporación al diseño actual de los implantables.

En el capítulo 8 se dan detalles sobre la comparación entre las antenas y los resultados obtenidos con cada una.

5.6.1. Antena N°1

La primera antena que se diseñó para nuestros prototipos fue un halo de una vuelta, de forma rectangular y tal que ocupara la mayor área posible dentro de un cuello. Sin embargo, para simplificar la fabricación, ésta se recubrió por una pieza de epoxy algo más grande que los cuellos de implantables normales. Sus dimensiones son 1.5 cm \times 3 cm. Se fabricó con platino-iridio 90-10 (*biocompatible*) de 1 mm, diámetro algo grande para usarse dentro del cuello, pero que ayuda a una buena eficiencia. La alimentación y la tierra se conectan como se muestra en la figura 5.24. La tierra también se conecta a la caja de titanio.

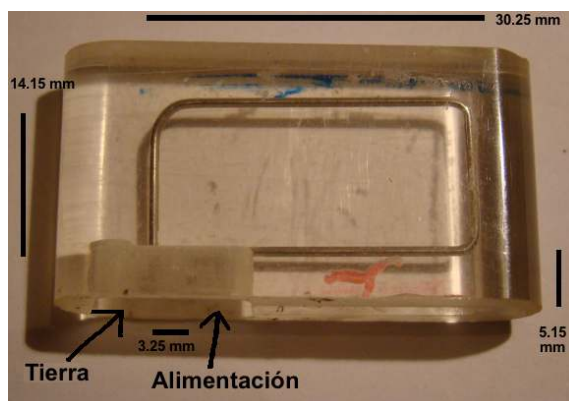


Figura 5.24: Antena N°1.

La elección del lugar para la alimentación y la tierra (a un lado del halo) se hizo comparando contra la ubicación de éstos en el centro.²⁹ Se encontró, mediante simulaciones, mayor resistencia de radiación con esta configuración. También se eligió que la tierra de la antena estuviera conectada a la caja, y que la alimentación fuera en el terminal más hacia *adentro* de la tapa, por ese motivo. Sobre esto último, se encontró que la resistencia de radiación pasaba de 0.1 Ω a 0.4 Ω con este cambio.

La conexión con el PCB del prototipo se realizó mediante una tapa de titanio con un feedthrough, al cual se soldaron los terminales del halo, para simular una conexión real. Sin embargo, esta tapa no se adhirió al epoxy, ya que esto hubiera requerido que se secara el epoxy junto con la tapa, y ésta se agregó posteriormente.

²⁹Observar que la antena es *no completamente desbalanceada*, mientras que si los terminales estuvieran en el centro y ambos aislados de la caja sería *balanceada*.

En la figura 5.25 se observa el patrón de radiación obtenido en la simulación, así como también la distribución de corrientes. La impedancia que se obtuvo en la simulación fue $(0.4 + j192) \Omega$. Si bien este valor corresponde para la antena sobre la caja, pero sin el recubrimiento dieléctrico de epoxy y en el aire, se tomó como punto de partida para la impedancia en el aire y en un medio simulador del cuerpo humano a los efectos del diseño de la red de adaptación.

Un hecho interesante es que, al igual que con los monopolos top-loaded, se observan mayores corrientes sobre la caja que sobre la antena. En la figura 5.26 se da la distribución de corrientes para la variante con los terminales de alimentación y tierra intercambiados. En ésta se observa que ocurre lo contrario.

Estas distribuciones de corriente muestran que tal vez sería útil asegurarse que parte de la caja también estuviera aislada con epoxy, sobre todo la zona cercana a la tapa. Como ya se dijo, esto sería para disminuir las pérdidas por el contacto con el medio conductor. Sin embargo, por dificultades de fabricación esto no se implementó para nuestras antenas.

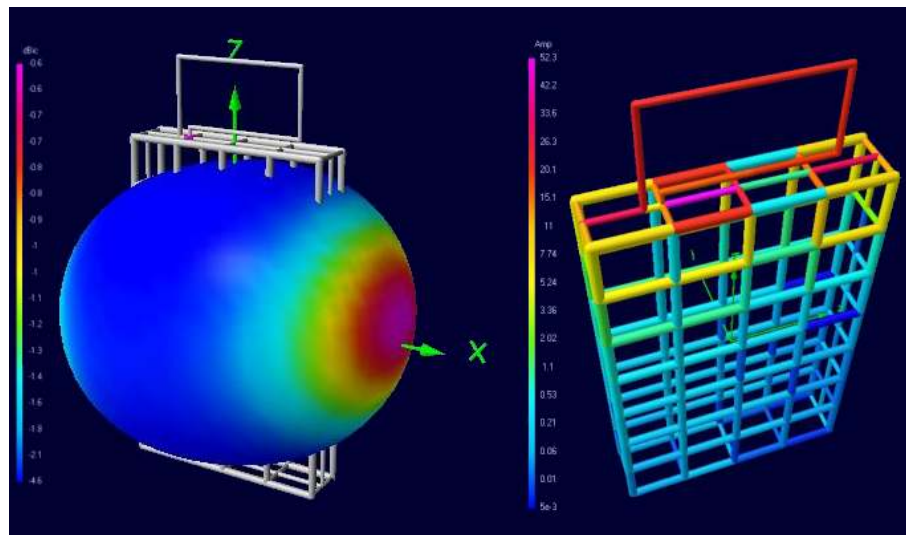


Figura 5.25: Patrón de radiación y distribución de corrientes para la antena N°1, simulada en el aire.

5.6.2. Antena N°2

Dado que se obtuvieron buenos resultados con la antena N°1, se decidió realizar otra antena similar, pero en un cuello real de implantable. Se eligió un cuello grande y que tuviera conectores para electrodos, de manera de probar una antena en un entorno real. La antena se observa en la figura 5.27. Para el conductor se eligió platino-iridio 90-10 de 0.7 mm, ya que se consideró que el de 1 mm era demasiado grueso para usarse dentro del cuello.

El criterio seguido para este diseño fue el de adaptar la antena N°1 a un cuello real, aprovechando al máximo el volumen disponible y manteniendo una aislación adecuada. Se mantuvo la misma ubicación para la alimentación y la tierra. La caja también se puso a tierra, en un punto cercano al feedthrough. En la figura 5.28 se observan sus dimensiones.

Se puede ver que la longitud total del conductor es aproximadamente 10 cm, algo

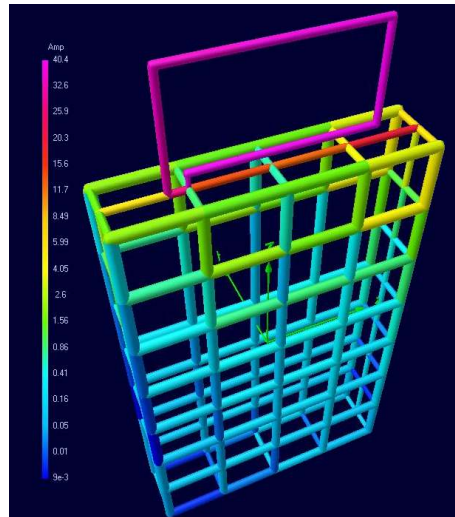


Figura 5.26: Distribución de corrientes para una variante de la antena, con los terminales de tierra y alimentación intercambiados.

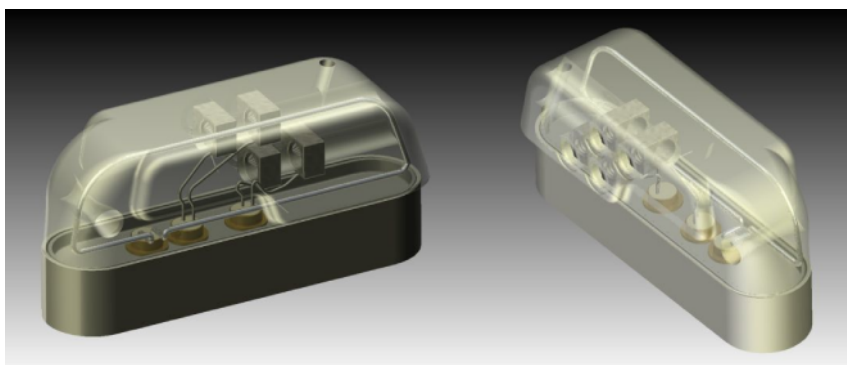


Figura 5.27: Modelo CAD de la antena N°2.

mayor a la de la antena N°1. Esta longitud equivale al 13% de la longitud de onda (en el aire) de MICS y al 80% de la de ISM 2.4 GHz. La aislación, como se puede ver en la figura 5.28, es aproximadamente 1 mm.

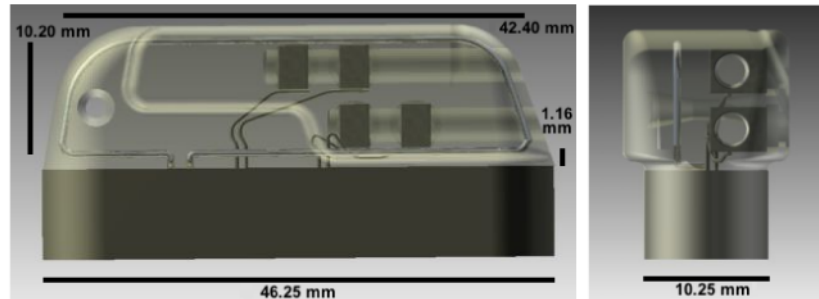


Figura 5.28: Dimensiones de la antena N°2.

5.6.3. Antena N°3

Luego de probar halos paralelos a la interfaz del cuerpo humano (para el caso de un marcapasos), con las antenas N°1 y N°2, se decidió probar con uno orientado perpendicularmente a la misma.³⁰ Para ello se diseñó la antena N°3, formada por un halo de dos vueltas de platino-iridio 90-10 de 0.7 mm, de aproximadamente 1×1 cm, ubicado en el cuello y orientado perpendicularmente, como se observa en la figura 5.29. Esta antena se diseñó como balanceada, y por lo tanto la caja está eléctricamente desconectada del halo.

La longitud total del conductor es aproximadamente 8 cm, que equivale al 10% y al 64% de la longitud de onda de MICS e ISM 2.4 GHz, respectivamente. Para evitar una eficiencia muy baja por el efecto de proximidad, el conductor de platino-iridio se recubrió con un tubo de silicona, para garantizar cierta separación entre las dos vueltas.

Cabe destacar que como esta antena es del tipo balanceado podría ser medida si se pudiera utilizar un balun dentro de la caja del implantable.

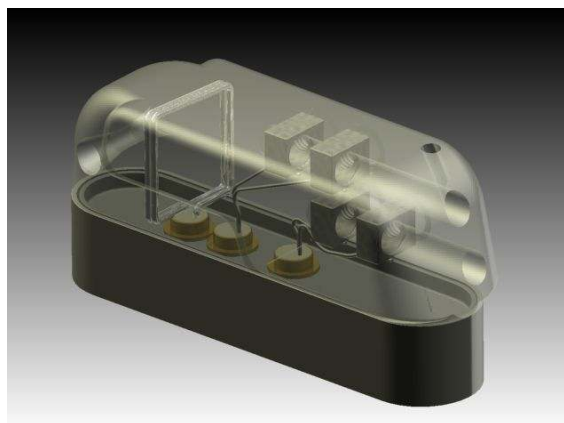


Figura 5.29: Antena N°3.

³⁰Como se explicó en la sección 5.3.2, en [53] se recomienda esta orientación cuando se está cerca de la interfaz.

Capítulo 6

Diseño de hardware

6.1. Introducción

El presente capítulo describe el circuito diseñado para efectuar las primeras pruebas con una placa diseñada completamente por el grupo.

De acuerdo a lo definido en el plan de proyecto, esta primera placa permitiría verificar el correcto funcionamiento de sus distintos componentes (microcontrolador, transceiver, etc.) y el diseño de nuestra propia red de adaptación, a la vez que serviría para detectar posibles problemas y buscar soluciones, de cara al diseño de la segunda y definitiva placa.

6.2. Características generales del diseño

Como punto de partida, el circuito debe poder simular la parte implantable del sistema de comunicación, con los componentes mínimos para lograr este cometido. De esta forma, se decidió incorporar en el mismo el transceiver para la comunicación, el microcontrolador para su manejo, la red de adaptación para la antena y los componentes adicionales básicos para el funcionamiento del sistema (capacitores de desacople, cristales, etc.).

En segundo lugar, el circuito será utilizado en conjunto con la *Base Station Mezzanine*, parte del kit de desarrollo de Zarlink, y que cumple el rol de estación base en la comunicación. De esta forma, se evita el diseño de un circuito para dicha estación base, de mayor complejidad [28].

Por otra parte, se cuenta con el firmware utilizado por Zarlink en su placa implantable, por lo que es deseable que el circuito diseñado permita la reutilización de dicho firmware como punto de partida para la creación de una versión propia.

Finalmente, se dispone como primera opción de la antena utilizada por Zarlink para su placa implantable. El presente diseño pretende utilizar en primera instancia dicha antena, de forma de centrarse sobre los demás aspectos del sistema.

6.3. Microcontrolador

6.3.1. Elección del microcontrolador

Dentro de las posibles opciones para microcontroladores, existen dos que resultan claramente apropiadas para su uso en el circuito: por un lado, los microcontroladores de la fa-

milia PIC de Microchip; por otro, los de la familia MSP430 de Texas Instruments. Ambas familias de microcontroladores están diseñadas con miras a aplicaciones de bajo consumo.

En primer lugar, debe tenerse en cuenta que en CCC del Uruguay existe una amplia experiencia en el uso de microcontroladores de la familia PIC. Los mismos se han utilizado durante años para la fabricación de dispositivos implantables, a través de los cuales se ha demostrado su idoneidad para este tipo de aplicaciones.

En segundo lugar, los microcontroladores MSP430 ofrecen muy buenas prestaciones para aplicaciones de bajo consumo, y su uso en las mismas va en aumento [61]. En CCC del Uruguay se ha evaluado esta familia y se cuenta con un conocimiento, aunque relativamente básico, del funcionamiento y las prestaciones de los microcontroladores que la componen, el cual avala la posibilidad de ser usado para nuestra aplicación.

Por otra parte, el kit de desarrollo de Zarlink está basado en estos microcontroladores, lo cual reafirma la factibilidad de su uso.

Teniendo en cuenta lo expuesto anteriormente, se optó por utilizar un microcontrolador de la familia MSP430, el MSP430F1611. El mismo pertenece a la familia MSP430F1xx, dentro de la cual los microcontroladores que la componen poseen, en general, los mismos módulos de hardware. La diferencia principal entre los mismos suele radicar en el reparto entre memoria Flash y memoria RAM.

El uso de este microcontrolador tiene como principal ventaja la posibilidad de partir del firmware de Zarlink para la creación de un firmware propio a medida, reduciendo al mínimo los cambios necesarios para adaptarlo a nuestro circuito. La elección de dicho modelo en particular dentro de la familia se justifica por el uso del mismo en las placas del kit de Zarlink. Dado que el fabricante lo utiliza en su aplicación, es de suponer que será útil para la nuestra.

6.3.2. El microcontrolador MSP430F1611

El microcontrolador elegido está basado en una CPU de 16 bits, e incluye periféricos usales: timers; watchdog; dos USARTs, que pueden ser usadas independientemente como UART, en modo SPI o en modo I²C; conversor A/D de 12 bits y 8 canales; dos comparadores; dos conversores D/A de 12 bits; hardware multiplier y módulo de DMA.

Está basado en una arquitectura von Neumann, con un mismo espacio de direcciones para código y datos. Cuenta con 16 registros de 16 bits, R0 a R15, algunos de los cuales tienen funciones específicas y otros para uso general.¹ Posee un rico set de 27 instrucciones, y 7 modos de direccionamiento diferentes. Su memoria se divide en 48 KB de Flash y 10 KB de RAM.

Cuenta con seis puertos de 8 bits, P1 a P6, los cuales están multiplexados con pines correspondientes a distintos periféricos, y su función se selecciona por medio de registros internos. Dos de dichos puertos, P1 y P2, permiten generar interrupciones por flancos.

El módulo de reloj permite hasta tres relojes distintos, que pueden ser generados a partir de distintas fuentes. Así, el microcontrolador permite operar con hasta dos cristales, uno de los cuales puede ser de baja frecuencia,² y con un oscilador interno controlado digitalmente, denominado DCO. Los periféricos pueden alimentarse en general de distintos relojes, según lo necesite la aplicación.

El microcontrolador posee cinco modos de funcionamiento de bajo consumo, LPM0 a LPM4, además del modo activo, lo cual permite ir apagando gradualmente distintas partes

¹Por ejemplo, el registro R2 es el Status Register, habitualmente conocido como registro de banderas.

²En general, esto apunta a los cristales de 32.768 kHz, como será explicado más adelante.

del sistema. En el modo de menor consumo, LPM4, del cual sólo se despierta mediante una interrupción y no hay ningún reloj encendido, se tiene un consumo máximo de 500 nA [62].

La programación y/o depuración se realizan a través de JTAG, para lo cual existen cuatro pines dedicados que no son multiplexados.

6.3.3. Configuración del microcontrolador en la aplicación

6.3.3.1. Relojes

Para nuestra aplicación, se decidió utilizar el oscilador interno como reloj de ejecución a una frecuencia de 4 MHz. Esta frecuencia es igual a la utilizada por Zarlink en su aplicación, a diferencia de que en dicho caso se dispone de un cristal externo y no se utiliza el oscilador interno. El uso de esta frecuencia permite entonces reutilizar directamente las rutinas provistas por Zarlink que involucran medidas de tiempo. Además, dicha frecuencia es la utilizada en aplicaciones implantables para el reloj de ejecución.

Por otra parte, se dispone de un reloj “lento”, de 32.768 kHz, basado en un cristal externo, lo cual permite medir tiempos con mayor precisión que la que brinda el oscilador interno.

Estos cristales son utilizados en implantables para medir tiempos mientras el *core* de la CPU permanece dormido. El esquema tradicional de funcionamiento consiste en apagar la CPU y dejar funcionando un timer que cuenta a partir del reloj lento. Cuando el timer cuenta hasta un valor especificado, interrumpe al microcontrolador y éste se despierta como consecuencia de la interrupción.

La frecuencia de este reloj surge del compromiso entre bajo consumo y el hecho de contar con una base de tiempo lo suficientemente pequeña. De esta forma, se obtiene una disminución del consumo por la baja frecuencia, a la vez que la base de tiempo es de 30.5 μ s por flanco de reloj, adecuada para los tiempos que se manejan.

6.3.3.2. Interfaz SPI

Como fue expuesto en el capítulo 3, la interfaz utilizada por el transceiver para comunicación con el microcontrolador es SPI.

La velocidad de reloj utilizada para las comunicaciones SPI es de 2 MHz, que corresponde al máximo posible para el reloj de ejecución, de 4 MHz,³ si bien el transceiver soporta un reloj de hasta 4 MHz para esta interfaz.

6.3.3.3. Puertos de I/O de propósito general

Además de lo explicado anteriormente, la interfaz con el transceiver necesita de dos señales más para operar.

A través de IRQ, el transceiver genera interrupciones, y a través de WU_EN es posible despertar al mismo.⁴

Por otra parte, se previó la conexión de los seis bits menos significativos del puerto P4 a un conector en la placa, convenientes para depuración del sistema.⁵

³Es necesario dividir el reloj de ejecución entre dos, como mínimo, para utilizar la USART [63].

⁴Existen básicamente tres casos en que se puede utilizar esta señal: para iniciar la escucha de señales de 2.45 GHz, para efectuar un *direct wakeup* o para despertar al chip y modificar sus registros.

⁵Pueden permitir, por ejemplo, observar una traza de interés, el valor de un determinado registro, etc.

6.4. Configuración del transceiver

El transceiver del circuito está pensado para operar bajo el control del microcontrolador. Para ello, se utilizan las señales de la interfaz SPI, chip select, WU_EN e IRQ, como fue mencionado en la sección 6.3.3.

El chip posee en total diez pines de tierra, más el “post” central, que también se conecta a tierra. Todos estos pines deben ser conectados para un correcto funcionamiento.

El pin PDCTRL del transceiver permite que un conjunto de pines, pensados para pruebas particulares con el chip y no para su funcionamiento habitual, se conecten internamente a tierra por medio de pull-downs, eliminando la necesidad de hacerlo en el circuito impreso, lo cual ahorra espacio. Ya que no se necesita manejar esos puertos se habilita dicha opción conectando a la fuente dicho pin.

Los pines VDDD y VDDA están conectados a dos reguladores de voltaje internos al chip, los cuales proveen alimentaciones reguladas para las partes digitales y analógicas, respectivamente. En estos pines se deben conectar dos capacitores de 68 nF y ESR menor a 3Ω para desacople. De esta forma se logra una buena inmunidad frente a interferencias de la parte digital a la analógica y viceversa [28].

Por otra parte, el transceiver necesita de un cristal de 24 MHz para operar, el cual debe cumplir con ciertas restricciones de tolerancias [28]. Zarlink identifica a dos modelos de cristal como posibles opciones, y recomienda utilizar una de ellas. El cristal recomendado es el CX9SM de Statek, de tipo SMD.

Finalmente, se tienen cinco pines involucrados en la parte de radiofrecuencia del chip, a saber: RF_TX, RF_RX, MATCH1, MATCH2 y RX_245A. Los mismos corresponden, como se explica en el capítulo 3, al pin de transmisión a 400 MHz, el pin de recepción a 400 MHz, los capacitores de adaptación y el pin de recepción a 2.45 GHz, respectivamente. La conexión de estos pines será explicada en la sección 6.6, correspondiente a la red de adaptación de la antena.

6.5. Alimentación y programación

6.5.1. Alimentación

Se previeron dos formas de alimentación alternativas para el circuito: por un lado, dos pines de conexión para baterías AA o fuente de continua; por otro, la conexión de una batería implantable WG9086.

Dichas baterías son usadas comúnmente en dispositivos implantables de mediano tamaño. Cuentan con una capacidad de 2.5 Ah, y su resistencia de salida no supera los 21Ω durante su vida útil [64].

Existe una tercera forma de alimentar el circuito, que se utiliza sólo cuando se programa el microcontrolador, y que es proporcionada a través del conector de programación.

Además, en caso de alimentar el circuito con baterías AA o fuente, es posible intercalar en el camino de alimentación una resistencia para medida de consumo.

6.5.2. Programación

Para programación del microcontrolador se utilizó un conector MOLEX, el cual incluye las cuatro señales de JTAG, la señal de reset y la alimentación.

6.6. Red de adaptación de impedancia

6.6.1. Introducción

Las redes de adaptación de impedancia se utilizan en radiofrecuencia para que un generador pueda proveerle la máxima potencia posible a una carga, y son de vital importancia para optimizar el uso de la misma.

Por otra parte, cuando las longitudes de los conductores son comparables a las longitudes de onda, los circuitos en radiofrecuencia dejan de comportarse como sistemas de parámetros concentrados y su modelado debe realizarse recurriendo a modelos de parámetros distribuidos. Una de las principales características para dichas frecuencias de trabajo es la aparición de una onda reflejada por la carga cuando ésta es alimentada. La misma, que representa una ineficiencia del circuito, puede ser eliminada mediante la adaptación de la carga.

Si bien en un principio puede pensarse que una carga desadaptada sólo repercute en la eficiencia del circuito, existen casos en los que la desadaptación puede llevar al no funcionamiento del circuito, si ésta es demasiado marcada.

Por todas las razones anteriores, en el circuito en cuestión es necesario contar con una red de adaptación de impedancias.

6.6.2. Teoría de la adaptación de impedancias

Dado un generador con impedancia de salida Z_S y una carga Z_L , la máxima transferencia de potencia se da cuando Z_L es el conjugado de Z_S .

Por lo tanto, el objetivo de la red de adaptación es *transformar* la impedancia de la carga, para que desde el generador se *vea* una carga igual al conjugado de Z_S . En la

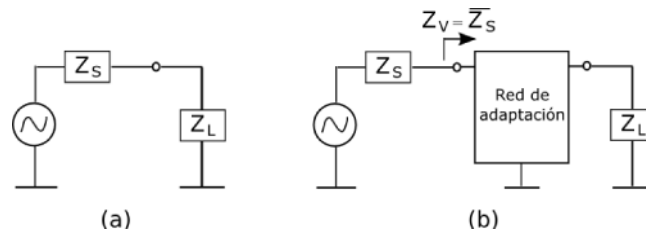


Figura 6.1: Generador alimentando una carga. Sin (a) y con (b) red de adaptación.

bibliografía (por ejemplo, [65]) se pueden encontrar diversas topologías estándar para estas redes. Las más usuales son las redes L, π y T. En la figura 6.2 se observan ejemplos de cada una. Nótese que también son válidas las redes de la figura si se utilizan capacitores donde se indican inductores, y viceversa. La mejor topología depende de los requerimientos de cada caso. En [65] se da una guía detallada para el diseño de estas redes.

6.6.3. Adaptación de impedancia para el ZL70101

En el caso de nuestro sistema, la red de adaptación tiene características algo distintas a las usuales. En primer lugar, por las restricciones de espacio y cantidad de componentes, los pines de transmisión (RF_TX) y recepción (RF_RX) se deben conectar juntos [28],⁶

⁶Recordar que la comunicación es half duplex.

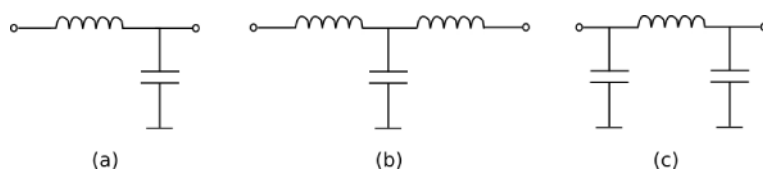


Figura 6.2: Topologías comunes para redes de adaptación de impedancia. Redes L (a), T (b) y π (c).

por lo que la misma red debe servir para transmisión y recepción a la vez. Además, como se usa la misma antena para las dos frecuencias, la adaptación debe servir para ambas (por lo que la red también debe tener un nodo conectado a RX_245A). También existen otras diferencias en el objetivo de esta red que se expondrán en la sección 6.6.4.

6.6.4. Funciones de la red de adaptación para el ZL70101

6.6.4.1. Transmisión y recepción a 400 MHz

Según el fabricante, la red debe construirse para presentar 500Ω reales al chip, tanto en transmisión como en recepción. Zarlink aclara específicamente que esto no es lo mismo que adaptar la carga en el sentido tradicional del término, ya que no se busca llegar al conjugado de la impedancia del transmisor ni del receptor.

6.6.4.2. Recepción a 2.45 GHz

Como la red también debe alimentarse con la señal de la antena en esta frecuencia, debe tener un nodo en el pin RX_245A. Por lo tanto, en algún punto la red debe separarse en una rama hacia los pines de 400 MHz y otra hacia el de 2.45 GHz.

En [28] no se proporcionan datos sobre la impedancia a la cual debe adaptarse la antena para esta frecuencia, indicándose que es poco probable que la adaptación de la antena repercuta significativamente en la sensibilidad de recepción, debido al bajo Q que es posible obtener para el circuito. Sin embargo, al consultar a Zarlink sobre este punto se nos indicó que la impedancia debe ser real y de un valor aproximado a 400Ω .

Teniendo en cuenta lo anterior, se optó por tomar como referencia para esta parte de la red el diseño de Zarlink para su placa implantable del kit de desarrollo.

6.6.4.3. Mejoras propuestas por Zarlink

Más allá de lo expresado por el fabricante en su guía de diseño para el ZL70101, existen diferencias en el diseño de la red de adaptación de la placa implantable del kit de desarrollo respecto de lo que se recomienda en dicha guía.

En primer lugar, se intercala para la sección de 400 MHz de dicha red un filtro SAW, destinado a mitigar interferencias residuales de otras bandas sobre la banda de trabajo. El uso de este filtro se recomienda para la estación base y es utilizado en la placa implantable del kit pues la misma está pensada para su uso en el aire. Por el contrario, los circuitos implantables pueden prescindir del mismo, ya que el propio cuerpo humano actúa como filtro y el espacio disponible para la red de adaptación es menor [28].

En segundo lugar, los pines RF_TX y RF_RX no son cortocircuitados entre sí. Por el contrario, se intercala entre ellos un inductor, tal como se muestra en la figura 6.3. Al ser

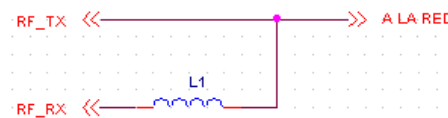


Figura 6.3: Agregado de un inductor entre RF_TX y RF_RX en la red de adaptación de Zarlink.

consultado, Zarlink expresa que el agregado de dicho inductor resulta en un aumento de 2 dB en la recepción, sin afectar significativamente la transmisión.

Dado que la placa se fabricó previamente a disponer de estos datos, el sistema diseñado no cuenta con esta mejora.

Debe destacarse, no obstante, que en febrero de 2008 se recibió una nueva versión de la guía de diseño para el ZL70101, en la cual no se ha cambiado la redacción de la sección referente a la adaptación. En la misma se sigue recomendando la conexión conjunta de los pines de transmisión y recepción para 400 MHz.

6.6.5. Diseño de la red de adaptación

La red de adaptación diseñada tiene en cuenta los puntos mencionados anteriormente, y fue pensada para la antena de la placa implantable del kit de desarrollo de Zarlink. Si bien no se cuenta con una caracterización detallada de dicha antena, sí se conoce que la misma presenta una impedancia de 50Ω en ambas frecuencias de trabajo. Otro punto a tener en cuenta para el diseño es que la red debe poder modificarse fácilmente para otras antenas que no sean la que proporciona el kit, sin que sea necesario el diseño de una red completamente nueva.

6.6.5.1. Adaptación a 2.45 GHz

El diseño de esta parte de la red se realizó tomando como referencia el de la placa implantable de Zarlink. La topología utilizada es de tipo L, presumiblemente por no existir la necesidad de factores de calidad elevados y por su simplicidad. La misma consiste en un capacitor en serie y un inductor en paralelo, el cual a su vez también resulta conectado en paralelo al capacitor variable del transceiver.

En la figura 6.4 se muestra esquemáticamente la topología de la misma.

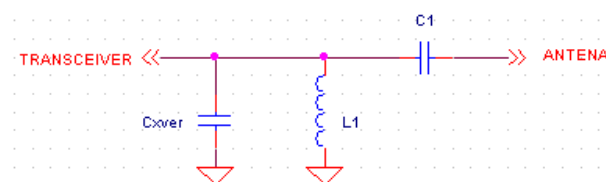


Figura 6.4: Red de adaptación para 2.45 GHz. C1 es el capacitor en serie, L1 el inductor en paralelo y Cxver el capacitor variable del transceiver.

6.6.5.2. Adaptación a 400 MHz

Para esta parte de la red se optó por una topología de tipo π , la cual, a diferencia de la topología en L, permite además controlar el factor de calidad Q de la red.

En la figura 6.5 se muestra esquemáticamente la topología de esta red.

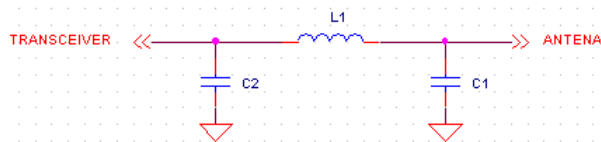


Figura 6.5: Red de adaptación para 400 MHz. C1 y C2 conforman las *patas* de la letra π , y L1 es el inductor que completa la red.

6.6.5.3. Implementación final

Las dos subredes presentadas deben unirse en una sola para el diseño final, sin que una interfiera sobre la otra. Conectado al vivo de la antena se dispuso un capacitor en serie para desacoplar el valor de continua de la señal.

Por otra parte, para evitar que la subred de 400 MHz afecte la de 2.45 GHz se intercaló antes de la primera un circuito tanque LC paralelo, el cual resuena aproximadamente a 2.45 GHz y *desconecta* la subred de 400 MHz. El agregado del capacitor en serie y del circuito tanque debe ser tenido en cuenta a la hora de dimensionar los distintos componentes.

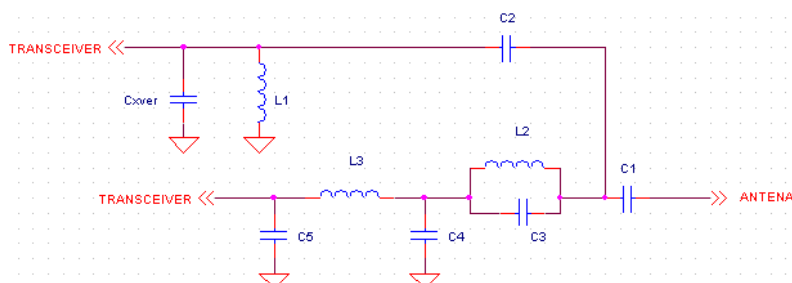


Figura 6.6: Implementación final de la red.

La implementación final de la red se muestra en la figura 6.6. En la misma, C1 es el capacitor serie de desacople y L2 y C3 conforman el tanque LC paralelo. El capacitor denominado Cxver corresponde al interno al transceiver en su pin RF_245A. El capacitor C4 se implementa a partir del capacitor MATCH1 del transceiver, y C5 es el resultado de conectar en paralelo los pines RF_TX, RF_RX y MATCH2 del transceiver, con sus respectivos capacitores asociados.

Los valores determinados para estos componentes se muestran en la tabla 6.1. Respecto de los valores de la tabla, caben algunos comentarios.

En primer lugar, C5 es el resultado de conectar en paralelo tres capacitores. Los valores asignados a cada uno de ellos para llegar al valor expresado de C5 son los siguientes:

Componente	Valor
C1	33 pF
C2	0.75 pF
C3	1.5 pF
C4	17 pF
C5	9 pF
Cxver	0.7 pF
L1	3.3 nH
L2	2.2 nH
L3	24 nH

Tabla 6.1: Valores de los componentes de la red de adaptación.

$RF_TX = 2$ pF, $RF_RX = 2$ pF y $MATCH2 = 5$ pF. Por otra parte, los valores utilizados para C1, L2 y C3 son los mismos que utiliza Zarlink en su red de adaptación.

En la figura 6.7 se muestra el diagrama de Smith para la adaptación a 2.45 GHz. Como se desprende del mismo, el valor de impedancia resultante presentado al transceiver es de aproximadamente $(205 + j15) \Omega$. El valor obtenido parece no ser consistente con lo que recomienda el fabricante, si bien se optó por no cambiar el diseño respecto de lo utilizado por Zarlink en su placa. En la figura 6.8 se muestra el diagrama de Smith para la

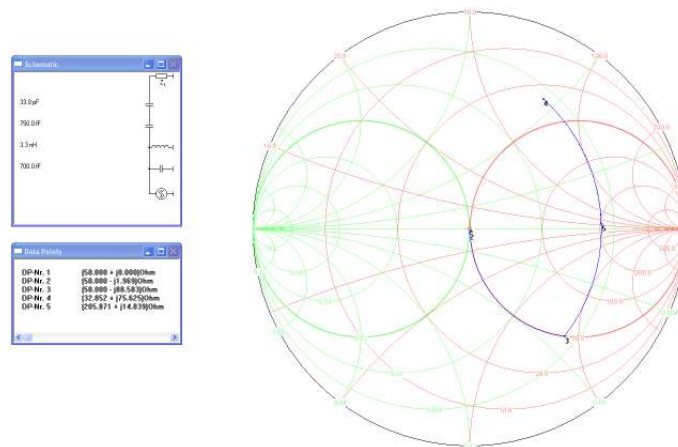


Figura 6.7: Diagrama de Smith para la red de adaptación a 2.45 GHz.

adaptación a 400 MHz. Como se desprende del mismo, el valor de impedancia resultante presentado al transceiver es de aproximadamente $(232 - j1) \Omega$.⁷ Si bien este valor tampoco es demasiado cercano al recomendado en la guía de diseño, es el mejor resultado que se puede obtener para la topología utilizada y teniendo en cuenta que los valores de C4 y C5 son los mínimos posibles.

⁷Cabe aclarar que el tanque LC paralelo se ha sustituido por un inductor de 2.25 nH, equivalente al LC para la frecuencia de trabajo. El programa utilizado para realizar el diagrama no permite introducir circuitos tanque en el diseño.

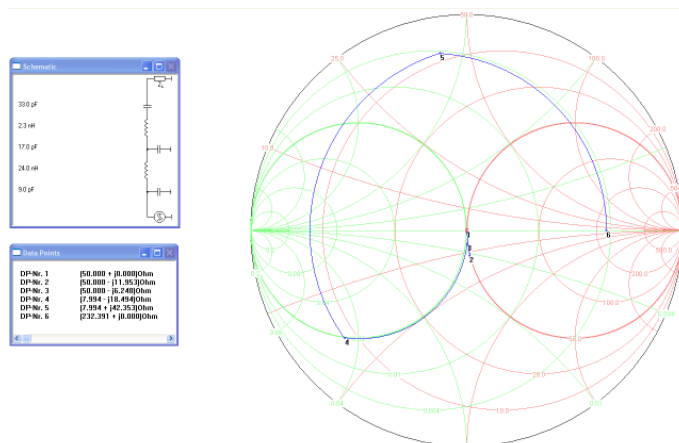


Figura 6.8: Diagrama de Smith para la red de adaptación a 400 MHz.

6.7. Diseño del PCB

La presente sección describe los puntos relativos a la fabricación física del circuito impreso. En el apéndice D se presentan criterios generales aplicables al diseño de PCBs para radiofrecuencia, los cuales se tomaron como guía para la fabricación del nuestro.

6.7.1. Alimentación

El microcontrolador posee dos pines de alimentación: DVCC y AVCC, que proveen alimentación a las partes digitales y analógicas del mismo, respectivamente, los cuales se conectaron juntos en un solo punto, y a su vez dos pines de tierra: DVSS y AVSS, análogos a los dos anteriores, que también se conectaron juntos. La figura 6.9 muestra una parte de la capa de cobre superior del layout de la placa, en donde se observan dichas conexiones. El



Figura 6.9: Alimentación del microcontrolador en el layout diseñado. Los pines 1 y 64 del microcontrolador corresponden a DVCC y AVCC, respectivamente, mientras que los pines 62 y 63 corresponden a AVSS y DVSS, respectivamente. Como referencia, el pin 1 es el que se ubica más a la izquierda dentro de la fila horizontal de pines.

transceiver, por otra parte, posee dos pines de alimentación: VSUP y VDDIO. El primero es el pin de alimentación principal, mientras que el segundo proporciona la alimentación y la referencia para las partes digitales del chip.

La alimentación del circuito se hizo separando las partes analógica y digital, alimentando el microcontrolador y el pin VDDIO del transceiver por un lado, y el pin VSUP del

transceiver por el otro, para evitar interferencia de una parte sobre la otra. El ruteo de la alimentación se hizo en estrella. En la figura 6.10 se muestra una parte de la capa de cobre superior de la placa. En la misma, los dos círculos en la parte inferior corresponden a los terminales de la batería, siendo el de la izquierda el terminal positivo. A este terminal llegan la pista de alimentación de la parte digital y la de la parte analógica. Por otra parte, se observa la pista de tierra de la parte analógica, que se conecta al pin negativo de un capacitor de desacople, mientras que la tierra de la parte digital se rutea por la capa inferior, aprovechando el plano de tierra descrito en la la sección 6.7.2.

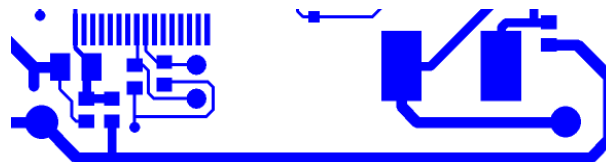


Figura 6.10: Ruteo en estrella de la alimentación.

Cercanos a los pines de alimentación del microcontrolador se colocaron dos capacitores de desacople, uno de $10\ \mu\text{F}$ electrolítico y uno de $100\ \text{nF}$ cerámico, mientras que cercano al pin VDDIO del transceiver se colocó un capacitor de $100\ \text{nF}$ cerámico.

Para los capacitores del transceiver se siguieron los criterios expuestos en el apéndice D. Se colocaron tres capacitores de descople para el pin VSUP del transceiver: uno de $100\ \mu\text{F}$ electrolítico y con encapsulado H; uno de $100\ \text{nF}$ cerámico y con encapsulado 0603; y uno de $10\ \text{nF}$ cerámico y con encapsulado 0402.

Por otra parte, se previó la colocación de chokes previos a los dos grupos de capacitores de desacople antes mencionados. Su uso se dejó como punto a evaluar a partir del desempeño del circuito, ya que en un principio se previó sustituirlos por resistencias de $0\ \Omega$.

6.7.2. Plano de tierra

En la capa inferior de la placa se construyó un plano de tierra, el cual actúa como plano de retorno para las señales de radiofrecuencia y sirve para ruteo de las distintas tierras del circuito.

6.7.3. Capacitores e inductancias de la red de adaptación

Dado que los capacitores externos al chip utilizados coinciden con los utilizados por Zarlink, debido a la reutilización de parte de la red de adaptación del kit, se utilizaron exactamente los mismos condensadores que figuran en el BOM de dicho kit.

Para un correcto funcionamiento, de acuerdo a lo que se detalla en el apéndice D, es necesario que la frecuencia de autoresonancia de los componentes sea por lo menos tres veces superior a la frecuencia de trabajo. En la tabla 6.2 se dan los valores calculados de SRF^8 a partir de los valores extraídos de las hojas de datos de estos componentes para capacitores de $100\ \text{pF}$. De la misma se desprende que C9 cumple con la condición mencionada, mientras que C11 no lo hace, aunque su valor es elevado. De todos modos, ya que este capacitor integra el tanque LC y la función de éste es presentar una alta

⁸Self Resonance Frequency, o frecuencia de auto resonancia.

impedancia para 2.45 GHz, parece razonable que el buen desempeño del circuito no se verá comprometido.

Cabe aclarar que del capacitor C10, de 33 pF, no se encontraron datos sobre la SRF, aunque su uso por parte de Zarlink hace suponer que el mismo es adecuado.

Por último, se menciona que todos estos condensadores poseen encapsulado 0402.

Capacitor	Valor (pF)	Frecuencia de trabajo (GHz)	SRF (GHz)
C9	0.75	2.45	9.24
C11	1.5	2.45	6.53

Tabla 6.2: Valores de SRF para capacitores externos al chip de la red de adaptación.

Análogamente para el caso de los inductores, al reutilizarse alguna parte de la red de adaptación de Zarlink, los mismos componentes que figuran en la BOM fueron seleccionados, mientras que para el caso de L2 se utilizó un inductor que cumpliera con las condiciones impuestas sobre la frecuencia de autoresonancia.

En la tabla 6.3 se dan los valores extraídos de la página web del fabricante para cada uno de los inductores. De la misma se concluye que L1 y L2 cumplen con la condición planteada, mientras que L3 no lo hace. Apelando nuevamente al mismo criterio que para los capacitores, se supone que el uso por parte de Zarlink del mismo justifica su inclusión. Todos los inductores utilizados poseen encapsulado 0603.

Inductor	Valor (nH)	Frecuencia de trabajo (MHz)	SRF (GHz)
L1	2.2	2450	12.5
L2	24	400	2.65
L3	3.3	2450	5.90

Tabla 6.3: Valores de SRF para inductores de la red de adaptación.

6.7.4. Conector para la antena

El conector a utilizar para alimentar la antena es de tipo SMA hembra, compatible con la antena utilizada por Zarlink en su placa implantable.

6.8. Esquemático y layout

El esquemático y el layout completos de la placa diseñada se adjuntan en el apéndice E.

También se adjuntan en dicho apéndice el esquemático y el layout finales de la placa diseñada luego de las modificaciones que se detallan en la sección 8.2.

Capítulo 7

Descripción del firmware

7.1. Introducción

Este capítulo pretende explicar la estructura básica del firmware utilizado en los prototipos de RF Implantable. Vale la pena aclarar que para la confección del mismo se partió de un firmware ya escrito por Zarlink y que es utilizado en la placa AIM 100 del ZLE70101 Application Development Kit de Zarlink.

Este proyecto no usa la totalidad del código provisto por Zarlink, ya que éste fue reducido para adecuarse al hardware y debido a una restricción impuesta por la herramienta de desarrollo utilizada, que se explica en la sección 7.3. A partir de esta versión reducida de firmware se agregaron funcionalidades específicas para las necesidades del proyecto.

Dado que se ha suscrito un acuerdo de confidencialidad con Zarlink para poder obtener el mencionado firmware, el presente trabajo no incluye el código de éste.¹ Por dicha razón, sólo se dará una explicación cualitativa del funcionamiento lógico del código del que se partió.

7.2. Firmware de Zarlink

7.2.1. Estructura

La estructura del firmware provisto por Zarlink para su placa AIM 100 es bastante simple y se puede dividir en tres grandes bloques:

- Inicializaciones
- Atención de interrupciones
- Atención de tareas pendientes

7.2.1.1. Inicializaciones

La placa AIM 100, al igual que la placa del proyecto, consta básicamente de un microcontrolador y un transceiver, por lo que dentro de las inicializaciones hay rutinas específicas para realizar las configuraciones iniciales de ambos dispositivos.

¹El acuerdo de confidencialidad referente al firmware del kit es independiente del acuerdo más general de confidencialidad, e impone condiciones más estrictas sobre el uso y la divulgación del mismo.

En el caso del microcontrolador, se requiere configurar todos sus puertos de acuerdo a sus funciones particulares, incluso si no están conectados a nada. Una de estas funciones corresponde al manejo de la interfaz SPI con la cual se podrá comunicar con el transceiver en una configuración *maestro - esclavo*, donde el *maestro* es el microcontrolador. Esto es posible utilizando la USART que posee el MSP430, la cual se configura para dicho cometido.

Otra inicialización particular del microcontrolador corresponde a uno de sus *timers*. Éste será utilizado para la medición de tiempos asociados a *timeouts*, relacionados a posibles condiciones de error, lo cual evita quedar dentro de lazos infinitos que implicarían un bloqueo del sistema.

De acuerdo a la estructura delineada más arriba, es evidente que dentro de las primeras tareas a realizar con el microcontrolador se encuentra la de habilitar las interrupciones y configurar adecuadamente cuáles son los puertos que las generan.

Por otra parte, en lo relacionado con las inicializaciones del transceiver, la rutina específica para este fin se encarga de configurarlo para que esté listo para poder establecer una comunicación por radiofrecuencia con una estación base.

Para dicho cometido, se fuerza el encendido del chip, se habilita la generación de interrupciones y se procede a realizar varias configuraciones. Estas configuraciones están básicamente relacionadas con valores que deben quedar establecidos desde un inicio para posibilitar la correcta comunicación con la estación base.

Hay dos parámetros que en particular deben inicializarse una vez alimentada la placa. Éstos son dos códigos de identificación que permiten identificar de forma única a cada transceiver:

- **Company ID.** Necesario para poder despertar al transceiver. Es uno de los datos incluidos en el Wakeup Data Packet enviado por la estación base.
- **IMD Transceiver ID.** También necesario para despertar al ZL70101. Es un código que identifica a cada transceiver de una determinada compañía (este fue mencionado en 4.4.1). Además, es uno de los datos incluidos dentro de los encabezados de los paquetes que se intercambian durante una comunicación en banda MICS.

Varias de las configuraciones que tienen que ver con el establecimiento del enlace son respaldadas en el Wakeup stack del ZL70101 para que estén disponibles cuando la estación base decida iniciar una comunicación MICS. Este stack es un espacio de memoria dedicado del chip que permite a la MAC respaldar el contenido de varios registros como, por ejemplo, aquellos dedicados a almacenar el IMD Transceiver ID, el valor de los capacitores MATCH y el que contiene el valor máximo de bloques de datos admitidos por paquete, entre otros.

7.2.1.2. Atención de interrupciones

El sistema se maneja en base a interrupciones, las cuales son generadas por el propio chip de Zarlink frente a determinados eventos, como pueden ser el fin del encendido de la MAC y de los subsistemas de RF o el establecimiento de un enlace MICS.

Al generarse una interrupción por parte del transceiver, éste interrumpe al microcontrolador, el cual dentro de su rutina de atención a interrupciones se encarga de discernir cuál fue el origen de la interrupción, ya que hay varias posibles.² Una vez determinado el

²No tienen por qué estar todas habilitadas. Hay algunas que lo están por defecto, pero esto puede ser modificado dentro de las inicializaciones del transceiver.

origen de la interrupción, se procede a ejecutar una rutina adecuada a la circunstancia.

En éstas se manejan banderas de control que están ligadas al funcionamiento del tercer bloque dentro de la estructura presentada (Atención de tareas pendientes), porque éstas le indican a la rutina principal que se debe atender una tarea pendiente asociada con la interrupción que tuvo lugar.

7.2.1.3. Atención de tareas pendientes

Este tercer gran componente del firmware es simplemente una rutina que se ejecuta dentro de un lazo infinito y que se encarga de revisar si existen tareas pendientes, como, por ejemplo, el inicio de una sesión MICS, el procesamiento de datos recibidos (disponibles en el buffer de recepción) o la necesidad de finalizar un enlace de comunicación.

Vale la pena aclarar que en el código proporcionado el microcontrolador siempre se mantiene encendido y ejecutando el mencionado lazo. Claramente, esto va en contra de lo que sería un firmware apuntado a bajo consumo, como busca este proyecto, para hacer viable su integración con un dispositivo médico implantable. Este diseño responde claramente al fin que persigue el kit de desarrollo de Zarlink, para evaluar el funcionamiento del transceiver en cuanto a prestaciones y facilidad de uso.

7.3. Firmware de RF Implantable

7.3.1. Estructura

Como fuera mencionado en la introducción del presente capítulo, el firmware para los prototipos de RF Implantable fue basado en el firmware de Zarlink. Por este motivo, esta versión de firmware conserva la misma estructura básica. En particular, en las inicializaciones, se configuran los mismos registros del transceiver que configuraba la aplicación original, pero con los valores apropiados para nuestro hardware.³

Debe aclararse que la estructura fue conservada para la aplicación principal de prueba del sistema, porque además de la versión principal se crearon dos versiones más, enfocadas a determinados tipos de ensayos (medida de consumo en *Modo Marker* y el análisis del espectro producido por el transceiver).

7.3.2. Principales diferencias respecto del código de Zarlink

7.3.2.1. Tamaño de código

La primera diferencia respecto al firmware original tiene que ver con el tamaño del código compilado. Esto se debe a tres motivos:

1. *Limitación de código máximo compilable:* Debido a la herramienta utilizada para el desarrollo del firmware. Se utilizó un ambiente de desarrollo que poseía una IDE basada en Eclipse [66] y un compilador de C para el MSP430, llamado *TI Code Composer Essentials* [67]. La limitación que esta herramienta impone es la de poder compilar hasta 8 KB de código.
2. *Diferencias entre las placas RF Implantable y AIM 100 de Zarlink:* como la placa desarrollada no utiliza tantos puertos como la AIM 100, y como además no posee una

³En el apéndice G se detallan los registros configurados y sus respectivos valores.

interfaz con otra placa como la ADP 100 (que permite conectar la misma mediante USB a una computadora), había en el firmware original varias rutinas específicas para manejar estas funcionalidades adicionales, que no son necesarias en nuestro caso.

3. *Manejo de situaciones de error*: dado que el kit permite conectar la placa AIM 100 a una computadora, existen rutinas destinadas al manejo de errores, las cuales tienen como finalidad presentar mensajes de error al usuario, pero que sólo pueden ser vistos si se posee una interfaz con una computadora.

7.3.2.2. Optimización para bajo consumo

Como fuera mencionado, el firmware de Zarlink no está optimizado para bajo consumo. Sin embargo, para la presente aplicación éste es un punto clave. Para lograr este objetivo, se hicieron dos grandes modificaciones:

1. Se deshabilitaron y apagaron módulos como, por ejemplo, el oscilador opcional XT2CLK. Cabe aclarar que todo lo que se deshabilitó o apagó corresponde a cosas que no son utilizadas por nuestra placa.⁴
2. Se agregó una rutina que le permite al MSP430 pasar al modo LPM4 (el de menor consumo, ver 6.3.2), luego de atender todas las tareas pendientes que pudieran existir. Esto permitió reducir sensiblemente el consumo del sistema en su estado de stand-by.

El mayor cambio respecto a la implementación de Zarlink se debe a la segunda de las optimizaciones recién mencionadas, por lo que se entiende necesario explicarlo con mayor detalle.

El diseño intenta evitar que el microcontrolador se mantenga despierto todo el tiempo, razón por la que luego de inicializar todo el hardware se lleva al MSP430 al modo de menor consumo, LPM4, además de *dormir* al transceiver. El microcontrolador sólo vuelve a su modo activo una vez que recibe una interrupción del transceiver. De esta forma, el microcontrolador se encuentra la mayor parte del tiempo en modo de bajo consumo y sólo es encendido cuando realmente se lo necesita.

7.3.3. Funcionalidades adicionales

Para fines de prueba del sistema se implementaron algunas funcionalidades adicionales en la versión principal del firmware. En particular, se implementaron tres:

- Eco
- Calibración remota
- Medida de RSSI remota

⁴Se pudo comprobar que es crítico mantener este oscilador apagado para reducir sensiblemente el consumo del microcontrolador en modo de bajo consumo.

7.3.3.1. Eco

La función del *Eco* es retransmitir aquellos datos que llegan desde la estación base a la placa.

Se debe aclarar que para enviar datos desde la estación base a la placa desarrollada se utiliza la interfaz gráfica provista en el kit de desarrollo de Zarlink, la cual se comunica a través de USB con dicha estación. Esta interfaz gráfica posee un cuadro de texto donde se ingresan los datos que se pretende enviar y otro cuadro similar que muestra lo que la estación base recibe en el buffer de recepción del ZL70101.

La implementación de esta función fue posible gracias a que el firmware de Zarlink posee rutinas especialmente diseñadas para el intercambio de datos a través de la interfaz SPI.

De todos modos, esto no es suficiente, ya que además de requerir un correcto manejo de la interfaz SPI, el transceiver impone como restricción para la lectura/escritura de su buffer de recepción/transmisión que se le envíen cantidades de datos que sean múltiplos del tamaño de un bloque completo de datos.⁵

Basado en lo anterior, lo que hace esta rutina es leer el buffer de recepción de nuestra placa, que contendrá los datos que hayan sido enviados por la estación base, y luego copiar dicho contenido en su propio buffer de transmisión, para que el transceiver se encargue de transmitirlos de vuelta hacia la base. Esta lectura y escritura debe realizarse de a múltiplos de bloques de datos, tal como se comenta en el párrafo anterior.

7.3.3.2. Calibración remota

La idea de la *Calibración remota* es la de poder enviarle al IMD comandos de calibración de forma remota desde la base, utilizando la misma interfaz gráfica que se aprovecha en la funcionalidad de *Eco*.

Esta función reconoce si se recibió una cadena de caracteres determinada que debe ser interpretada como un comando. Si se identifica dicha cadena, actúa en consecuencia.

En particular, la idea de esta función es permitir ajustar, de forma remota, tres de los capacitores involucrados en la red de adaptación (TX_RF, MATCH 1 y MATCH 2), debido a que los mismos pueden ser ajustados a partir de un detector de pico implementado en el propio transceiver, lo cual se explica en el capítulo 3.⁶

El ajuste de estos capacitores, basado en el uso de uno de los tres detectores de pico, es una función propia del ZL70101 y que requiere de la escritura de un registro particular para indicar el capacitor a ajustar y el detector de pico a utilizar. Posteriormente, se requiere de la escritura de otro registro, que efectivamente ejecuta la calibración.

Para el usuario, la forma de realizar estas calibraciones consiste en ingresar en el cuadro de texto disponible en la interfaz gráfica de la estación base un comando de la forma \$CAL x\$, donde x corresponde a un número del 1 al 9, debido a que existen nueve combinaciones posibles de calibración. Las calibraciones disponibles se pueden ver en la tabla 7.1.

Como resultado de cada calibración, se devuelve el valor al cual se ajustó el registro correspondiente al capacitor seleccionado, el cual aparece en el cuadro de texto de recepción de la estación base.

⁵Esto depende de cómo se inicialice el ZL70101.

⁶La última versión conserva el comando para calibrar el capacitor *MATCH 2*, a pesar de que no tendrá ningún efecto ya que en la última versión del PCB la pista que conecta a este capacitor con la red de adaptación fue eliminada. Este cambio se detalla en el capítulo 8.

Valor de x	Capacitor seleccionado	Detector de pico seleccionado
1	RF_TX	el de RF_TX
2	RF_TX	el de MATCH1
3	RF_TX	el de MATCH2
4	MATCH 1	el de RF_TX
5	MATCH 1	el de MATCH1
6	MATCH 1	el de MATCH2
7	MATCH 2	el de RF_TX
8	MATCH 2	el de MATCH1
9	MATCH 2	el de MATCH2

Tabla 7.1: Calibraciones implementadas remotamente.

7.3.3.3. Medida de RSSI remota

Lo que se conoce como RSSI (*Received Signal Strength Indication*) es una medida de la potencia de una señal de radiofrecuencia recibida, lo cual permite tener una referencia de cuán bueno es un enlace de RF.

Esta medida se puede realizar gracias a hardware dedicado, integrado en el propio ZL70101, y que además se complementa con su propio conversor AD de 5 bits. Gracias a esto, y a rutinas provistas también por Zarlink para el manejo de la medida de RSSI y de su conversión utilizando el conversor interno, se agregó una rutina que aprovecha las mencionadas para realizar esta medida en el implantable y obtener su resultado a través de la interfaz gráfica de la base. Para poder hacerlo, se debe ejecutar un comando en la interfaz, similar al de calibraciones remotas. El comando a utilizar es \$RSSI\$, y el mismo devuelve su resultado en la propia interfaz gráfica como un número hexadecimal de 5 bits, correspondiente al valor convertido por el ADC.

7.3.4. Versiones adicionales

Como se mencionó anteriormente, además de la versión principal de firmware, también fueron creadas dos versiones más cuya finalidad es realizar determinadas medidas. Una de ellas fue creada con el fin de cuantificar el consumo del sistema simulando un *Modo Marker* (versión PseudoMarker) y la otra se hizo para poder observar el espectro que produce el sistema al transmitir una portadora dentro de la banda MICS, y así medir la potencia de salida (versión Carrier Wave).

7.3.4.1. Versión PseudoMarker

Esta versión conserva las inicializaciones que ya fueron comentadas, pero el funcionamiento de ésta al establecer una sesión MICS desde la base es muy distinto. La diferencia radica en el comportamiento del transceiver del IMD al iniciar dicha sesión.

Lo que sucede es que inmediatamente después de iniciar una sesión de comunicación el ZL70101 de RF Implantable se encarga de transmitir una determinada cantidad de bloques de datos de 14 bytes en un único paquete de datos.⁷ Posteriormente a dicha transmisión, se procede a terminar el enlace sin más demoras.

⁷La cantidad de bloques de datos por paquete es configurable en el firmware.

Para hacer esto posible, se escribe una rutina que es ejecutada cuando tiene lugar la interrupción `irq_radioready`, la cual escribe el buffer de transmisión con una cantidad de bloques de datos (de 14 bytes) determinada a partir de una constante que se fija en el momento de compilar el código. La razón de disparar la ejecución de dicha rutina con la interrupción `irq_radioready` se debe a que de esa forma se asegura que la MAC ya esté lista para realizar operaciones.

Luego, una vez que se establece la sesión MICS, los datos disponibles en el buffer de transmisión son enviados hacia la base e, inmediatamente después, la rutina que se ejecuta cuando se establece la comunicación se encarga de finalizar la sesión adecuadamente.⁸

La idea de esta versión es la de poder determinar los consumos pico y promedio, el tiempo de comunicación, el tiempo de inicialización de los subsistemas de comunicación y el tiempo total que demora toda la transferencia de datos desde que se enciende el transeiver (y el microcontrolador) hasta que se apaga. Este comportamiento sería aplicable a la implementación de un *Modo Marker*, en el cual se requiere del envío periódico de datos a la estación base, considerando que sería inaceptable permanecer encendido mientras no se envían datos, dado el consumo cuando se está encendido.

7.3.4.2. Versión Carrier Wave

Esta versión también conserva las inicializaciones que fueron comentadas, pero en este caso no se le permite al transeiver establecer ninguna comunicación, sino que simplemente transmite una portadora en la banda MICS. Esto es posible ya que se elimina el bloque *Atención de tareas pendientes* y se reemplaza por una secuencia de rutinas que se encargan de despertar al transeiver (a través de un *direct wakeup*) y de iniciar la transmisión de la portadora.

Como fuera mencionado, esta versión permite conectar la salida del transeiver a un analizador de espectro para poder visualizar el espectro de la portadora transmitida y poder medir la potencia de ésta.

7.3.5. Modificaciones posteriores

El firmware sufrió una modificación adicional luego de un agregado adicional de hardware. Este cambio permite medir la tensión de la batería que alimenta la placa. Desde el punto de vista del código, se agregó una rutina que utiliza el convertor analógico-digital de 12 bits del MSP430.

A partir de una ecuación que se presenta en el apéndice H, se puede obtener el voltaje de la batería en función del resultado de la conversión AD. Sin embargo, la rutina implementada devuelve el valor *crudo* de la conversión AD, para no agregar ciclos de ejecución innecesariamente, debido a que se requeriría de operaciones de multiplicación y división para calcular el valor de voltaje.

A partir de esta nueva rutina que provee el valor de la conversión AD, se agregaron dos funcionalidades basadas en ella. La primera consiste en obtener el valor de la mencionada conversión en forma remota, de la misma manera que se realizan las calibraciones remotas descritas en 7.3.3.2.

Para obtener dicho valor, el comando que se debe ingresar en la interfaz gráfica de la

⁸Recordar que la transmisión de datos se da ni bien el transeiver detecta que tiene datos disponibles en su buffer de transmisión, y éste es llenado cuando tiene lugar la interrupción `irq_radioready`, antes de que se termine de establecer el enlace.

estación base es \$BAT\$, obteniéndose como respuesta el valor de la conversión AD (en formato hexadecimal), para luego determinar, utilizando una calculadora, el valor de la batería efectivamente medido.

La otra funcionalidad agregada tiene como objetivo evitar iniciar una comunicación cuando el nivel de la batería es bajo. La idea es que al iniciar una sesión de comunicación, se verifique que la batería esté por encima de 2.40 V. Si esto no ocurre, la rutina se encarga de finalizar la comunicación inmediatamente, sin consultar a la base.

Además, para evitar que se inicie una comunicación ni bien la batería se haya recuperado, es decir, que haya pasado de tener un voltaje inferior a 2.40 V a uno apenas superior, se programó una lógica de histéresis. Esta lógica obliga a que la batería supere los 2.45 V para salir del estado de batería baja si previamente se midió un voltaje inferior a 2.40 V.

Sin embargo, en el caso del manejo de los prototipos cerrados,⁹ la funcionalidad antes descrita implicaría dejar de poder establecer comunicaciones con el mismo. Por este motivo, se implementa una lógica que, basada en un contador de inicio de sesión, decide permitir el inicio de una comunicación si la estación base realiza tres pedidos consecutivos de inicio de sesión.¹⁰ De esta manera se permite iniciar una comunicación cuando se es consciente de que el prototipo tiene batería baja.

⁹Se considera como prototipo cerrado a todo aquel que cuente con: una caja de titanio totalmente cerrada, un cuello con antena y una batería propia (WG9086).

¹⁰En el intento número tres ya se inicia la comunicación correctamente.

Capítulo 8

Caracterización del sistema

8.1. Introducción

El presente capítulo presenta las pruebas efectuadas con el sistema a fin de caracterizar su comportamiento.

Previo al desarrollo principal del capítulo, se describen los prototipos utilizados para las pruebas.

Las pruebas se pueden dividir en cuatro grandes categorías: de interferencia electromagnética, de potencia de transmisión, de consumo y de distancia de comunicación.

La primera categoría corresponde a las pruebas de RF Implantable en conjunto con un sistema Bluetooth, un circuito de sensado y un módulo de respuesta en frecuencia de marcapasos basado en un acelerómetro.

La segunda categoría corresponde a mediciones de potencia de salida del sistema, que permitieron evaluar el desempeño de la red de adaptación y del transceiver para distintos valores de voltaje.

La tercera categoría corresponde a las pruebas relacionadas con el consumo del sistema en operación normal.

La cuarta categoría corresponde a pruebas en donde se miden la distancias de comunicación alcanzables mediante este sistema. Se presenta además la descripción del medio líquido para simular tejido muscular humano utilizado en estas pruebas.

Finalmente, se presentan las conclusiones, en donde se analizan los resultados obtenidos y se detallan aquellos ítems que no fueron evaluados para el presente proyecto.

8.2. Prototipos construidos

Esta sección trata sobre los prototipos que fueron construidos a lo largo del proyecto. Todos ellos sufrieron cambios respecto a su versión original, así que por conveniencia se dan solamente sus características finales en la tabla 8.1. Además se detallan dos cambios efectuados en todas las unidades.

En lo que sigue, el término prototipo hace referencia al conjunto de un determinado PCB, una antena y, si corresponde, la lata metálica.¹

De acuerdo a lo recomendado por Zarlink, se desconectó para todos los prototipos el capacitor MATCH2 del chip de la red de adaptación. Al estar en paralelo con RF_TX y

¹Solamente el prototipo 1 no tuvo caja metálica.

RF_RX no era posible obtener un valor menor a 9 pF en ese nodo, impidiendo la adaptación para casos que necesitaran valores más chicos.

En segundo lugar, se agregó una referencia de voltaje para medir el voltaje de la batería.

Si bien en la planificación original del proyecto se preveía el diseño de un segundo PCB a partir de los resultados obtenidos con el primero, no existieron modificaciones críticas que implicaran la necesidad de un nuevo diseño.

Prototipo	PCB SN	Antena	L2 (nH)	L3 (nH)	C9 (pF)	Uso
1	1	PLA 100	47	3.3	0.75	Depurar firmware.
2 beta	2	Nº 1	24	3.3	0.75	Prueba funcional de la primera antena construida.
2	2	Nº 2.1	5.6	1.5	1.5	Evaluar una primera versión de la antena Nº 2.
3	3	Nº 3	5.6	2.2	0.75	Evaluar la antena Nº 3.
4	4	Nº 2.2	5.6	1.5	1.5	Evaluar una segunda versión de la antena Nº 2.
5	5	Nº 2.3	5.6	1.5	1.5	Evaluar una tercera versión de la antena Nº 2.

Tabla 8.1: Características de los prototipos construidos. L2 es la bobina de la red π de 400 MHz, mientras que L3 y C9 conforman la red L de 2.45 GHz.

8.3. Pruebas de interferencia electromagnética

A fin de evaluar los efectos de interferencia electromagnética que pudiera ocasionar el uso de radiofrecuencia para telemetría sobre otros circuitos o los que éstos pudieran generar sobre el enlace MICS, se realizaron diversas pruebas, las cuales se explican en las siguientes secciones.

8.3.1. Compatibilidad con sistemas Bluetooth

Debido al creciente uso de sistemas que incorporan el estándar Bluetooth, es necesario comprobar la compatibilidad de la banda MICS para telemetría con dicho estándar.

En particular, CCC del Uruguay ha desarrollado productos que incluyen un sistema de comunicación por Bluetooth entre la cabeza programadora del implantable y la PC de programación.

Las pruebas efectuadas consistieron en establecer una sesión MICS entre estación base e implantable, por un lado, y comunicar la cabeza programadora de un producto de CCC con la PC por medio de Bluetooth.

Dentro de la sesión MICS, se configuró a la estación base para enviar constantemente paquetes, que a su vez el implantable devuelve mediante su función de *eco*.² Análogamente, se programó el dispositivo de CCC en modo marker, lo cual asegura que el intercambio entre la cabeza programadora y la PC es constante.

De acuerdo a los pasos descritos, se tienen ambos sistemas de comunicación funcionando

²En el capítulo 7 se explica en detalle el mecanismo de eco implementado en el IMD.

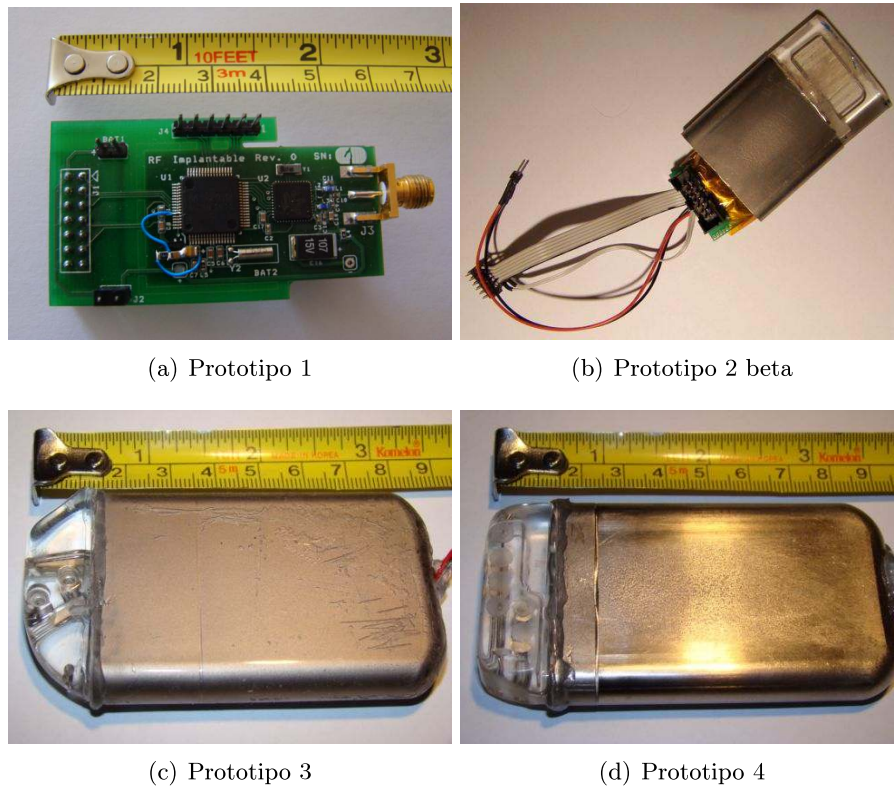


Figura 8.1: Prototipos construidos.

simultáneamente, lo cual constituye un peor caso en cuanto a posibilidad de interferencia de uno sobre el otro.

Las pruebas realizadas muestran que no existe interferencia de ningún sistema sobre el otro. Las mismas se repitieron en las mismas condiciones para distintas posiciones, sin que se observara influencia en ninguna de ellas.

El criterio utilizado consistió en comprobar que no se degradara la comunicación en modo marker entre cabeza programadora y PC, lo cual se detectaría como un error y sería reportado por esta última, ni la comunicación entre estación base y placa RF Implantable, lo cual se vería reflejado en errores en el eco o directamente en el corte de la sesión MICS.

Si bien las pruebas realizadas son rudimentarias, las mismas descartan en un principio la interferencia entre sistemas de comunicación Bluetooth y el sistema de telemetría por radiofrecuencia.

8.3.2. Interferencia sobre circuito de sensado

Dentro de las funciones de la gran mayoría de los implantables se encuentra el sensado de señales eléctricas, por lo general de pequeña magnitud.³ El procesamiento de dichas señales requiere de circuitos de gran sensibilidad, lo cual tiene como desventaja una mayor vulnerabilidad al ruido y a la interferencia electromagnética.

³Nos referimos a tensiones del orden de milivoltios.

Por los motivos expuestos, es importante conocer los efectos del uso de radiofrecuencia sobre los circuitos de sensado de los implantables. Para ello, se evaluó el impacto de utilizar un enlace MICS mientras se sensa actividad eléctrica.

El procedimiento de prueba consistió en acercar la placa con el circuito de sensado a la placa RF Implantable (prototipo 1) en una variedad de posiciones y con esta última comunicándose permanentemente con la estación base, manteniéndolas siempre paralelas entre sí y a distancias mínimas tales que no existiesen *choques* entre sus componentes. Este estudio es entonces representativo para aquellos implantables cuyos circuitos están compuestos por dos PCBs paralelos e interconectados entre sí, formando un *sandwich*. Debido al diseño de la placa RF Implantable, no fue posible realizar pruebas con circuitos de sensado incluidos en el mismo PCB que el circuito de radiofrecuencia. Por otra parte, las pruebas se realizaron alimentando ambas placas en paralelo con una misma batería WG9086, a fin de evaluar también la interferencia a través de la alimentación.

Las pruebas efectuadas utilizan el canal de sensado de un marcapasos de CCC del Uruguay, modelo Teros 803 DDR,⁴ como circuito de sensado. La configuración del mismo para las pruebas se detalla en la tabla 8.2. Cabe destacar que la sensibilidad configurada es la máxima posible, lo cual constituye un peor caso en cuanto a probabilidad de interferencia.

Parámetro	Configuración
Modo de funcionamiento	OVO
Sensibilidad de sensado	0.4 mV
Polaridad de sensado	Bipolar

Tabla 8.2: Configuración de parámetros relevantes del Teros 803 utilizada en las pruebas sobre el circuito de sensado.

A fin de detectar si existía interferencia, se inició con el marcapasos el modo marker, en el cual el mismo envía la información del sensado. Cuando el marcapasos detecta señales de frecuencia mayor a 11 Hz, considera que está sensando ruido, y eso se reporta como tal en el software programador. Dado que no se conectó ninguna señal a los terminales correspondientes, el circuito no debería sensar ninguna señal significativa, excepto en el caso de que existiera interferencia.

Los casos de estudio corresponden a todas las combinaciones posibles para las cuales las placas de los dos circuitos están paralelas entres sí. A modo de ejemplo, se mencionan los casos de cara superior del Teros contra cara superior de RF Implantable, cara superior del Teros contra cara inferior de RF Implantable, etc.

Todas las combinaciones probadas muestran que el marcapasos detecta ruido, excepto para la combinación con la cara superior del Teros enfrentada a la cara inferior de RF Implantable. Esto puede deberse, presumiblemente, a que el plano de tierra en la cara inferior de la placa actúe como escudo de las ondas electromagnéticas. Sin embargo, esto no es consistente con que exista interferencia cuando la cara inferior del marcapasos se enfrenta a la inferior de RF Implantable.

Las pruebas se repitieron alimentando cada placa por separado, para descartar la posibilidad de interferencia a través de la alimentación. Estas últimas pruebas arrojaron resultados exactamente iguales a los primeros, lo cual descarta dicha posibilidad.

⁴Por mayor información sobre este producto, consultar [35].

Los resultados obtenidos indican que éste será un punto clave a la hora de diseñar implantables que incorporen efectivamente el circuito de radiofrecuencia. Si bien las pruebas realizadas no son exhaustivas, la diferencia radical entre una de las posiciones con respecto a las demás hace pensar que la solución a la interferencia puede no ser demasiado complicada. Finalmente, creemos que habría resultado sumamente provechoso poder reunir ambos circuitos en un solo PCB para estudiar dicho caso, si bien esto era claramente imposible teniendo en cuenta los tiempos del proyecto.

8.3.3. Interferencia sobre módulo de respuesta en frecuencia

Entre los distintos tipos de marcapasos cardíacos se encuentran aquellos que son adaptativos en frecuencia. Los mismos son capaces de modificar la frecuencia base de estimulación en función de alguna variable relacionada con la actividad física del paciente. Actualmente, la misma es estimada a partir de la señal proveniente de un acelerómetro, el cual presenta en sus bornes una tensión de amplitud proporcional a la aceleración a que es sometido. El procesamiento de esta señal de pequeña amplitud requiere, al igual que para los canales de sensado, de circuitos amplificadores con ganancias considerables, y, por otra parte, el acelerómetro es un sensor con una alta impedancia de salida, todo lo cual resulta en que este submódulo del dispositivo es también afectado fuertemente por la interferencia electromagnética.

Al igual que para el caso del canal de sensado, se estudió el efecto de la comunicación en radiofrecuencia sobre el circuito de respuesta en frecuencia.

El procedimiento de test es exactamente análogo al empleado con el circuito de sensado en lo que refiere a posicionamiento de las placas y su alimentación, por lo que caben las mismas consideraciones que para dicho caso. El marcapasos utilizado fue nuevamente un Teros 803 DDDR y para el circuito de radiofrecuencia el prototipo 1 de RF Implantable.

La configuración de los parámetros relativos a la medida de actividad para el dispositivo se muestran en la tabla 8.3. En el modo seleccionado, el marcapasos estimula sin sensar a la frecuencia básica programada mientras no se detecta actividad física. Al detectar actividad, aumenta la frecuencia de acuerdo al valor de pendiente, el cual establece el factor de proporcionalidad entre el valor de señal detectado y el valor de frecuencia, salvo que como máximo se estimula a la frecuencia máxima programada. Dado que los cambios en frecuencia no pueden ser bruscos, los tiempos de subida y bajada regulan dichos cambios para lograr una respuesta suave.

Los valores programados corresponden a la mínima frecuencia básica, la máxima frecuencia máxima y la máxima pendiente configurables. Asimismo, los tiempos de subida y bajada son los mínimos. De esta forma, se asegura que el impacto de cualquier señal sobre el circuito será máximo.

Utilizando el sistema con el modo marker activado, es posible observar los cambios de frecuencia que se producen como resultado de la actividad registrada, ya sea real o debido a interferencia. Si el marcapasos se mantiene quieto, toda la actividad detectada corresponderá a interferencia.

Los casos de estudio corresponden a todas las combinaciones posibles para las cuales las placas de los dos circuitos están paralelas entres sí, al igual que con el canal de sensado.

Para todas las combinaciones probadas se observó que el marcapasos aumentaba la frecuencia de estímulo, yendo desde la frecuencia básica hasta la máxima rápidamente, excepto para la combinación con la cara superior del Teros enfrentada a la cara inferior de RF Implantable, configuración en la que el marcapasos se mantenía en su frecuencia

Parámetro	Configuración
Modo de funcionamiento	VOOR
Frecuencia básica	32 ppm
Frecuencia máxima	180 ppm
Pendiente	16
Tiempo de subida	10 s
Tiempo de bajada	1 min

Tabla 8.3: Configuración de parámetros relevantes del Teros 803 utilizada en las pruebas sobre el módulo de respuesta en frecuencia.

base. Este comportamiento muestra que la influencia del circuito de radiofrecuencia sobre la respuesta en frecuencia no es para nada despreciable.

Las pruebas se repitieron alimentando por separado las placas, y los resultados fueron exactamente iguales.

Al igual que para el canal de sensado, los resultados muestran que los efectos de señales de radiofrecuencia son realmente considerables sobre el módulo de respuesta en frecuencia del marcapasos, si bien es posible que se pueda mitigar los mismos mediante la ubicación adecuada de los módulos en el circuito físico.

8.4. Medidas de potencia

Esta sección presenta las pruebas realizadas con el sistema que involucran medidas de potencia. En particular, se efectuaron medidas de potencia para evaluar la red de adaptación de impedancias de la placa RF Implantable y para caracterizar el comportamiento del IMD en el rango de voltajes de alimentación de interés.

8.4.1. Prueba de red de adaptación

Debido a que la adaptación de impedancias es un punto crítico para el buen funcionamiento del sistema, se efectuaron pruebas tendientes a evaluar el desempeño de la red de adaptación del implantable, teniendo en cuenta que la misma no es fija, sino que permite variaciones de algunos componentes manualmente y/o mediante calibraciones. Resulta asimismo importante conocer la efectividad de dichas calibraciones para optimización del sistema.

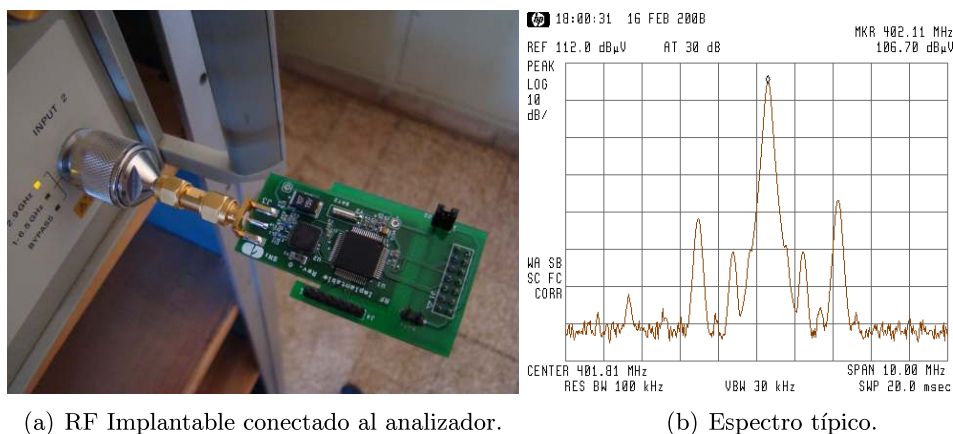
Utilizando el prototipo 1 con la versión de firmware adaptada para la transmisión de una portadora en la banda MICS,⁵ es posible conectar un analizador de espectro a la salida de RF y registrar el espectro producido por el transceiver.

El arreglo experimental se muestra en la figura 8.2(a), y en la figura 8.2(b) se muestra el espectro registrado en una medición típica.

En particular, interesa evaluar los niveles de potencia para distintas configuraciones de la red de adaptación. Las distintas variantes surgen de efectuar diversas secuencias de calibraciones siguiendo algún criterio.

El prototipo usado para estas pruebas sufrió modificaciones respecto del primer diseño descrito en el capítulo 6. Dichos cambios son los que se detallan en la sección 8.2. Como

⁵Versión *Carrier Wave* del firmware, explicada en el capítulo 7.



(a) RF Implantable conectado al analizador.

(b) Espectro típico.

Figura 8.2: Medidas de potencia de salida.

consecuencia de los mismos, existen tres capacitores involucrados en la red que pueden ser modificados: RF_TX, RF_RX y MATCH1.

En consulta vía email, Zarlink plantea como sugerencia configurar RF_RX y MATCH1 a sus valores mínimos y efectuar calibraciones de RF_TX utilizando su propio detector de pico, lo cual debería dar como resultado valores razonables para este capacitor, dentro del rango posible de variación.⁶ Se recomienda utilizar el mínimo valor posible para MATCH1 y no tomarlo como una variable debido al bajo Q de dicho capacitor integrado, más allá de que idealmente pudiera requerirse otro valor.

Por lo antes mencionado, interesa comparar el desempeño del sistema cuando RF_RX y MATCH1 están en sus mínimos valores mientras se varía el valor de RF_TX. El resultado de las mediciones realizadas se muestra en la figura 8.3. En la misma, se observa un máximo de potencia transmitida para un valor de 2.8 pF para RF_TX. Es de destacar que los resultados obtenidos mediante calibración arrojan un valor de 4.1 pF para este capacitor, lo cual no corresponde exactamente con el máximo medido, si bien es cercano al mismo. Debe mencionarse que la calibración fue efectuada con la antena del kit como carga, mientras que para las mediciones la carga es el analizador. La concordancia de los resultados depende de qué tan similares sean las impedancias vistas por la red en cada caso.⁷

Los resultados obtenidos muestran que las calibraciones no aseguran necesariamente un máximo de potencia transmitida, si bien tampoco se está demasiado lejos de esta situación. No obstante, esta situación es esperable, ya que la calibración arroja como resultado el valor de capacitor para el cual se maximiza la excursión en voltaje en el detector de pico utilizado, y no la potencia de salida del sistema [28].

Más allá de las recomendaciones, también se evaluó la posibilidad de variar MATCH1 efectuando calibraciones con el mismo. Más precisamente, se comprobó que iterando entre la calibración de RF_TX con su propio detector de pico y la de MATCH1 con su propio detector de pico se llegaba a un punto de convergencia en la mayoría de los casos.⁸ En

⁶Esto corresponde, como se explica en el capítulo 7, al comando remoto \$CAL 1\$.

⁷En teoría, las mismas deben ser cercanas, ya que tanto la antena como el analizador de espectro muestran una impedancia de aproximadamente 50 Ω.

⁸Esto corresponde a iterar entre los comandos \$CAL 1\$ y \$CAL 5\$.

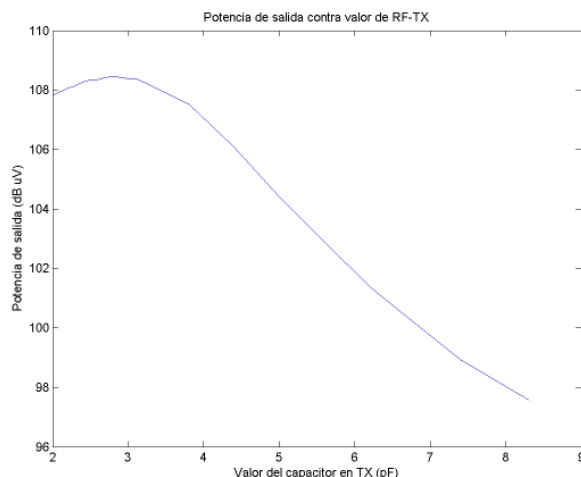


Figura 8.3: Potencia de salida del sistema en función del valor de RF_TX para RF_RX y MATCH1 en sus valores mínimos.

otros pocos casos, se observó que la convergencia se daba hacia otro par de valores. En la tabla 8.4 se muestran las mediciones para cuatro pares de valores de los capacitores mencionados: ambos configurados al mínimo; con MATCH1 al mínimo y RF_TX en 4.1 pF, correspondiente al resultado del comando `$CAL 1$`; y los dos puntos de convergencia mencionados. Los resultados muestran que el desempeño empeora a medida que se utilizan valores mayores para MATCH1, si bien el hecho de haber convergido hacia estos dos puntos en varias ocasiones apunta a que los mismos son resultados válidos para las iteraciones realizadas. Presumiblemente, el decremento del Q de MATCH1 conforme aumenta su valor explica la disminución en potencia registrada, por lo que se concluye que es conveniente trabajar con este capacitor en su valor mínimo y variar únicamente el valor de RF_TX, tal como aconseja Zarlink. El fabricante recomienda, incluso, que, de mantener la topología utilizada en la red, sería preferible sustituir MATCH1 por un capacitor externo al chip, aprovechando un mejor factor de mérito del componente externo.

Caso de estudio	RF_TX (pF)	MATCH1 (pF)	Potencia de salida (dB μ V)
Capacitores al mínimo	2.0	5.0	107.97
Resultado de <code>\$CAL 1\$</code>	4.1	5.0	106.70
Punto de convergencia 1	3.3	7.8	103.55
Punto de convergencia 2	3.4	21.4	99.08

Tabla 8.4: Potencia de salida del sistema para cuatro casos de estudio.

8.4.2. Potencia en función de la alimentación

Teniendo en cuenta que el sistema de telemetría de un implantable debe poder funcionar para un amplio rango de voltajes de alimentación, interesa caracterizar el comportamiento del transceiver dentro de dicho intervalo. Asimismo, es importante poder

asegurar el correcto funcionamiento para un voltaje que se defina como mínimo, que para nuestro sistema es de 2.1 V.⁹

En consecuencia, se efectuaron mediciones de potencia de salida del sistema en función del voltaje de alimentación, utilizando para ello la versión *Carrier Wave* de firmware, al igual que en la sección 8.4.1, midiendo la potencia de salida con el analizador de espectro. Complementariamente, se midió la corriente consumida en cada caso, con lo cual es posible conocer la potencia consumida de la fuente y calcular la eficiencia del circuito. Es de notar que la potencia consumida de la fuente, calculada a partir de la corriente de alimentación, es realmente representativa del consumo del transceiver, ya que el microcontrolador opera en esta versión de firmware durante un breve intervalo luego de alimentar al sistema y luego se duerme.

Teniendo en cuenta que el rango aceptable de alimentación para el transceiver va de 2.1 V a 3.5 V [28], se realizaron medidas a intervalos de 50 mV, comenzando en 3.50 V y decreciendo hasta el mínimo valor para el cual el circuito operara correctamente.

En todos los casos, las pruebas se realizaron con los capacitores de la red de adaptación en sus valores mínimos, ya que interesa la comparación relativa para los diferentes voltajes de alimentación, manteniendo iguales las restantes condiciones.

La figura 8.4 muestra los resultados obtenidos. Se dan los valores de potencia de salida del sistema, corriente consumida y potencia consumida de la fuente.¹⁰ Los resultados muestran que, en lo que refiere a potencia de salida, existe un umbral inferior, de 1.80 V, por debajo del cual la potencia cae abruptamente. Para valores mayores, la diferencia entre valores de potencia es como máximo de 4.55 dB, lo cual muestra que el circuito se comporta de manera uniforme para dicho rango de voltajes.

Es importante destacar que el nivel mínimo de voltaje para el cual se observó el espectro habitual de salida en el analizador fue de 1.45 V, lo cual está muy por debajo de lo declarado por el fabricante, si bien la potencia de salida se ve sumamente reducida en este caso (-45.50 dBm).¹¹ Probablemente, el voltaje mínimo declarado por el fabricante asegure que los niveles de potencia de salida sean aceptables. Independientemente de este resultado, el buen funcionamiento del sistema en el esquema de un enlace no está garantizado con estas pruebas.

A partir de los datos obtenidos, es posible calcular la eficiencia del sistema como

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{DD}} \quad (8.1)$$

Para el cálculo de la misma, es necesario que ambas potencias estén expresadas en unidades comparables. Por ello, se convirtió la potencia de salida a mW para efectuar el cálculo.

La figura 8.5 muestra dicha eficiencia en función del voltaje de alimentación. Como se desprende de los resultados, existe un punto de máxima eficiencia para un voltaje de 2.80 V. En [28] se explica que utilizar el voltaje mínimo de alimentación implica obtener el menor consumo posible, ya que internamente se utilizan reguladores de voltaje para la mayoría de los *rails* de alimentación, si bien la potencia de transmisión seguramente

⁹Para la mayoría de los implantables, un circuito de reset evita que se opere por debajo de este nivel de voltaje, lo cual impide una ejecución descontrolada del sistema en condiciones en las que no se puede asegurar su correcto funcionamiento.

¹⁰Esta potencia se calcula como $P_{DD} = V_{DD}I_{DD}$.

¹¹Alcanzar estos voltajes de alimentación es posible gracias a que el microcontrolador sólo interviene al comienzo del funcionamiento del sistema, ya que su rango de alimentación va de 1.8 V a 3.6 V [62]. Recordar que en un comienzo se alimentó al sistema con 3.50 V y luego se fue decrementando el voltaje de alimentación.

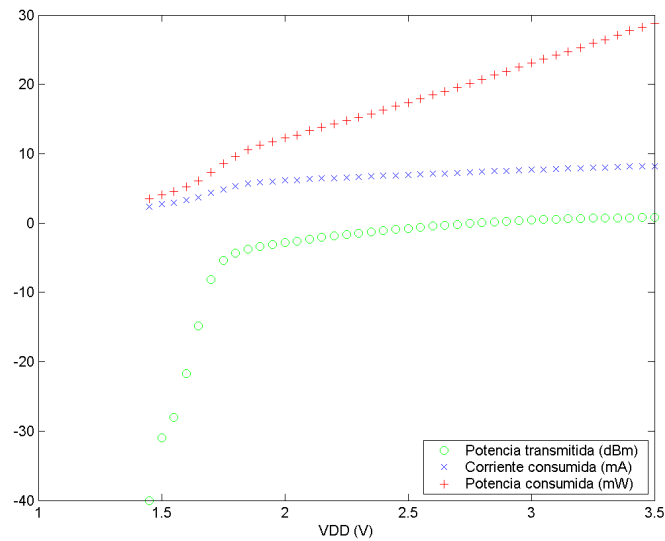


Figura 8.4: Potencia de salida, corriente consumida y potencia consumida de la fuente en función del voltaje de alimentación.

pueda verse reducida en comparación con voltajes más elevados. En función de esto, parece razonable que la máxima eficiencia se presente para un valor intermedio de voltaje. Si bien los valores obtenidos son contundentes, no debe perderse de vista que para las pruebas se utiliza una versión del sistema que solamente emite una portadora, lo cual no es necesariamente representativo del funcionamiento del sistema en su forma habitual.

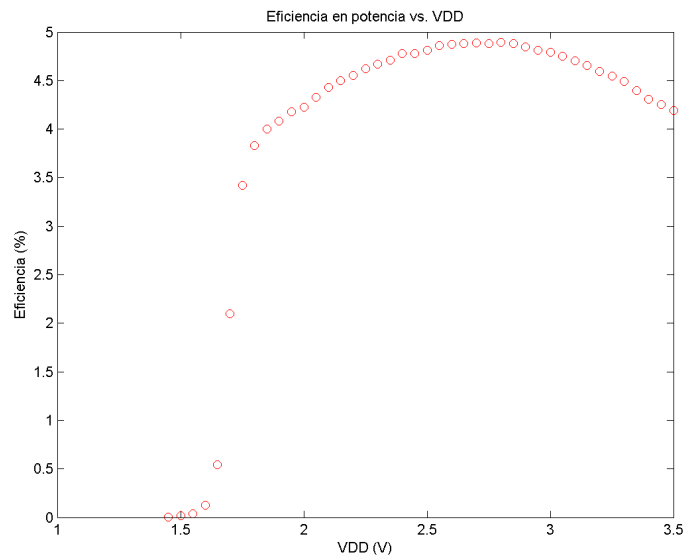


Figura 8.5: Eficiencia en potencia en función del voltaje de alimentación.

8.5. Medidas de consumo

En la presente sección se describen las pruebas realizadas para caracterizar el consumo del enlace del lado del implantable. El mismo es crucial a fin de decidir si el sistema es viable o debe ser modificado.

En primer lugar, se presentan los resultados obtenidos cuando se lleva a cabo el intercambio de información, mientras que en la segunda parte se caracteriza el consumo promedio del sistema en estado de stand-by, el cual también es importante.

8.5.1. Consumo para el sistema activo

En la sección 8.4.2 se describen medidas de la corriente de alimentación para la transmisión de una portadora en la banda MICS, y a partir de ellas se realizan estimaciones de eficiencia del sistema en función del voltaje de alimentación. Sin embargo, debe notarse que estas medidas corresponden a un modo de funcionamiento del sistema muy diferente al habitual, en el cual se establece un enlace, se envían y reciben datos y se corta dicho enlace.

En función de lo anterior, las medidas que aquí se presentan corresponden a casos de uso del sistema representativos del esquema habitual de comunicación entre un implantable y la estación base.

En la sección 7.3.4.1 se presentan los detalles del firmware utilizado para estas pruebas, ya que no corresponde a la versión usual de código. El mismo envía una serie de datos lo más rápido posible luego de que se establece el canal MICS de comunicación, y automáticamente corta el mismo cuando se ha enviado la información. De esta forma, se simula fehacientemente el uso de la telemetría con un implantable.

El consumo se midió intercalando entre la fuente de continua y el circuito una resistencia de 4.5Ω , lo cual asegura que el voltaje de alimentación no debería variar más de 22.5 mV, ya que se espera un consumo máximo de 5 mA. En bornes de la resistencia se conectó un amplificador diferencial con alta impedancia de entrada y la salida de éste a un osciloscopio. De esta forma, en el osciloscopio se observa un voltaje proporcional a la corriente tomada de la fuente. Dividiendo el mismo entre la resistencia utilizada se obtienen los valores de corriente. Por otra parte, el circuito fue alimentado con baterías AA, con un voltaje medido de 3.24 V.

En la figura 8.6 se muestra un caso típico de medición. En ella, las señales **RADIOREADY** y **LINKREADY** son generadas por el microcontrolador en el puerto de propósito general e **IDD** corresponde al voltaje en bornes de la resistencia de medida.

La señal **RADIOREADY** se activa cuando se genera la interrupción *irq_radioready* por parte del transceiver. Análogamente, **LINKREADY** se activa cuando el transceiver genera la interrupción *irq_linkready*, y ambas se llevan a cero cuando el implantable abandona la comunicación y pasa a su modo de stand-by. Las señales elegidas marcan puntos importantes dentro de los pasos que se siguen en una comunicación. La primera interrupción se da cuando, luego de haber detectado el patrón adecuado en 2.45 GHz, el transceiver ha finalizado la inicialización de la MAC, lo cual incluye, entre otras cosas, restaurar registros que determinan el comportamiento del chip y configurar el canal que se utilizará en la banda MICS. La segunda interrupción se genera cuando el transceiver está listo para comunicarse con la estación base.

Las medidas realizadas abarcan una gama de combinaciones posibles en cuanto a velocidad de transmisión de datos, dada por la modulación utilizada, y la cantidad de in-

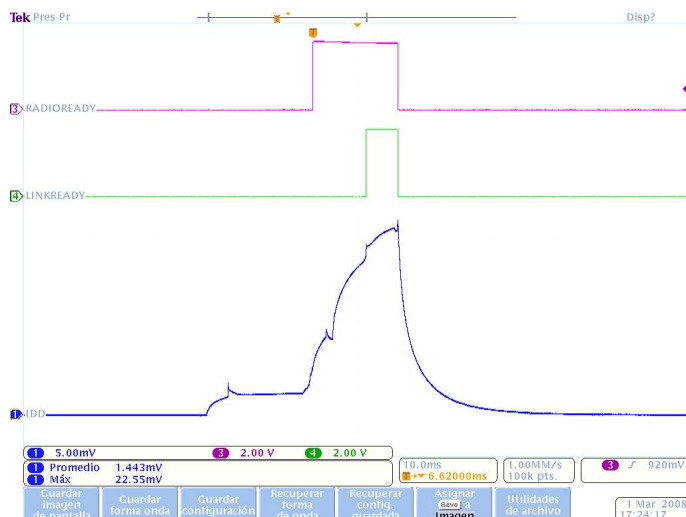


Figura 8.6: Señales observadas con el osciloscopio para una medida de consumo típica.

formación intercambiada. Recordando que un paquete enviado o recibido está compuesto por hasta 31 bloques de datos,¹² se midieron los consumos asociados al envío de 1, 6, 11, 16, 21, 26 y 31 bloques en un paquete, repitiendo en cada caso las medidas para cada una de las tres modulaciones posibles.¹³

Se caracterizaron cuatro tiempos, a saber:

- **Tiempo de encendido.** Intervalo de tiempo entre que el transceiver comienza a consumir corriente y que se activa RADIOREADY. Durante este tiempo el transceiver identifica la señal de wake-up en 2.45 GHz e inicializa la MAC.
- **Tiempo de inicio de comunicación.** Intervalo de tiempo entre que el transceiver comienza a consumir corriente y que se activa LINKREADY. Es el tiempo que transcurre entre que el transceiver se despierta para buscar la señal en 2.45 GHz y que efectivamente está listo para ser utilizado por la aplicación para el intercambio de información.
- **Tiempo de comunicación.** Intervalo de tiempo durante el cual el transceiver intercambia información con la estación base. Este es el tiempo *útil* de todo el proceso.
- **Tiempo total.** Intervalo de tiempo durante el cual el sistema consume una corriente no despreciable, es decir, para el cual no está en stand-by. Es el intervalo de tiempo utilizado para promediar el consumo instantáneo del sistema y obtener el consumo promedio.

Los consumos caracterizados corresponden al promedio durante el *tiempo total* y el consumo máximo.

¹²En la sección 4.4.2 se explica en detalle la estructura de los paquetes de comunicación.

¹³La modulación 2FSK permite el envío de un bit por símbolo, alternando entre dos frecuencias. La modulación 2FSKFB es idéntica a la anterior, salvo que el bitrate es reducido a la mitad. Finalmente, la modulación 4FSK permite el envío de dos bits por símbolo, alternando entre cuatro frecuencias, lo cual resulta en el doble de velocidad respecto de 2FSK.

La totalidad de los resultados se presenta en el apéndice I, ya que resultaría poco útil exhibir tantos datos en el cuerpo principal del documento. En la tabla 8.5 se muestran los resultados correspondientes a consumo para dos de los casos estudiados. No se presentan aquí las medidas de tiempo.

Bloques por paquete	Consumo promedio (mA)			Consumo máximo (mA)		
	2FSKFB	2FSK	4FSK	2FSKFB	2FSK	4FSK
16	1.678	1.330	1.199	5.093	5.093	5.029
31	2.233	1.698	1.248	5.111	5.187	5.222

Tabla 8.5: Medidas de consumo para dos casos estudiados.

Los resultados muestran que los niveles de consumo son aceptables para un sistema implantable, y que el sistema es por consiguiente viable desde este punto de vista. Los valores máximos registrados son igualmente aceptables, aunque debe tenerse en cuenta que los mismos dependen en gran medida de la elección de los capacitores de desacople, por lo que para otros casos puede ser posible llegar a niveles aún mejores. Todos los valores medidos son coherentes con lo declarado por el fabricante en la hoja de datos del chip. En relación a la carga tomada de la fuente, si se toma como ejemplo el caso de 16 bloques por paquete con modulación 2FSKFB se tiene un valor de $110 \mu\text{C}$.¹⁴

Por otra parte, los valores presentados incluyen el consumo del microcontrolador. Sin embargo, los tiempos durante los que el microcontrolador se encuentra en modo activo son muy pequeños respecto del tiempo total analizado, además de que el consumo para dicho modo no es elevado, por lo que se estima que los resultados son representativos del consumo del transceiver.¹⁵

Un resultado importante a observar frente a la totalidad de los casos es que, en general, las modulaciones con bitrates más altos tienen asociados consumos menores, si bien existen excepciones. Por el contrario, para el consumo máximo no es tan evidente un patrón de comportamiento en relación con la modulación.

Un factor destacable, descubierto indirectamente al realizar estas medidas, es que la modulación 4FSK es poco conveniente, ya que en muchos casos el sistema debía retransmitir paquetes por errores en la comunicación, lo cual a la postre resultaba en un consumo más elevado y un tiempo de comunicación mayor que contrarrestaba las ventajas de un bitrate más grande.¹⁶ En consecuencia, a la hora de elegir una modulación para el sistema deberá estudiarse el compromiso entre velocidad y consumo frente a sensibilidad y tasa de errores.

8.5.2. Consumo en reposo

La caracterización del consumo en reposo del sistema es tanto o más importante que el consumo para el modo activo, ya que en la gran mayoría del tiempo el sistema se

¹⁴Este valor se obtiene multiplicando el consumo promedio, 1.678 mA, por el tiempo total de comunicación, 65.3 ms.

¹⁵Si se toma como estimación la ejecución de unas 300 instrucciones cada vez que el microcontrolador se despierta, y teniendo en cuenta que el consumo máximo del mismo en ejecución es de $600 \mu\text{A}$ [62], el impacto del consumo del mismo en el consumo promedio se puede estimar en aproximadamente $2.25 \mu\text{A}$ en un peor caso, lo cual es claramente despreciable frente a los consumos medidos.

¹⁶Las medidas realizadas corresponden a casos en que no se dieron retransmisiones, ya que se pretendió realizar una comparación lo más objetiva posible entre las tres opciones.

limita a escuchar periódicamente señales en 2.45 GHz que le indiquen que debe iniciar una comunicación.

El procedimiento de medida fue similar al utilizado para modo activo, obteniendo el consumo promedio para el período entre dos escuchas.

El valor obtenido fue de 780 nA para un período de 1 s entre escuchas, el cual corresponde a la configuración por defecto del chip al encenderse. Dicho valor concuerda con el reportado por el fabricante. Al igual que para los casos anteriores, este consumo incluye el del microcontrolador, que en modo sleep es de 500 nA como máximo [62]. Este resultado ratifica la viabilidad del sistema.

8.6. Medidas de alcance

Esta sección trata sobre las pruebas que dan una información global del desempeño del sistema construido y a la vez da un método válido para caracterizar las antenas diseñadas. Para realizar medidas representativas del caso real de uso dentro del cuerpo de un paciente, se trabajó utilizando un simulador de tejido humano el cual será explicado más adelante. Además, estas pruebas se realizaron tanto indoor como outdoor y los motivos para ello se explicarán más adelante.

8.6.1. Medio para pruebas del enlace

Para verificar el funcionamiento del enlace en un medio similar al cuerpo humano se construyó un simulador de torso humano, tal como lo explicita la FCC en [15].¹⁷ Si bien la FCC describe el simulador dentro del procedimiento para medir la potencia transmitida (EIRP), el mismo fue utilizado con el fin de probar el enlace.

Se fabricó un recipiente de acrílico que cumpliera la norma, con una altura de 85 cm, de manera de poder llenarlo con el fluido hasta 76 cm, tal como lo pide la FCC. Para sostener el implantable en la posición deseada se fabricó un “canasto” de acrílico que pudiera sujetarse al borde del recipiente, el cual se muestra en la figura 8.7(b).

El fluido se fabricó siguiendo el procedimiento que se da en un artículo citado por la FCC.¹⁸ En la figura 8.7(a) se observa el recipiente con el fluido. Cabe destacar que no se comprobaron las propiedades eléctricas del líquido. Esto no se realizó ya que dicha medida requería instrumental del que no se dispuso.

Este medio se diseñó exclusivamente para medidas en la banda MICS. Por lo tanto, se debe estudiar el comportamiento del mismo en la banda ISM 2.45 GHz. En la figura 8.8 se puede observar que el fluido fabricado simula de manera razonable el tejido humano para 2.45 GHz, teniendo en cuenta que los valores de conductividad y constante dieléctrica no se apartan demasiado de los del cuerpo humano, más allá de que el documento recomienda utilizar este fluido hasta 1 GHz. Se considerará entonces que el comportamiento del sistema en ambas bandas puede ser estudiado en este medio.

8.6.2. Ajustes previos de las antenas

Mediante ensayos preliminares con las antenas en el medio de pruebas se constató que era necesario realizar modificaciones a las mismas y sus redes de adaptación.

¹⁷Tal como se describió en 2.3.1.2.

¹⁸Se utilizaron los compuestos que se indican en el artículo, excepto el bactericida, que se sustituyó por formol, ya que no se consiguió el especificado.



(a) Recipiente para las pruebas de la banda MICS. (b) Canasto de acrílico para ubicar el implantable.

Figura 8.7: Medio para pruebas de alcance.

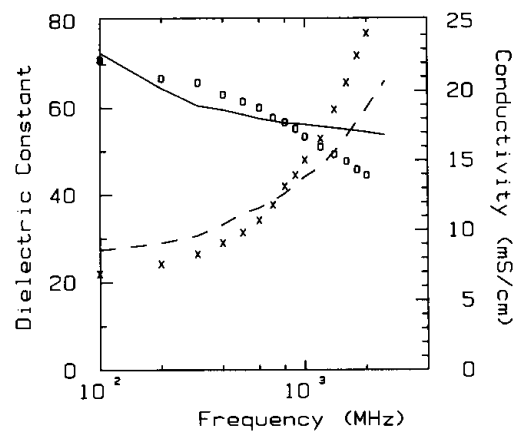


Figura 8.8: Comparación de las propiedades del líquido simulador con las del tejido músculo humano. Se observan la constante dieléctrica (o) y conductividad (x) del fluido y las mismas propiedades del tejido muscular humano (línea continua). Figura extraída de [19].

Se desconectó el case de la tierra del circuito para aquellas antenas que lo preveían conectado, con lo que se logró un mejor funcionamiento en la banda de 2.45 GHz. Por otra parte, la subred para esta frecuencia fue modificada iterativamente hasta lograr un desempeño aceptable, resultando en los valores presentados en la tabla 8.1.

8.6.3. Pruebas indoor

Resulta natural evaluar el desempeño del sistema en condiciones indoor, ya que, usualmente, cuando se realice alguna operación de telemetría con un implantable, ésta se realizará dentro de una habitación, generalmente un consultorio o una sala de operaciones.

8.6.3.1. Procedimiento de medida y resultados

El montaje experimental para estas pruebas consistió en colocar cada uno de los prototipos ya presentados (2, 3, 4 y 5) dentro del simulador de tejido humano, que se conservó siempre en el mismo lugar dentro de la habitación. Los prototipos eran colocados a una distancia de aproximadamente 1.5 cm de la pared del recipiente, mientras que fuera del mismo se encontraba la base del kit de Zarlink, que se dispuso a la misma altura a la que estaba el implantable.

El procedimiento experimental involucró variar dos parámetros: la posición angular del implantable dentro del recipiente de acrílico y la distancia de la estación base respecto del mismo. La estación base siempre se desplazó sobre una misma recta dentro de la habitación y esta recta se tomó como origen de la posición angular del implantable dentro del recipiente. Entonces, lo que se hizo fue colocar al prototipo en distintos ángulos (0, 30, 60, 90 y 180 grados), y para cada ángulo se varió la distancia de la estación base desde 50 cm hasta 350 cm (porque así lo permitió la habitación) de a pasos de 10 cm. Para ayudar a entender esta prueba, se incluye la figura 8.9.

Los resultados obtenidos con estas pruebas se presentan en los diagramas polares incluidos en las figuras 8.10, 8.11, 8.12 y 8.13 donde se indican con asteriscos de colores las distancias a las cuales se realizaron medidas. Los colores utilizados indican si a esa distancia se pudo establecer un enlace con buena comunicación (verde), si se pudo establecer un enlace pero con retransmisiones en la comunicación (amarillo) o si no se pudo establecer la comunicación (rojo). Las distancias se indican en las gráficas con círculos concéntricos correspondientes a 1, 2, 3 y 4 metros.

Con este procedimiento se pudo constatar que la primera versión de la antena N°2 (prototipo 2) era muy mala, porque no comunica para distancias mayores a 1.5 m, y en general se comporta distinto a como lo hace el mismo tipo de antena en los prototipos 4 y 5, figuras 8.12 y 8.13, respectivamente. A pesar de ser antenas aparentemente idénticas, luego de realizadas las pruebas con la segunda versión de esta antena se constató que la primera versión había sufrido un problema en la soldadura del feedthrough y la antena, mientras que la segunda versión no.¹⁹ Por este motivo se decidió construir una tercera versión para el prototipo 5, que estuviera soldada con láser para evitar así este problema de construcción.

Por otra parte, se observa un comportamiento razonablemente bueno de la antena del prototipo 3, comparable con el del prototipo 4, con la diferencia de que la última parece ser un poco menos directiva y admite en más casos el uso de la modulación 4FSK.

Finalmente, viendo la figura 8.13 se puede apreciar que el desempeño de la tercera versión de la antena N°2 es muy superior al del resto de las antenas antes probadas, siendo inclusive apta para el uso de la modulación más rápida (4FSK).

El voltaje de batería utilizado fue de aproximadamente 3.2 V, ya que se alimentó el

¹⁹Se verificó que la soldadura de la antena era efectivamente lo que afectaba el desempeño de la misma, intercambiando las placas de cada una y realizando medidas de alcance para cero grados. De esta forma se descartó que hubiese problemas en el circuito.

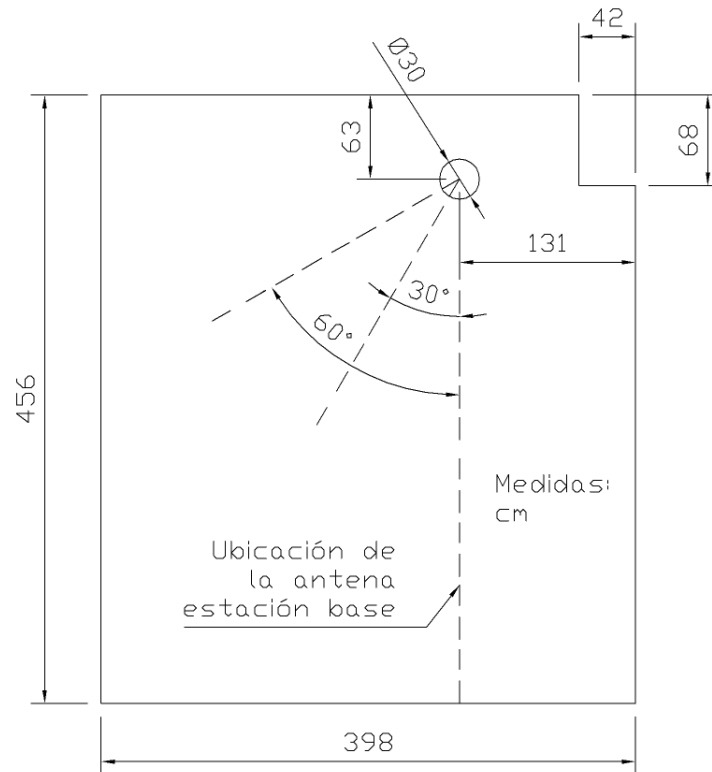


Figura 8.9: Plano de la habitación utilizada para los ensayos indoor.

circuito con baterías AA. Si bien es previsible que el comportamiento varíe de acuerdo al voltaje, es posible estimar lo que sucederá para voltajes menores a partir de las pruebas de potencia de la sección 8.4.2. Basándose en la diferencia de potencia de salida entre 3.2 V y 2.1 V, el voltaje mínimo de alimentación, se puede calcular la diferencia de alcance entre ambos casos, considerando la propagación en el aire libre.²⁰ En efecto, se tiene que

$$\frac{d_{2,1V}}{d_{3,2V}} = \sqrt{\frac{P_{2,1V}}{P_{3,2V}}} \quad (8.2)$$

donde $d_{3,2V}$ y $d_{2,1V}$ son las distancias de comunicación para 3.2 V y 2.1 V, respectivamente, y $P_{3,2V}$ y $P_{2,1V}$ las potencias transmitidas para los mismos voltajes. De acuerdo a las medidas, el cociente $\frac{d_{2,1V}}{d_{3,2V}}$ es igual a 0.71, lo cual implica que con el voltaje más bajo se

²⁰ Como se verá después, esta no es la situación y el comportamiento es muy diferente, pero el cálculo es importante de todas formas.

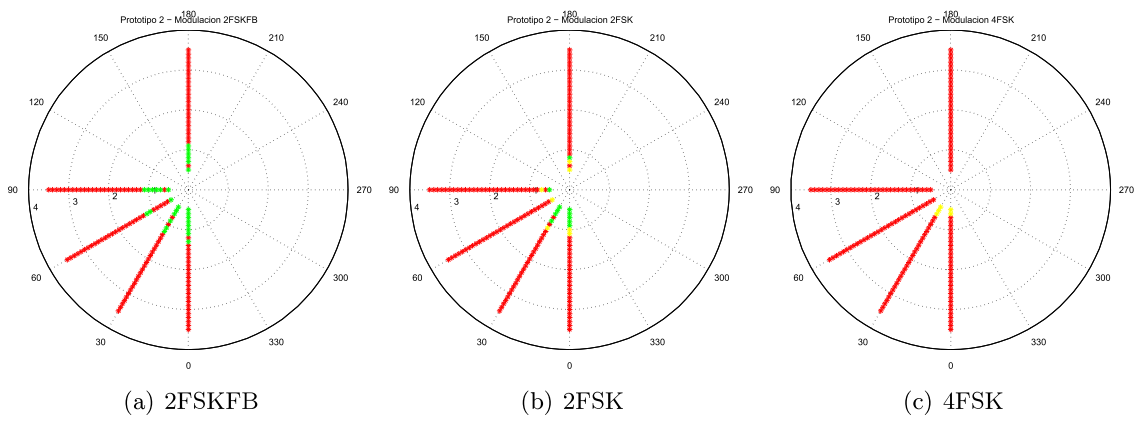


Figura 8.10: Resultados del prototipo 2 para cada modulación.

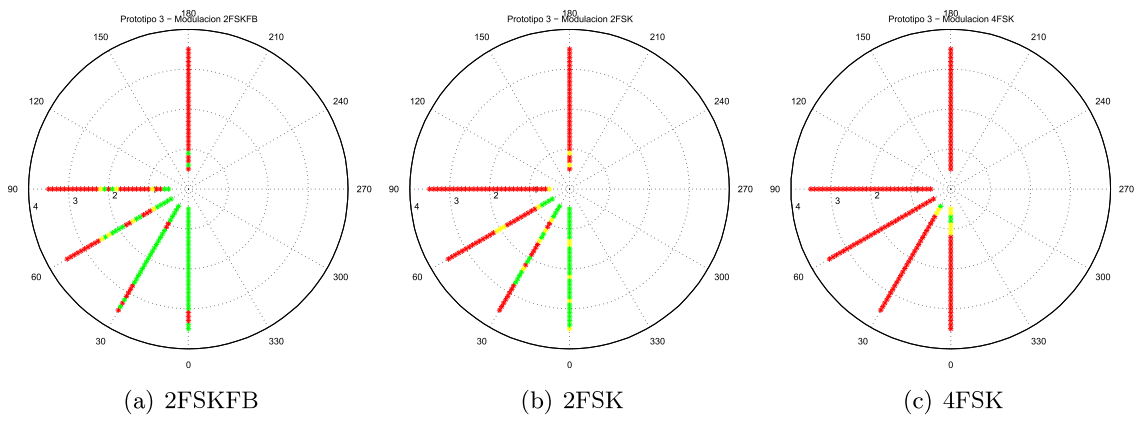


Figura 8.11: Resultados del prototipo 3 para cada modulación.

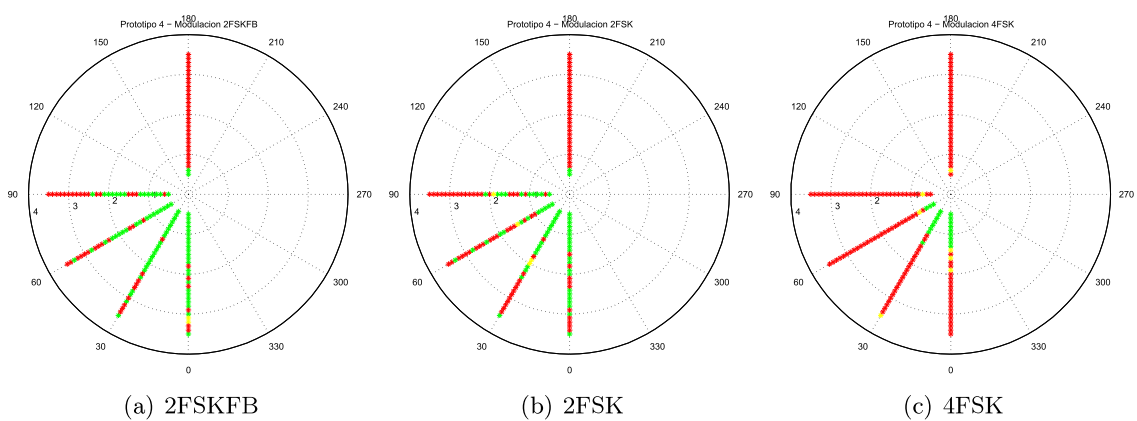


Figura 8.12: Resultados del prototipo 4 para cada modulación.

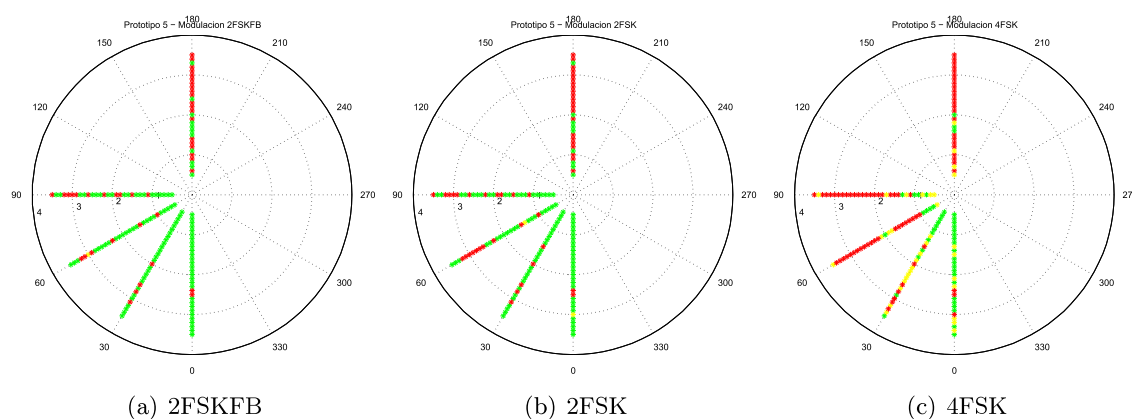


Figura 8.13: Resultados del prototipo 5 para cada modulación.

reduciría la distancia en un 29 %. Considerando que se han logrado distancias de 3.50 m, esto implicaría una reducción a 2.49 m.

8.6.3.2. Problemas de propagación indoor

Las pruebas indoor dan como resultado que existen distancias menores a la distancia máxima alcanzada para las cuales no se establece comunicación.

En [32] se estudia el problema de utilizar MICS en una habitación cerrada. Allí se determina experimental y computacionalmente la característica de la potencia recibida en función de la distancia para un transmisor y un receptor en una habitación de dimensiones $2,2 \times 3,4$ m. Si bien las características del lugar de nuestras pruebas y las del de esta publicación no son las mismas, se presenta en la figura 8.14 una gráfica de las variaciones que se presentan en la potencia en función de la distancia.

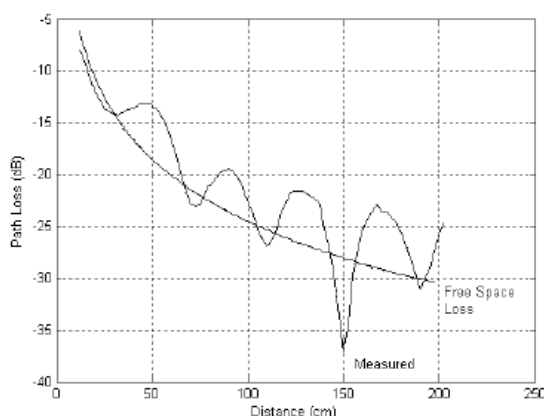


Figura 8.14: Comparación entre la potencia recibida en una habitación cerrada y en el espacio libre. Figura extraída de [32].

Debido a este fenómeno, se decidió realizar medidas outdoor en donde se estudiase el alcance del enlace en el espacio libre.

8.6.4. Pruebas outdoor

Las pruebas outdoor se realizaron por el motivo expuesto en la sección 8.6.3.2, de forma análoga a las medidas allí presentadas. Con respecto a dicho caso se varió únicamente la cantidad de puntos relevados, los cuales se tomaron espaciados 0.5 m desde 1.0 m hasta 5.0 m, y los prototipos evaluados (sólo 3 y 4). La razón para elegir estos dos fue que, al momento de las pruebas, eran los mejores representantes de cada tipo de antena.²¹ En la figura 8.15 se muestra el arreglo experimental para las pruebas, y en el apéndice J se presentan los resultados de las medidas. A partir de las mismas se observa que el prototipo 4 tiene un comportamiento superior al del prototipo 3.

Como resultado de las pruebas indoor y outdoor, se eligió como diseño de antena final para el implantable la antena N°2 (usada en los prototipos 2, 4 y 5). La decisión se basó en el hecho de que la misma resultó menos directiva que la N°3 (usada en el prototipo 3), en que tuvo un desempeño más uniforme en todas las modulaciones y en que tuvo un comportamiento superior en las pruebas outdoor. Además, la tercera versión de ella resultó muy buena, lo cual ratifica su viabilidad.



Figura 8.15: Arreglo experimental para las pruebas outdoor.

²¹No se contaba todavía con el prototipo 5, que dio resultados claramente mejores que cualquier otro en las pruebas indoor.

Capítulo 9

Conclusiones

9.1. Conclusiones generales

Se diseñó un enlace de radiofrecuencia para la comunicación entre un dispositivo médico implantable y una estación base externa. El funcionamiento de dicho enlace se probó con prototipos en un medio con características eléctricas similares a las del cuerpo humano en las frecuencias de interés. El enlace utiliza la banda MICS (402 – 405 MHz) para la transmisión y recepción de datos y la banda ISM de 2.45 GHz para el inicio de la comunicación, optimizando el consumo en stand-by.

De las dos partes necesarias para la comunicación se diseñó solamente el módulo de radiofrecuencia para el dispositivo implantable, ya que se reutilizó la estación base provista por el fabricante del transceiver en su kit de desarrollo, ahorrando de esta forma tiempo y dinero.

Se construyeron varios prototipos con características mecánicas similares a las de un implantable, integrados por una antena dentro del cuello, el módulo diseñado y la caja de titanio que lo encapsula.

9.2. Sobre el cumplimiento de normas para radiofrecuencia

Se recopilaron las normas de radiofrecuencia sobre el uso del espectro electromagnético para las bandas que se utilizaron y en cuanto a protección de la salud humana. Sin embargo, no se pudo verificar requerimientos como la potencia emitida (EIRP), ya que no se contó con el instrumental necesario. Tampoco se pudo verificar la compatibilidad con los límites impuestos sobre la tasa de absorción específica de energía (SAR), ya que no se contó con un software adecuado.

Si bien no se incluía dentro del proyecto verificar el cumplimiento de estas normas, un producto comercial que pretenda hacer uso de este sistema deberá asegurarlo para obtener el grado de dispositivo implantable.

9.3. Sobre el transceiver elegido

Se utilizó un integrado capaz de resolver la capa física del sistema sin agregar mayor complejidad al mismo, ya que la comunicación entre la aplicación y el chip resulta simple. Admite una variedad de configuraciones que dan flexibilidad para adaptarlo fácilmente al sistema.

9.4. Sobre las antenas

Si bien se trabajó sobre este punto desde el comienzo del proyecto, el tiempo planificado fue claramente insuficiente, teniendo en cuenta que se esperaba contar con mayor material académico e información provista por el fabricante del transceiver utilizado. La falta de material, sumada al poco conocimiento sobre el tema en el medio académico local, llevó a que este punto resultase crítico para la concreción del proyecto, insumiendo tiempo y esfuerzo mucho mayores a los planificados.

Es de notar que se obtuvo un diseño sencillo, fácilmente reproducible y compatible con el diseño mecánico actual de implantables, características importantes para la producción a gran escala. Se utilizaron materiales biocompatibles y de relativo bajo costo.

No obstante, no se logró optimizar el conjunto antena-red de adaptación, requerimiento claramente necesario para un desempeño eficiente del módulo diseñado, especialmente en lo que refiere al alcance y la calidad del enlace. Para ello se requiere, entre otras cosas, de instrumental y herramientas de software específicos para este tipo de aplicaciones.

Vale la pena destacar el aporte de este proyecto en cuanto a la recopilación de material y análisis de antenas para implantables, sentando un primer precedente en torno de este tema, que puede ser tomado como punto de partida para futuras investigaciones o proyectos.

9.5. Sobre el diseño de hardware

Se diseñó un circuito de complejidad mínima para el módulo de radiofrecuencia, tomando como referencia el diseño de la placa “implantable” del kit de desarrollo de Zarlink, pero que permite cumplir las funciones necesarias para los cometidos del proyecto.

Para el diseño de la red de adaptación de impedancias se tomó como referencia la subred de 2.45 GHz del kit de desarrollo y se rediseñó la parte de 400 MHz de acuerdo a los criterios clásicos propuestos en la bibliografía.

El diseño fue exitoso, lo cual permitió centrarse en los demás aspectos del sistema una vez comprobado el correcto funcionamiento del circuito. Por otra parte, se ahorró en tiempo y dinero evitando diseñar una segunda placa.

9.6. Sobre el firmware

Desde un inicio se había planteado que el firmware no debía abarcar una gran parte del proyecto. Sin embargo, esto no se podría haber cumplido si no fuera por que se contó con un firmware ya probado por el propio fabricante del transceiver. Este firmware, disponible a través del kit de desarrollo, permitió reducir significativamente los tiempos de desarrollo de las aplicaciones necesarias para el proyecto.

Es de destacar como ventaja la modularidad que brindó el firmware provisto por Zarlink, permitiendo verificar el correcto funcionamiento del hardware, descartando la posibilidad de grandes errores en el código, sobre todo en lo referido al manejo del transceiver.

Además de desarrollar aplicaciones como el eco o las calibraciones remotas, se optimizó el firmware para que se adaptara a los requerimientos de bajo consumo del dispositivo, algo que no estaba así pensado en el firmware original de Zarlink. Dichas optimizaciones permitieron lograr muy buenos resultados, en particular en lo que refiere al consumo en stand-by.

9.7. Sobre el cumplimiento de los requerimientos

Respecto del consumo, se logró cumplir con todos los requerimientos. Se obtuvo un consumo en stand-by de 780 nA, significativamente inferior al límite propuesto de 3 μ A. El consumo pico para las operaciones de telemetría fue de 5.2 mA en el peor caso registrado, menor a los 15 mA pedidos. Para la mayoría de los casos de uso la carga consumida de la batería no superó los 150 μ C. En el caso del consumo en modo marker se debe tener en cuenta que el consumo promedio depende del período entre envíos consecutivos de datos. Se lograron promedios de consumo menores a los 100 μ A en casos que garantizan una transferencia de una cantidad igual o superior de datos que para el sistema de telemetría actual.

En lo referente al alcance del enlace, se obtuvieron distancias máximas del entorno de los 3.5 m para condiciones indoor, sin perder de vista la influencia de los fenómenos de propagación dentro de habitaciones, y alrededor de 5 m para outdoor.

El circuito opera en el rango de 2.1 V a 3.5 V y ocupa un área inferior a 3 cm², ya que se consideraron estos factores desde un comienzo.

Si bien las pruebas efectuadas no son concluyentes, fue posible mitigar los efectos de la interferencia electromagnética del circuito diseñado sobre circuitos actuales de sensado y respuesta en frecuencia. Debe considerarse, para futuras aplicaciones, la realización de pruebas más rigurosas en torno a este punto.

Apéndice A

Evaluación del plan de proyecto

A.1. Distribución de horas

Tarea	Horas planificadas	Horas reales
Estudio del estado del arte y elección de la banda de frecuencia, transceiver y tipo de antena	436	660
Diseño eléctrico del dispositivo	373	200
Diseño de la antena	197	180
Layout del PCB. Pruebas y validación del primer prototipo	550	440
Validación del prototipo final	144	300
Documentación final	325	390
Total	2025	2170

Tabla A.1: Comparación de horas planificadas contra horas reales de dedicación. Los datos corresponden a la suma de las horas de dedicación de los tres estudiantes.

Como se aprecia en la tabla A.1, el total de horas reales excede al planificado en un 7%. Se podría decir, entonces, que la planificación fue aproximada en cuanto a horas totales de dedicación. No obstante, cabe aclarar que esto se da porque algunas partes del proyecto insumieron más tiempo que el planificado, mientras que otras fueron completadas en un tiempo inferior al estimado.

A.2. Riesgos del proyecto

En esta sección se analizan los riesgos asumidos y considerados en la planificación del proyecto y sus impactos en el transcurso del mismo.

A.2.1. Pérdida total o parcial de la documentación adquirida y/o generada

Esto no ocurrió. A lo largo del proyecto se mantuvo una copia central de la documentación generada en un servidor de subversion, más las copias locales en las computadoras

de los tres integrantes del proyecto. Además, la documentación recopilada se respaldó eficazmente en CDs.

A.2.2. No conseguir el transceiver necesario

Gracias a la gestión de CCC del Uruguay se pudo disponer de seis muestras del transceiver seleccionado en tiempo y forma.

A.2.3. No conseguir el software necesario

Para el manejo de la estación base del sistema se dispuso del software provisto por el propio fabricante del transceiver.

A su vez, se consiguieron versiones libres de programas para el análisis y síntesis de las antenas diseñadas, con la limitación de que todos ellos consideran que el medio donde la antena radia es el espacio libre y no un medio conductor como el cuerpo humano.

En lo que refiere a las herramientas de diseño de circuitos, se contó con el software utilizado por CCC del Uruguay.

A.2.4. Requerir la creación de nuevo firmware

No fue necesario crear un firmware completamente nuevo para la aplicación de RF Implantable, ya que se dispuso del firmware creado por Zarlink para su kit de desarrollo.

A.2.5. No conseguir los componentes apropiados para la adaptación de impedancias

Esto no ocurrió, ya que se previó la compra de varios valores para los componentes de las redes de adaptación diseñadas y además se pudo disponer del stock de bobinas y capacitores del Grupo de Microelectrónica del IIE.

A.2.6. Descubrir que la interferencia electromagnética generada no se puede atenuar/evitar

En la caracterización del sistema se descubrió que en ciertas posiciones la placa de RF Implantable interfería en la operación del módulo de respuesta en frecuencia (acelerómetro) y en el canal de sensado de un marcapasos, pero existía una en la cual no lo hacía. Por lo tanto, se considera que el sistema es plausible de ser integrado con un circuito de un dispositivo médico implantable (como un marcapasos) tomando las previsiones necesarias.

A.2.7. Requerir el diseño y construcción de un dispositivo externo para la comunicación con el implantable completamente distinto al primero

El grupo apostó a contar con el kit de desarrollo que Zarlink prometía poner a la venta, del cual se pretendía reutilizar la estación base. A pesar de las demoras que existieron en la salida de este kit al mercado, se pudo realizar la compra del mismo a través de la gestión de CCC del Uruguay y se pudo contar con éste a partir de octubre de 2007.

A.2.8. No conseguir el material adecuado para la construcción de la antena

Este punto fue bastante importante, ya que las antenas requieren de platino-iridio para su construcción, que es una conocida aleación biocompatible. Sin embargo, fue posible disponer de este material en tiempo y forma gracias a la gestión de CCC del Uruguay y en particular del jefe de diseño mecánico de dicha empresa.

A.2.9. Que la construcción del prototipo final en el exterior demore más tiempo del previsto

Lo único que se enviaba a construir al exterior era el PCB de RF Implantable. Luego, el resto de los componentes de los prototipos, como la lata de titanio y el cuello de epoxy con antena integrada, eran provistos y ensamblados por la propia gente de CCC del Uruguay.

La construcción de los PCBs demoró el tiempo habitual y por lo tanto no afectó el desarrollo del proyecto.

A.2.10. Mal funcionamiento del prototipo final

Por suerte esto no ocurrió. Sin embargo, si esto hubiera sucedido, se hubiera contado con prototipos previos que pudieron terminar convirtiéndose en el llamado prototipo final, si el tiempo no hubiera alcanzado para determinar y solucionar los problemas de mal funcionamiento de esa unidad.

Apéndice B

Conceptos básicos sobre antenas

B.1. Definición de antena

La IEEE define a una antena como un medio para radiar o recibir ondas de radio [68].

B.2. Parámetros de antenas

Las definiciones que se presentan a continuación fueron extraídas de [48].

B.2.1. Patrón de radiación

B.2.1.1. Definiciones previas

Para poder definir el patrón de radiación, resulta apropiado brindar las definiciones de dos conceptos importantes: la *densidad de potencia radiada* y la *intensidad de radiación*.

Densidad de potencia radiada (W) Se define como *la potencia media radiada por la antena que atravieza una superficie infinitesimal, sobre el área de dicha superficie*. Esta superficie se toma perpendicular al radiovector, que pasa por el origen de coordenadas.

Por lo tanto, la potencia total radiada resultante se expresa como en la ecuación B.1.

$$P_{rad} = \oiint W(\theta, \phi, r) ds \quad (\text{B.1})$$

Intensidad de radiación (U) La intensidad de potencia se define como *la potencia radiada por unidad de ángulo sólido* (estereorradián (sr)). La misma se puede obtener a partir de la densidad de potencia, como se muestra en la ecuación B.2. A partir de esa ecuación se puede observar que esta propiedad es independiente de la distancia del observador a la antena.

$$U(\theta, \phi) = r^2 W(\theta, \phi, r) \quad (\text{B.2})$$

B.2.1.2. Definición

El patrón de radiación de una antena se define como *una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena* como función de las coordenadas espaciales. En general, la propiedad que más interesa es la distribución espacial bi o tri-dimensional de la energía radiada.

Por lo tanto, el patrón de radiación es en general la representación de la intensidad de radiación en dos o tres dimensiones sobre dos planos ortogonales.

B.2.1.3. Regiones del campo de una antena

El espacio que rodea a una antena es frecuentemente dividido en tres regiones: región de campo cercano *reactivo*, región de campo cercano *radiante* (Fresnel) y región de campo lejano (Fraunhofer). Estas regiones se diferencian de acuerdo a las características del campo electromagnético de la antena. No existen fronteras abruptas entre ellas, pero se han establecido criterios que se usan frecuentemente para identificarlas. El patrón de radiación en general se refiere al campo lejano de la antena, pero se puede realizar para el campo cercano.

En general, el campo electromagnético de la antena (en un medio no conductor) tiene componentes que decaen con el inverso de la distancia y otras que decaen con el inverso de potencias de orden superior.¹

Se considera campo cercano *reactivo* al campo en las proximidades de la antena, que es dominado por las componentes de inversos de las potencias más altas. Estas componentes corresponden a campos reactivos que no transfieren potencia; la misma circula desde y hacia la antena cíclicamente. Esto se refleja en el modelo eléctrico de la antena con una reactancia serie.

El campo cercano *radiante* es la región siguiente, en la cual dominan las componentes radiantes (las que decrecen con el inverso de la distancia) pero cuyo valor depende del origen de coordenadas que se elija. En la región más alejada, el campo lejano, dominan las componentes radiantes y éste no se ve afectado por el origen de coordenadas elegido.

En la figura B.1 se puede observar esquemáticamente la ubicación de dichas regiones y un criterio para determinar los límites de las mismas. La distancia D a la cual se refiere la figura B.1 es la *máxima dimensión* de la antena.

B.2.2. Directividad (D)

La directividad se define como *la relación entre la intensidad de radiación de una antena en una dirección dada y la intensidad de radiación promediada sobre todas las direcciones*. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada por la antena dividida entre 4π . Así, la expresión para la directividad está dada por la ecuación B.3.

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (\text{B.3})$$

¹En un medio conductor aparecen factores exponenciales decrecientes con la distancia multiplicando a los campos.

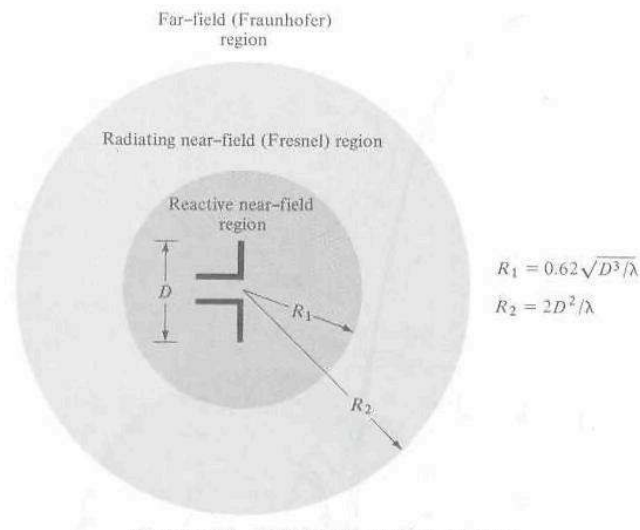


Figura B.1: Regiones del campo de una antena. Figura extraída de [48].

También se la puede definir como la relación entre la intensidad de radiación de la antena y la de una antena isotrópica radiando la misma potencia total.

Vale la pena mencionar que en general se utiliza la palabra *directividad* para referirse al máximo valor de ésta, según se definió anteriormente.

B.2.3. Eficiencia de radiación (e_r)

La eficiencia de radiación se define como la potencia total radiada por la antena sobre la potencia aceptada por la misma. Este parámetro incluye las pérdidas en los materiales conductores y dieléctricos de la antena.

B.2.4. Ganancia (G)

La ganancia se define como *la relación entre la intensidad de radiación, en una dirección dada, y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena se radiara con una antena isotrópica*. Obsérvese la diferencia con la definición de directividad. En esta definición la antena en cuestión y la isotrópica *aceptan* la misma potencia, mientras que en la definición de directividad se habla de que *radiar* la misma potencia.

Por lo tanto, la ganancia y la directividad se relacionan mediante la eficiencia de radiación,

$$G(\theta, \phi) = e_r \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = e_r D(\theta, \phi) \quad (\text{B.4})$$

Este parámetro es muy importante cuando se diseña un enlace. El mismo toma en cuenta la eficiencia de la antena, así como sus propiedades direccionales.

Vale la pena destacar que la definición de ganancia considerada no toma en cuenta las pérdidas debidas a la desadaptación de impedancias ni a la desadaptación por polarización.

Al igual que con *directividad*, frecuentemente se utiliza la palabra *ganancia* para referirse al máximo valor de la misma.

B.2.5. Polarización

La polarización de una antena *es la orientación del campo eléctrico de la antena*, usualmente en la dirección de máxima ganancia. Esta orientación puede ser constante o variar con el tiempo, en el caso de polarización circular o elíptica. Para obtener el máximo intercambio de potencia en un enlace ambas antenas deben tener igual polarización.

B.2.6. Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como el *rango de frecuencias dentro del cual el desempeño de la antena con respecto a ciertas características cumple cierto estándar*. De lo anterior se desprende que el ancho de banda sería el rango de frecuencias alrededor de la frecuencia central donde alguna característica de la antena, como la impedancia de entrada, la ganancia o la eficiencia de radiación se encuentra dentro de valores aceptables respecto de los que se tienen en la frecuencia central.

B.2.7. Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de una antena se define como *la impedancia vista en sus terminales*.

Se puede demostrar que tanto en transmisión como en recepción la impedancia es la misma. Esto se muestra en la figura B.2. La parte real de la impedancia se compone de las resistencias de radiación (R_r) y de pérdidas (R_L). La parte imaginaria (X_A) representa la potencia reactiva del campo cercano (para el caso de un medio no conductor).

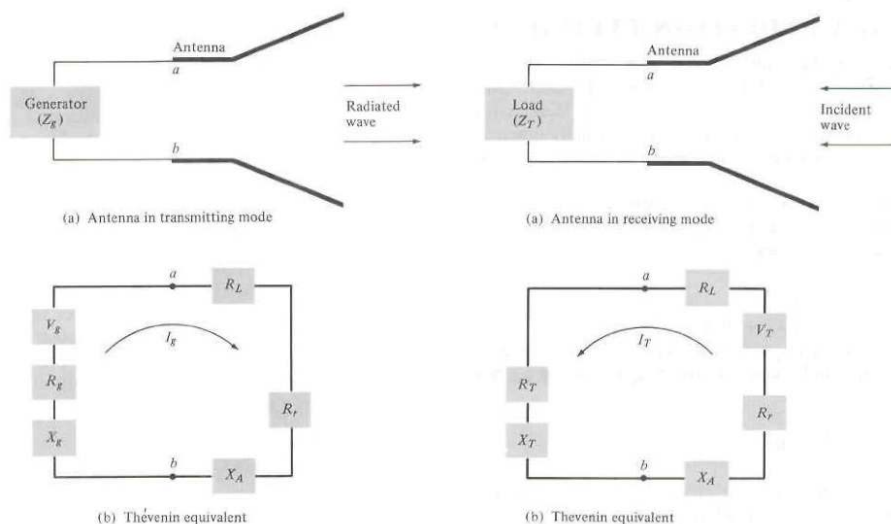


Figura B.2: Circuitos equivalentes para una antena en transmisión y recepción (figura extraída de [48]).

Apéndice C

Patentes de antenas implantables

Patentes registradas en EEUU, en la USPTO (*United States Patent and Trademark Office*).¹

1	7,149,578	Implantable medical device with slotted housing serving as an antenna
2	7,072,718	Antenna systems for implantable medical device telemetry
3	7,047,076	Inverted-F antenna configuration for an implantable medical device
4	7,016,733	Telemetry antenna for an implantable medical device
5	6,931,284	Implantable medical device with air core antenna assembly
6	6,809,701	Circumferential antenna for an implantable medical device
7	6,708,065	Antenna for an implantable medical device
8	6,675,045	Split-can dipole antenna for an implantable medical device
9	6,614,406	Circumferential antenna for an implantable medical device
10	6,463,329	Null-free antenna array for use in communication with implantable medical devices
11	6,456,256	Circumferential antenna for an implantable medical device
12	6,115,636	Telemetry for implantable devices using the body as an antenna
13	5,951,594	Air core antenna for implantable device and method of production
14	5,861,019	Implantable medical device microstrip telemetry antenna
15	5,766,232	Method and apparatus for altering the Q of an implantable medical device telemetry antenna
16	4,825,880	Implantable helical coil microwave antenna

Tabla C.1: Lista de patentes de antenas implantables registradas en la USPTO.

¹www.uspto.gov

Apéndice D

Reglas de diseño de PCBs en radiofrecuencia

D.1. Lineamientos generales

Cuando se trabaja a alta frecuencia, a partir de cientos de MHz, comienzan a pesar efectos que son despreciables a bajas frecuencias. Por este motivo, deben ser considerados a la hora de diseñar un circuito para lograr un correcto desempeño del mismo. Las consideraciones incluyen los tipos de componentes a utilizar, su ubicación y su distribución dentro de la placa. También se debe tener en cuenta la distribución de la alimentación y de la tierra del circuito, así como el ancho y la separación de las pistas.

Los criterios y consideraciones que se encuentran en este capítulo fueron extraídos principalmente de dos de las referencias de este proyecto: la nota de aplicación *Circuit Board Layout Techniques*, de Texas Instruments [69] y del proyecto *Sistema de comunicación en radiofrecuencia para dispositivos de bajo consumo* [70].

D.2. Componentes

Al trabajar en radiofrecuencia, es imprescindible una correcta elección de los componentes, debido a que los elementos parásitos que comienzan a tener peso a tales frecuencias podrían llegar a ser dominantes frente al comportamiento teórico de los propios componentes.

D.2.1. Modelos para alta frecuencia

D.2.1.1. Capacitores

Para altas frecuencias, un capacitor se puede modelar como se muestra en la figura D.1 [69].

En este modelo se puede apreciar una inductancia en serie que toma en cuenta los efectos de autoinductancia propios del componente y puede incluir también la inductancia parásita agregada por las pistas de conexión.

Por otra parte, la resistencia en paralelo que se puede observar modela las pérdidas debidas principalmente a las fugas existentes en el dieléctrico.

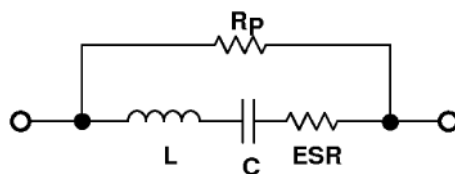


Figura D.1: Modelo de capacitor a alta frecuencia.

D.2.1.2. Inductancias

El desempeño de las inductancias a alta frecuencia se puede aproximar por el modelo que se presenta en la figura D.2 [69].

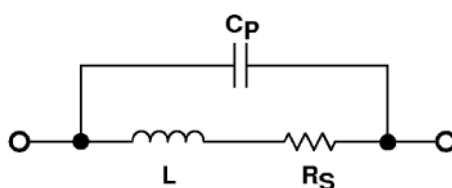


Figura D.2: Modelo de inductancia a alta frecuencia

La resistencia serie que aparece se puede explicar fácilmente, ya que los inductores están contruidos de alambre, los cuales poseen una resistencia dada por unidad de longitud. Por otra parte, la capacidad parásita que modela el capacitor en paralelo, se explica por la existencia de capacidades parásitas entre cada una de las espiras de la inductancia. Dichos efectos parásitos no son observables a baja frecuencia, pero resultan decisivos para las frecuencias involucradas en este trabajo.

D.2.2. Criterios de selección de componentes

A partir de los modelos considerados para capacitores e inductancias, es posible observar que en ambos casos los efectos parásitos se tornan predominantes si las frecuencias involucradas son elevadas. En particular, para un inductor predominará su capacitancia parásita en paralelo, mientras que para un capacitor lo hará la inductancia parásita serie.

De la mano de este fenómeno se define un concepto importante asociado a los componentes: la frecuencia de autoresonancia, comúnmente representada por su sigla en inglés, SRF.¹ La misma corresponde a la frecuencia para la cual el componente (capacitor o inductor) resuena con el componente parásito correspondiente (inductancia o capacidad). En consecuencia, se observa que para que un componente actúe como tal en un circuito es necesario que su SRF esté por encima de la frecuencia de trabajo, ya que de otro modo la componente parásita deja de ser despreciable. En [71] se recomienda que los componentes utilizados posean una SRF por lo menos tres veces mayor a la frecuencia para la que son utilizados.

¹Self Resonance Frequency.

D.3. Plano de tierra

Plano de tierra es la denominación que recibe una capa del PCB fabricada en cobre y conectada al terminal de tierra de la alimentación.

En general, se recomienda que los circuitos de radiofrecuencia posean un plano de tierra que sirva de retorno tanto para la alimentación como para las señales de alta frecuencia.

Es un principio conocido que la corriente para retornar siempre toma el camino de menor impedancia, que en el caso de alta frecuencia corresponde al de menor inductancia. Esto último se logra usando un plano de tierra, debido a que de esta forma las señales siempre tienen disponible el mejor retorno, exactamente por debajo de la misma pista de señal, donde se minimiza el tamaño de la espira formada.

Sin perjuicio de lo mencionado, el uso de un plano de tierra tiene otras ventajas:

- Como la tierra es una de las conexiones más comunes del circuito, el hecho de tenerla disponible en toda una capa facilita el ruteo del circuito.
- Incrementa la resistencia mecánica de la placa.
- Reduce la impedancia de todas las conexiones a tierra, lo que reduce el ruido introducido.
- Agrega una capacidad distribuida a cada red del circuito, lo que ayuda a suprimir el ruido radiado por el circuito.
- Actúa como blindaje frente a señales que provengan por debajo de la placa.

D.4. Alimentación

D.4.1. Criterios generales

Respecto a la alimentación del circuito, es de vital importancia incluir capacitores de desacople entre fuente y tierra en todos aquellos puntos donde se alimenta el circuito. Su función es la de entregar los picos de corriente al circuito, evitando de esta forma caídas de voltaje que se puedan propagar al resto de los componentes.

Físicamente, es necesario colocar estos capacitores lo más cerca posible del componente que los necesita, ya que de esta forma se minimiza la inductancia parásita asociada a la pista entre el capacitor y el componente, lo cual contrarrestaría el efecto del capacitor.

También es recomendable incluir *chokes*, que son básicamente inductancias colocadas en serie con la alimentación. Estos presentan una impedancia despreciable a bajas frecuencias y una suficientemente alta a la frecuencia de trabajo, para así bloquear el ruido producido por los picos de consumo generados por un determinado componente. Su ubicación física debe ser entre el circuito que se quiere proteger y el condensador de desacople correspondiente.

Otra práctica muy recomendada para evitar la influencia entre distintas partes del circuito es realizar el ruteo de la alimentación en estrella. Esto evita que las corrientes que alimentan una parte del circuito deban circular por las pistas de alimentación de otra sección.

Esto debe ser realizado en la medida de lo posible, es decir, evitando que por seguir esta regla se esté aumentando el largo de ciertas pistas de forma innecesaria, lo cual terminaría aumentando la inductancia de la pista.

D.4.2. Capacitores de desacople

En [72] se explican los lineamientos a seguir para obtener un buen desacople. Las inductancias parásitas de un capacitor determinan el rango de frecuencias para el cual el mismo se comporta adecuadamente, y las mismas decrecen conforme lo hace el encapsulado del componente. La figura D.3 muestra curvas de impedancia habituales para capacitores del mismo valor pero distinto encapsulado. Como se puede observar, para bajas frecuencias se tiene un comportamiento similar, mientras que los efectos parásitos comienzan a actuar para frecuencias menores si el encapsulado es mayor. La mejor manera

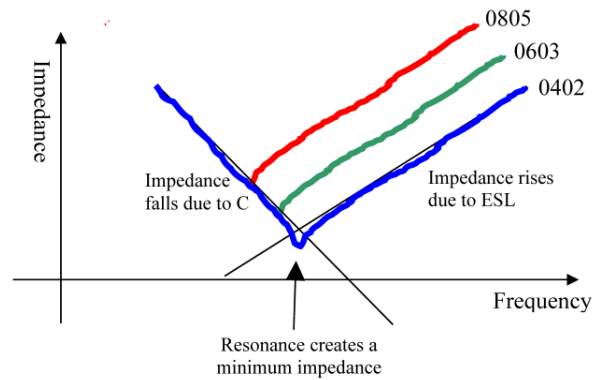


Figura D.3: Curvas típicas de inductancia de un capacitor para un mismo valor y distintos encapsulados. Figura tomada de [72].

de proveer caminos de baja impedancia para todo el rango de frecuencias de trabajo consiste en conectar en paralelo más de un capacitor de desacople con encapsulados y valores que vayan en descenso. El resultado obtenido se muestra en la figura D.4.

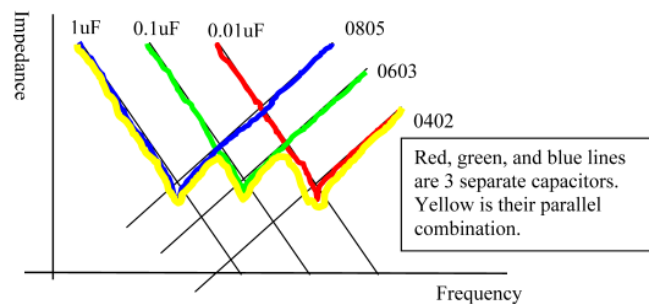


Figura D.4: Curva de inductancia para un arreglo de tres capacitores en paralelo con valores y encapsulados que van en descenso. Figura tomada de [72].

D.5. Pistas

D.5.1. Dimensiones

Las dimensiones que deben tomar las pistas deben tener como objetivo minimizar la impedancia de las mismas, lo que en radiofrecuencia se traduce en reducir su inductancia, tanto la propia como la mutua.

Minimizar tanto la resistencia como la autoinductancia implica que las pistas deben ser lo más cortas posibles, lo que significa que los componentes deben ser colocados lo más próximos entre sí.

Considerando el ancho de las mismas, se tiene un compromiso, porque pistas más angostas permiten aumentar la densidad del circuito, pero eso trae aparejado un aumento de su resistencia y a la vez reduce la cantidad de corriente que admite que circule por ésta debido al efecto Joule.

D.5.2. Distancia entre pistas

Algo que debe tomarse en cuenta es que al tener pistas muy cercanas aparecen problemas de acoplamiento debido a la inductancia mutua entre las pistas, lo cual se conoce como *crosstalk*.

Si se le llama D a la separación entre dos pistas y H a la distancia de ambas pistas al plano de tierra o el espesor del PCB, se tiene que la inductancia mutua es aproximadamente proporcional a $\frac{1}{1+(D/H)^2}$. Esta relación muestra que conviene utilizar placas angostas, porque minimizan la inductancia mutua entre pistas y su autoinductancia, y pistas lo más separadas posible cuando se pretenda evitar *crosstalk*.

Según el material consultado, se recomienda dejar un espacio mayor o igual a un ancho de pista entre éstas y, en caso de no ser posible, intentar acortar el largo de la pista cuando se tienen conductores que corran paralelos.

D.5.3. Esquinas en el ruteo

Otro elemento a considerar en el ruteo de las pistas, es el de eliminar las esquinas de las mismas, sobretodo aquellas que formen un ángulo recto, dado que las mismas hacen que se produzcan reflexiones, debido principalmente a que existe un cambio en el ancho del trazo. Lo ideal es tener esquinas redondeadas y de ser posible lograr que además se mantengan de ancho constante.

Apéndice E

Esquemático y layout de la placa diseñada

A continuación se presentan los esquemáticos y el layout definitivos de la placa diseñada para el proyecto.

Los esquemáticos se componen de tres hojas: microcontrolador y transceiver; antena y red de adaptación; y conectores.

Del layout se dan las capas de cobre de la cara superior y de la cara inferior.

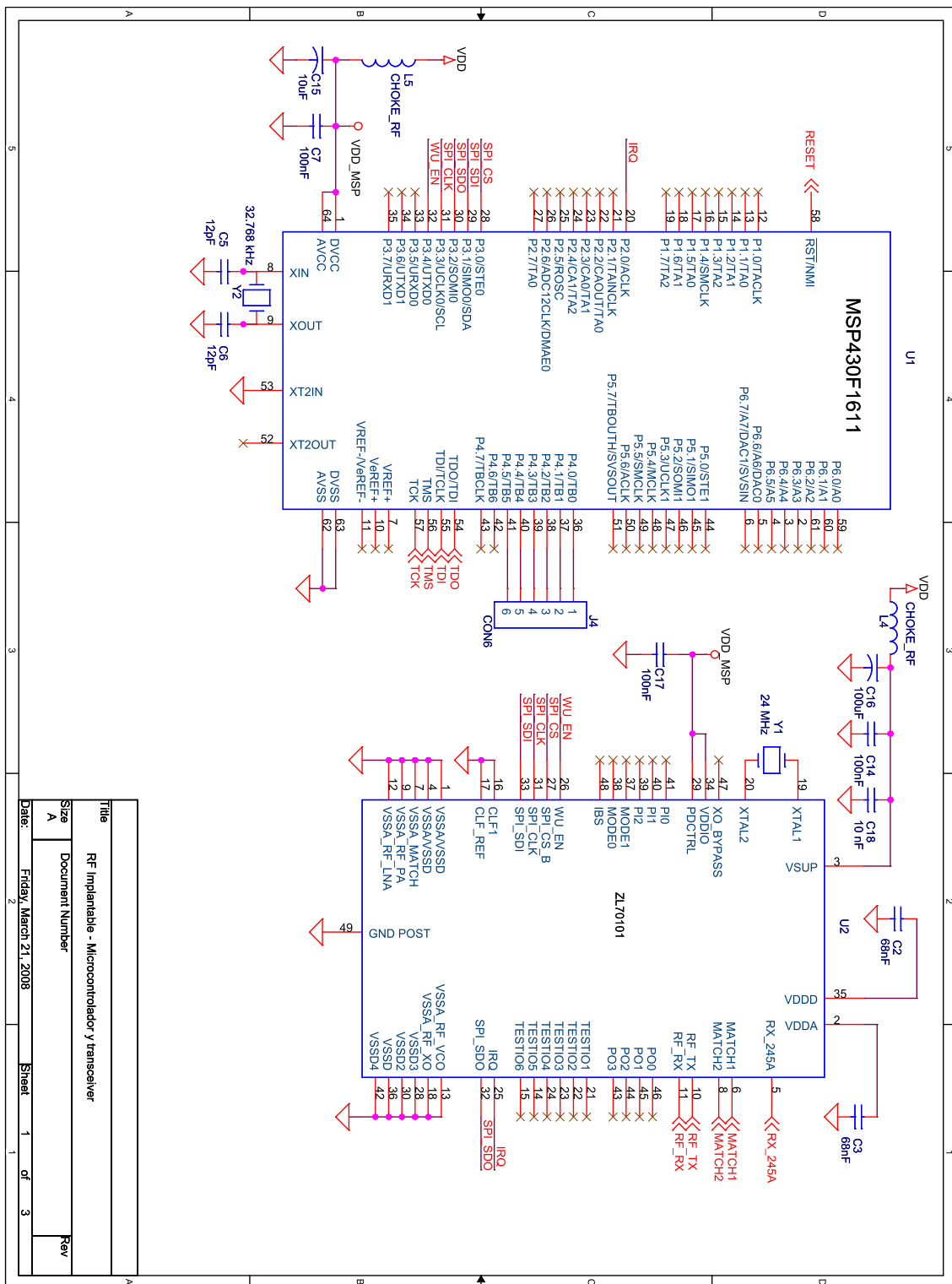


Figura E.1: Microcontrolador y transceiver. Primera versión.

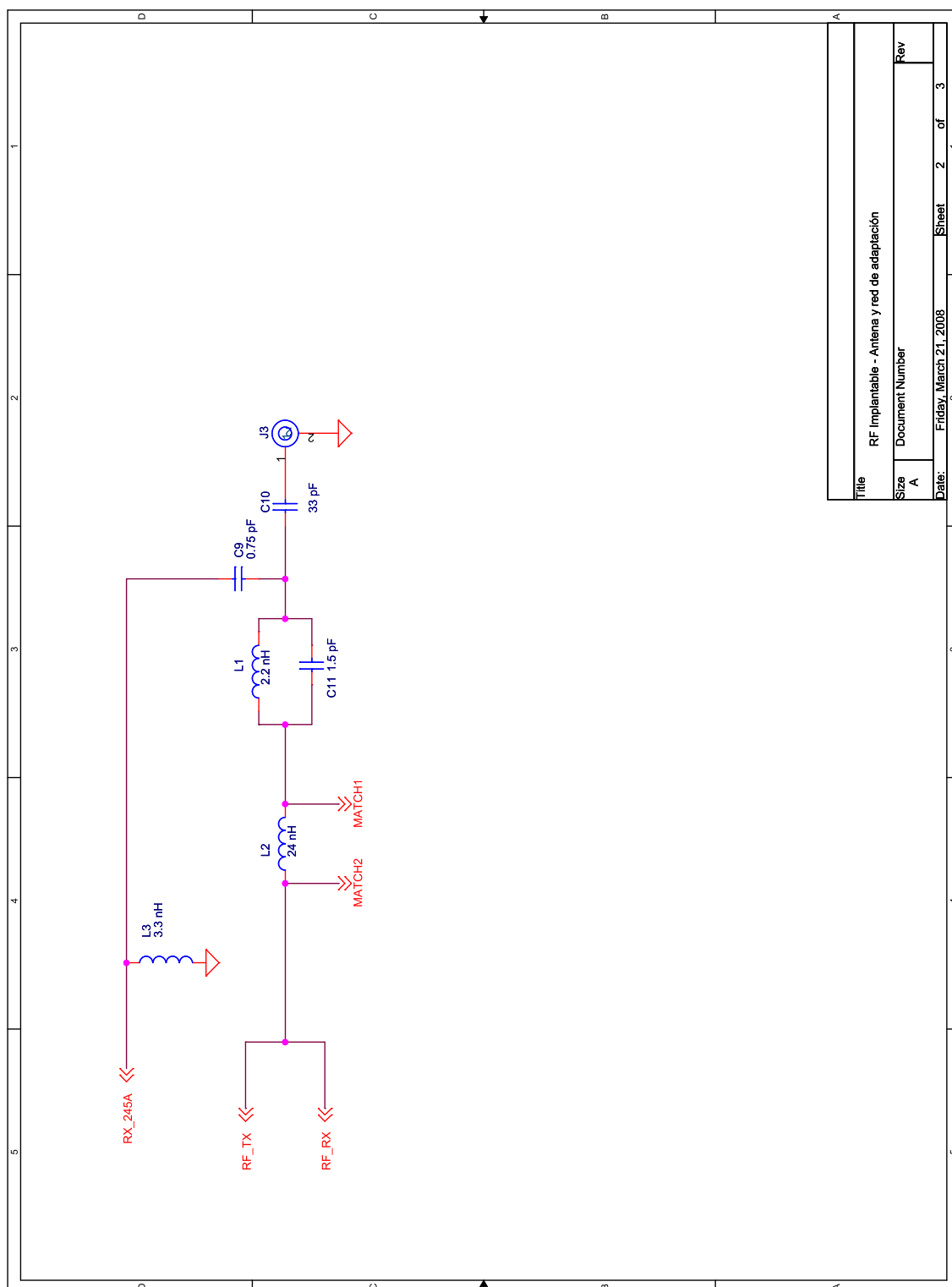


Figura E.2: Antena y red de adaptación. Primera versión.

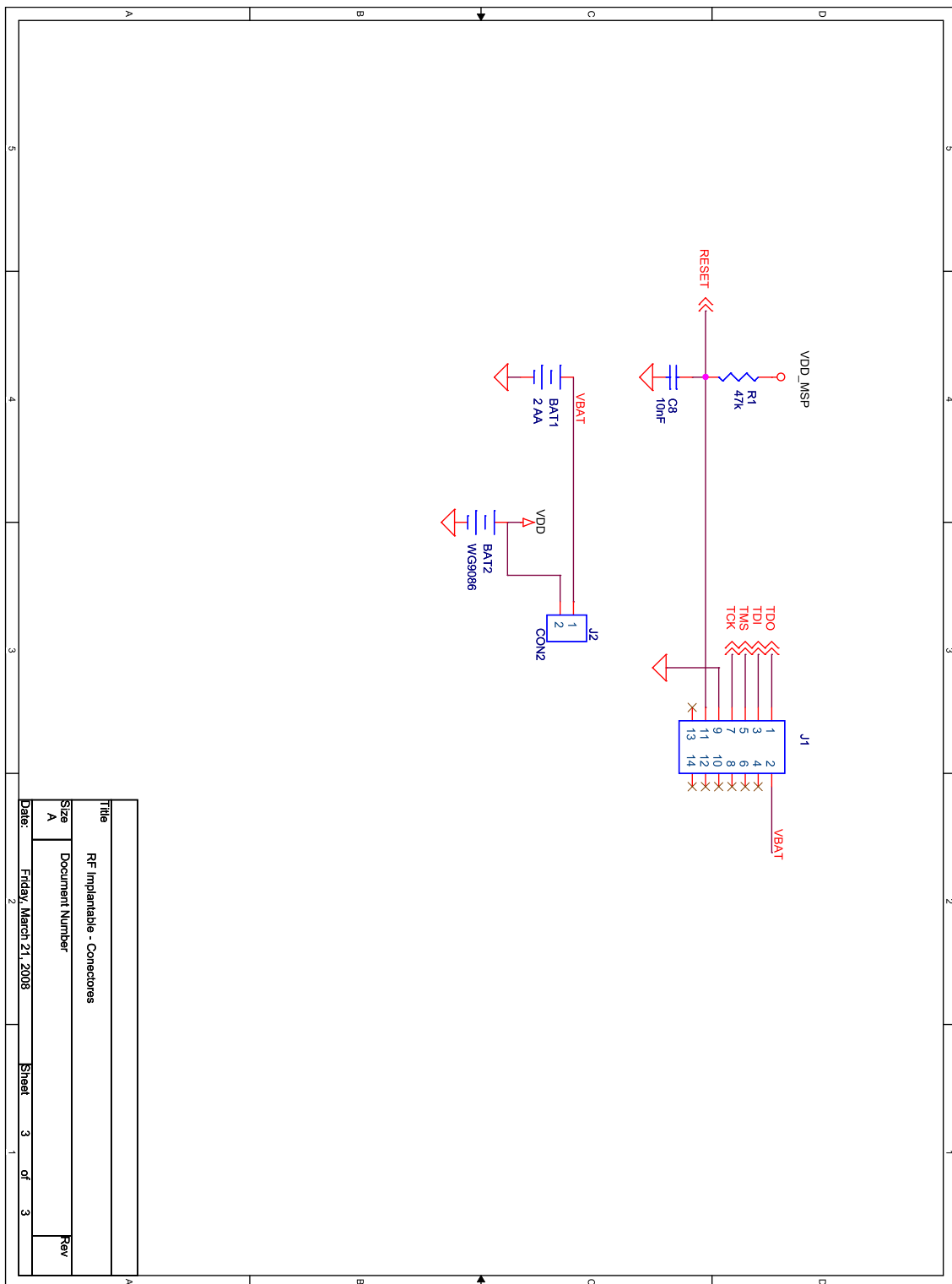


Figura E.3: Conectores. Versiones primera y final.

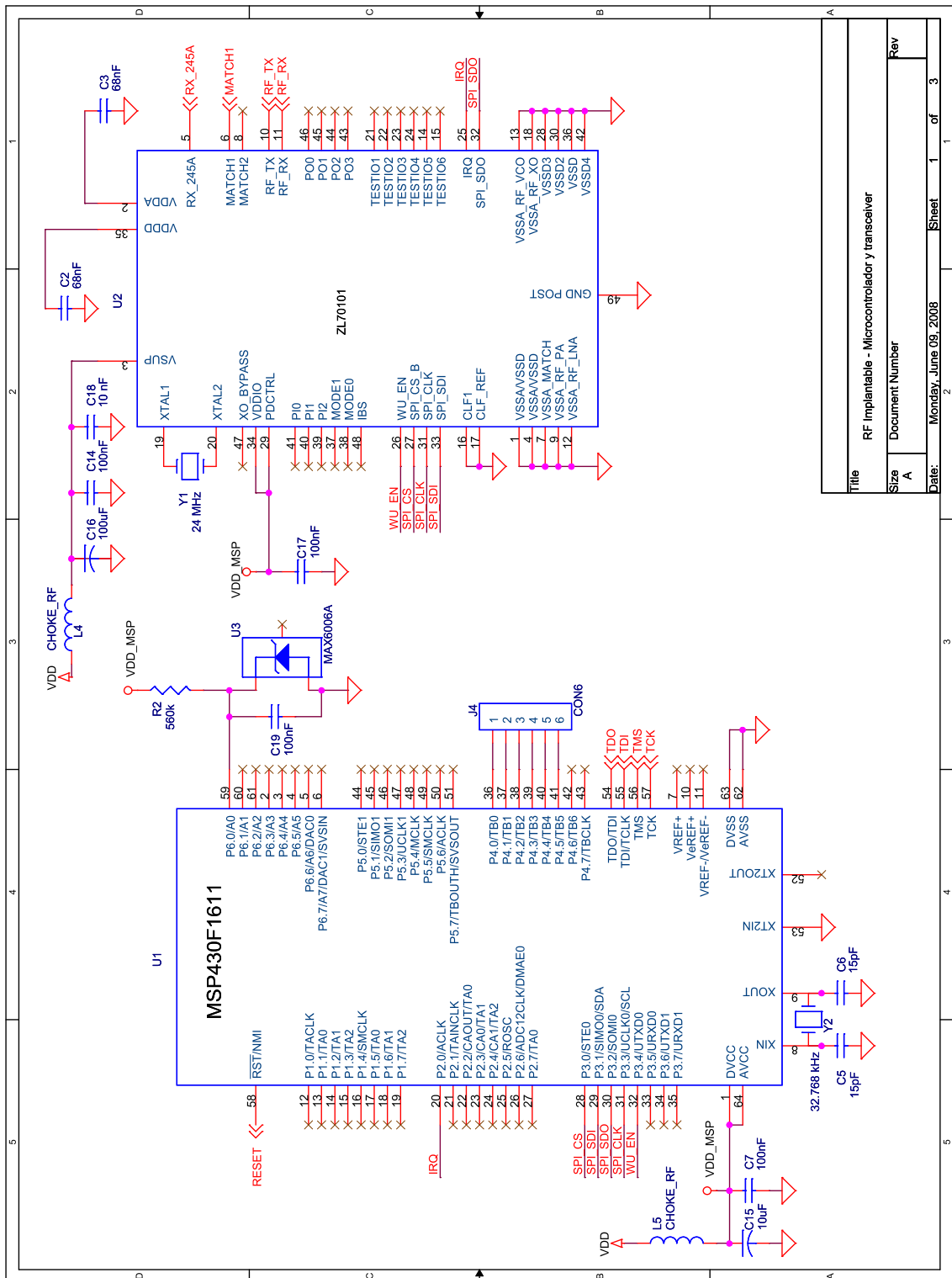


Figura E.4: Microcontrolador y transceiver. Versión final.

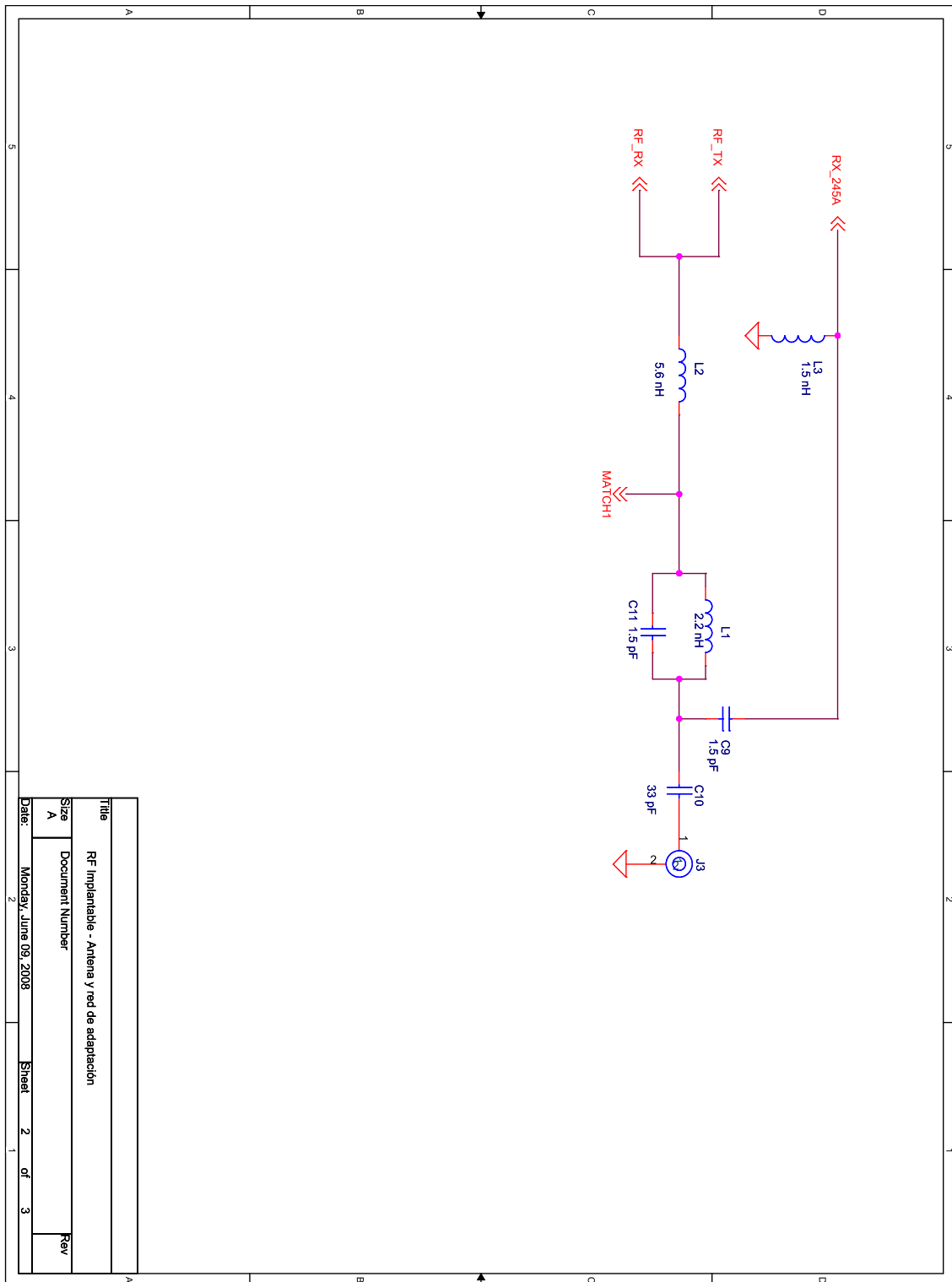


Figura E.5: Antena y red de adaptación. Versión final.

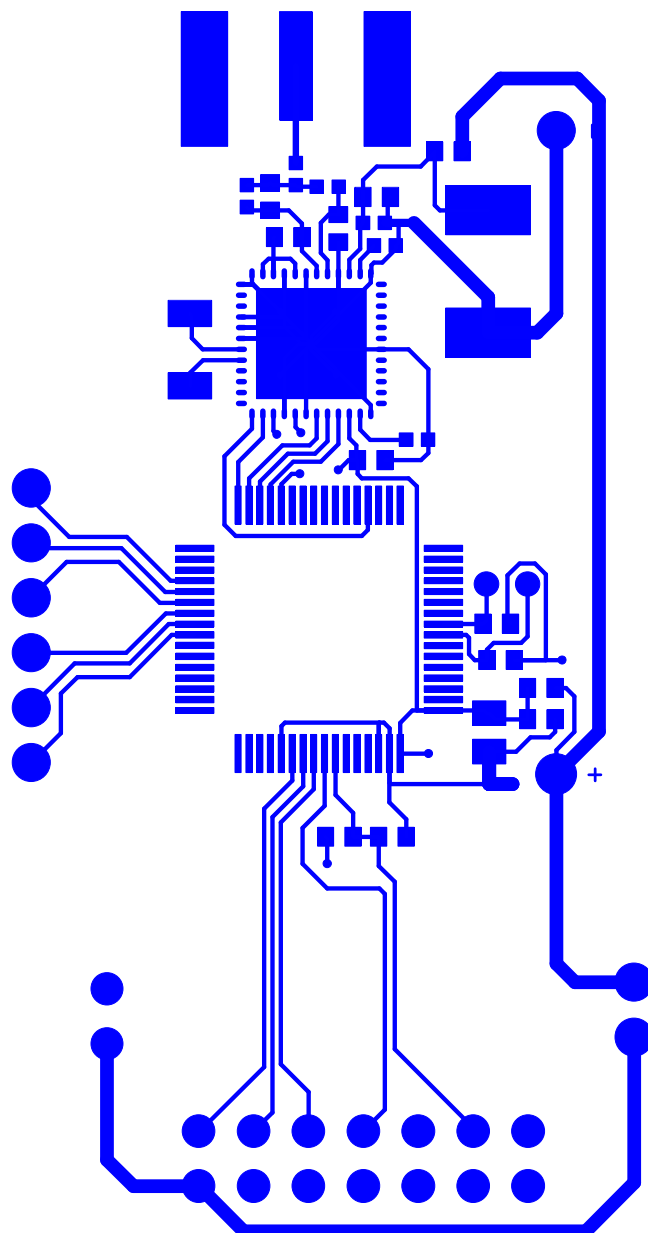


Figura E.6: Cara superior de la placa. El layout final es idéntico a éste, a excepción de que se elimina la pista que conecta la red al capacitor MATCH2 del chip.

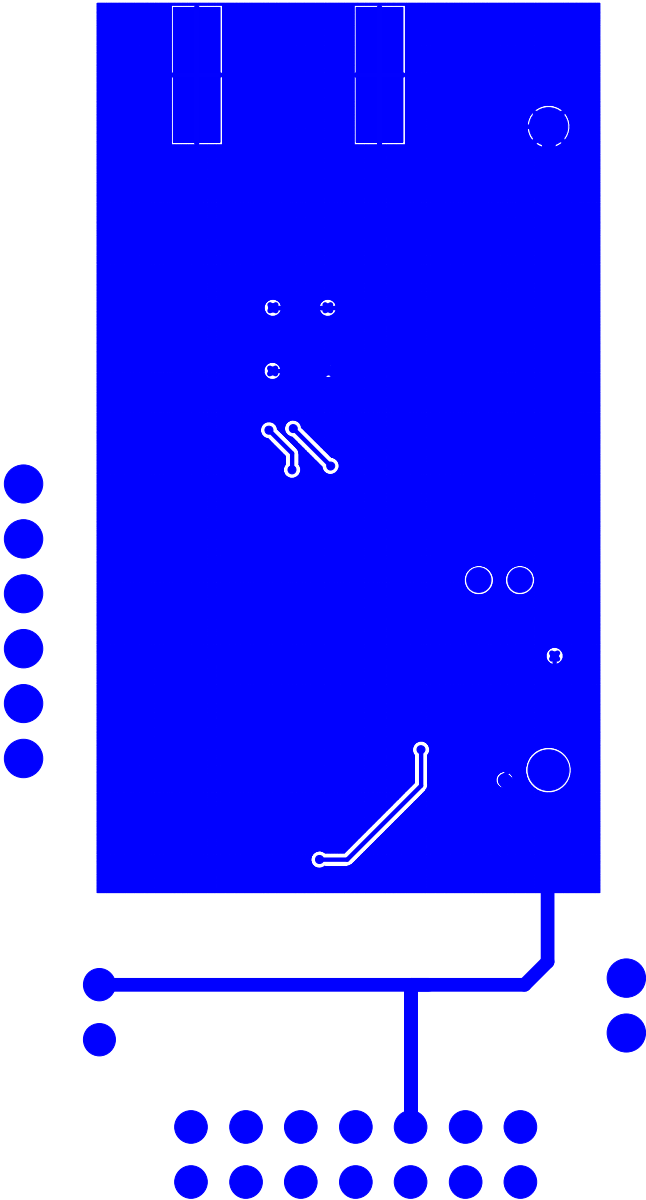


Figura E.7: Cara inferior de la placa. Versiones primera y final.

Apéndice F

Bill of Materials

Este apéndice detalla la *Bill of Materials* de la placa RF Implantable. En los casos en que se ha utilizado más de un valor para un componente, se dan los datos de todos los componentes utilizados.

Componente	Cantidad	Descripción	Distribuidor	Número de parte del distribuidor
C2, C3 C5, C6 C7, C14, C17, C19 C8	2 4 1	CAP, SMT, 68 nF, 0402, 10V, X5R, 10 CAP, SMT, 15 pF, 0603 CAP, SMT, 100 nF, 0603 CAP, SMT, 10 nF, 0603	Digilkey Digilkey Digilkey Digilkey	PCC2144CT-ND PCC150ACV PCC1762 PCC1784
C9	1	CAP, SMT, 0.75pF, 0402, 50V, NP0, ±0.25pF	Digilkey	511-1001-1-ND
C9	1	CAP, SMT, 1.5 pF, 0402	Digilkey	490-1266-1-ND
C10	1	CAP, SMT, 33pF, 0402, 50V, NP0, 5 %	Digilkey	490-3220-1-ND
C11	1	CAP, SMT, 1.5pF, 0402, 50V, NP0, ±0.25pF	Digilkey	511-1006-1-ND
C15	1	CAP, SMT, 10 nF, R	AVX	TACR106K010XRLZ5745
C16	1	CAP, SMT, 100 nF, H	AVX	TAZH107K010XWVZ5945
C18	1	CAP, SMT, 10nF, 0402	Digilkey	PCC103BQ
L1	1	IND, SMT, 2.2nH, 0603	Coilcraft	0603CS-2N2XJLU
L2	1	IND, SMT, 24nH, 0603	Coilcraft	0603CS-24NXJLU
L2	1	IND, SMT, 47nH, 0603	Digilkey	PCD1159CT-ND
L2	1	IND, SMT, 5.6nH, 0603	Digilkey	PCD1148CT-ND
L3	1	IND, SMT, 3.3nH, 0603	Coilcraft	0603CS-3N3XGLU
L3	1	IND, SMT, 2.2nH, 0603	Digilkey	PCD1143CT-ND
L3	1	IND, SMT, 1.5nH, 0603	Digilkey	PCD1196CT-ND
L4, L5	1	RES, SMT, 0 Ohm, 0603	Digilkey	P0.0G
R1	1	RES, SMT, 47 k, 0603	Digilkey	P47KG
R2	1	RES, SMT, 560 k, 0603	Digilkey	P560KG
Y1	1	XTAL, SMT, 24 MHz	Stalek	CX9S9CSM4-24.0M
Y2	1	XTAL, THRU-HOLE, 32 kHz	Digilkey	X802
J1	1	CONN, 14P, 2ROW, HEADER, SHROUDED	Digilkey	A33161-ND
J2	1	CONN, SMA Jack, Edge Mnt, Gold, 50 Ohm	Digilkey	WM4800
J3	1	CONN, SMA Jack, Edge Mnt, Gold, 50 Ohm	Digilkey	J658-ND
J4	1	CONN, SMA Jack, Edge Mnt, Gold, 50 Ohm	Digilkey	WM4904
BAT1	1	2 BAT AA	N/A	N/A
BAT2	1	WB9086	Wilson Greatbatch	9086
U1	1	MSP430F1611, MCU, 16BIT, 48K FLASH, 64PQFP	Digilkey	296-17205-ND
U2	1	MICS TRANSCIEIVER	Zarlink	ZL70101
U3	1	MAX6006A	Digilkey	MAX6006AETUR

Tabla F.1: Bill of Materials de la placa RF Implantable.

Apéndice G

Inicialización del transceiver

Registro	Valor	Comentarios
wakeup_detsensshort	0x1F	Configura la sensibilidad para señales fuertes de 2.45 GHz.
wakeup_lnabias	0x0F	Configura la corriente de polarización del LNA del receptor de 2.45 GHz. Afecta su ganancia y su consumo.
rf_txrfanttune	0	Configura el valor del capacitor variable entre el pin RF_TX y tierra. El valor 0 corresponde a 2 pF.
rf_rxrfanttune	0	Configura el valor del capacitor variable entre el pin RF_RX y tierra. El valor 0 corresponde a 2 pF.
antmatch1	0	Controla el valor del capacitor variable MATCH1. El valor 0 corresponde a 5 pF.
wakeup_ant245tune	0	Controla el valor del capacitor ubicado entre el pin RX_245A y tierra. El valor 0 corresponde a 0.3 pF.
wakeup_companyid	0x01	Company ID.
wakeup_imdtransid1	0x01	Primer byte del IMD Transceiver ID.
wakeup_imdtransid2	0	Segundo byte del IMD Transceiver ID.
wakeup_imdtransid3	0	Tercer byte del IMD Transceiver ID.
rxbuff_bsize	14	Fija la cantidad de bytes que van a constituir un bloque de datos en el buffer de recepción.
txbuff_bsize	14	Fija la cantidad de bytes que van a constituir un bloque de datos en el buffer de transmisión.
txbuff_maxpacksize	31	Determina la cantidad máxima de bloques de datos que se van a admitir por paquete.

Tabla G.1: Registros inicializados por el firmware de RF Implantable.

Apéndice H

Medida de batería

La idea detrás del procedimiento de medida se basa en realizar la conversión analógico-digital de un voltaje fijo y conocido de antemano.

Sin entrar en los detalles de cómo se logra el mencionado voltaje, lo que importa saber es que el conversor AD siempre tendrá a su entrada un voltaje fijo, al cual de ahora en más se llamara V_{ref} . Además, se debe recordar que todo conversor analógico-digital tiene su salida referida a un voltaje que es utilizado como referencia para la conversión, que en este caso se corresponde con la tensión de batería, es decir, V_{DD} . Considerando las observaciones anteriores y llamando AD al resultado de la conversión del ADC, se tiene H.1.

$$V_{ref} = \frac{AD}{2^{12} - 1} V_{DD} \quad (\text{H.1})$$

De donde se puede despejar la tensión de batería H.2.

$$V_{DD} = \frac{4095}{AD} V_{ref} \quad (\text{H.2})$$

Con H.2 se puede hallar la tensión de batería.

Apéndice I

Medidas PseudoMarker

En este apéndice se presentan las medidas de tiempo y consumo del prototipo RF Implantable utilizando la versión de firmware PseudoMarker, para cada una de las tres modulaciones posibles (2FSKFB, 2FSK y 4FSK).

Se destaca que en todos los casos presentados, se trata del envío de un único paquete por parte del IMD, donde se tiene un *overhead* fijo de 186 bits. Además, se tiene un *overhead* proporcional a la cantidad de bloques de datos incluidos en el paquete. Por este motivo se detalla la cantidad de bits útiles enviados y la cantidad total de bits de *overhead* en cada caso.

I.1. Medidas de tiempo

Bloques de datos por paquete	Overhead total (bits)	Datos útiles (bits)	Tiempo de encendido (ms)			Tiempo de inicio de comunicación (ms)		
			2FSKFB	2FSK	4FSK	2FSKFB	2FSK	4FSK
1	228	113	16.4	17.6	16.6	28.2	27.6	28.1
6	438	678	15.8	17.4	17.3	26.9	21.5	22.3
11	648	1243	16.3	16.2	18.1	28.5	30.2	31.5
16	858	1808	17.2	17.5	15.7	23.7	26.1	24.6
21	1068	2373	15.9	16.3	16.0	24.5	28.6	24.0
26	1278	2938	16.8	17.4	17.8	27.1	24.7	22.4
31	1488	3503	17.5	16.5	17.5	24.4	24.0	22.7

Tabla I.1: Tiempos de encendido e inicio de comunicación para diferentes cantidades de bloques de datos por paquete.

Bloques de datos por paquete	Overhead total (bits)	Datos útiles (bits)	Tiempo de comunicación (ms)			Tiempo total (ms)		
			2FSKFB	2FSK	4FSK	2FSKFB	2FSK	4FSK
1	228	113	3.03	1.61	0.93	58.4	56.2	55.7
6	438	678	6.89	3.55	1.89	61.2	50.0	49.6
11	648	1243	10.80	5.47	2.86	65.6	63.0	61.0
16	858	1808	14.70	7.42	3.84	65.3	61.5	53.3
21	1068	2373	18.50	9.36	4.81	68.8	62.8	52.6
26	1278	2938	22.40	11.30	5.78	79.4	63.5	55.1
31	1488	3503	26.30	13.20	6.73	77.5	63.9	54.2

Tabla I.2: Tiempo de comunicación y tiempo total para diferentes cantidades de bloques de datos por paquete.

I.2. Medidas de consumo

Bloques de datos por paquete	Overhead total (bits)	Datos útiles (bits)	Consumo promedio total (mA)			Consumo pico (mA)		
			2FSKFB	2FSK	4FSK	2FSKFB	2FSK	4FSK
1	228	113	1.196	0.988	1.058	4.842	4.724	4.816
6	438	678	1.405	1.450	0.728	4.973	4.780	4.253
11	648	1243	1.697	1.475	1.313	5.033	5.036	5.073
16	858	1808	1.678	1.330	1.199	5.093	5.093	5.029
21	1068	2373	1.971	1.694	1.246	5.033	5.069	5.011
26	1278	2938	2.079	1.546	1.056	5.082	5.191	4.987
31	1488	3503	2.233	1.698	1.248	5.111	5.187	5.222

Tabla I.3: Consumo promedio total y consumo pico para diferentes cantidades de bloques de datos por paquete.

Apéndice J

Medidas outdoor

En este apéndice se presentan los resultados de las medidas de alcance outdoor para los dos prototipos caracterizados. Para cada uno de ellos se presentan tres gráficas, correspondientes a cada una de las tres modulaciones, y donde se utiliza la misma notación que fuera explicada en la sección 8.6.3. Las distancias se indican en las gráficas con círculos concéntricos correspondientes a 1, 2, 3, 4 y 5 metros.

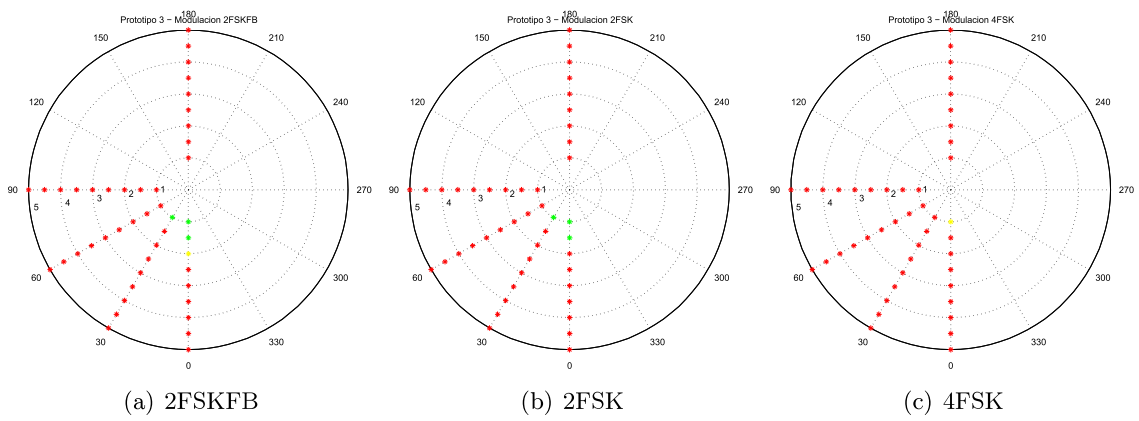


Figura J.1: Resultados del prototipo 3 para cada modulación.

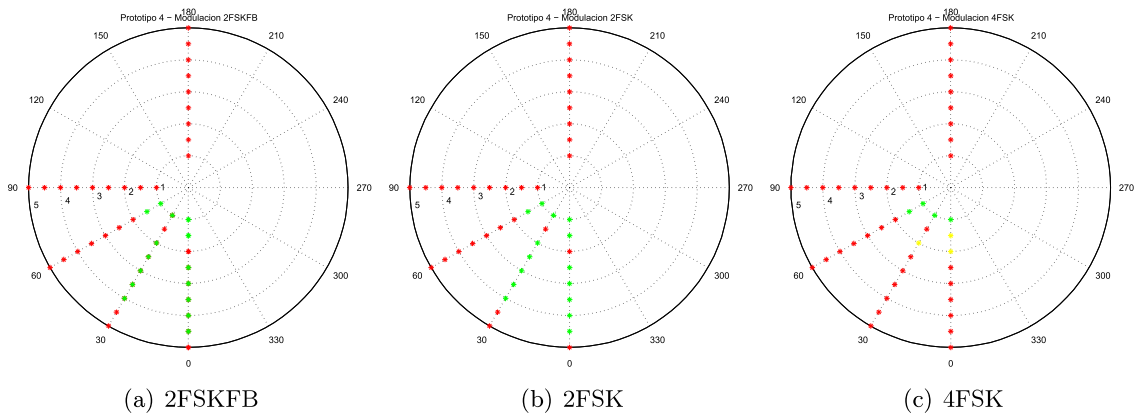


Figura J.2: Resultados del prototipo 4 para cada modulación.

Apéndice K

Herramientas utilizadas

K.1. 4NEC2

El programa 4NEC2 (versión 5.7.0) es una herramienta de síntesis y análisis de antenas para Windows [73]. Es una implementación libre de NEC (Numerical Electromagnetics Code [74]).

Esta aplicación permite visualizar y analizar los campos cercanos y lejanos de las antenas diseñadas. Para realizar todos los cálculos utiliza el método de los momentos.

Esta herramienta fue utilizada para simular las antenas diseñadas.

K.2. GNU Octave

Octave [75] es un programa para realizar cálculos numéricos que es mayormente compatible con MatLab.

Se utilizó para hacer rutinas para ajustar las redes de adaptación.

K.3. Inkscape

Inkscape es un editor de gráficos vectoriales de código abierto. Es una aplicación de software libre y se distribuye bajo la licencia GPL [76].

K.4. L^AT_EX

L^AT_EX [77] es un procesador de texto construido encima de T_EX. La idea de este sistema de preparación de documentos es la de simplificar el *typesetting* del texto y permitir al usuario concentrarse en la estructura del texto más que en el formato del mismo.

Toda la documentación de RF Implantable fue escrita usando L^AT_EX.

K.5. linSmith

El programa linSmith [78] es una aplicación para Linux que permite realizar diagramas de Smith. Es muy útil a la hora de diseñar redes de adaptación ya que permite entender como varía la adaptación al cambiar los valores de cada uno de los componentes de la red.

Es de destacar que permite crear archivos en formato Postscript con los diagramas obtenidos y no tiene ningún tipo de limitación respecto a sus funcionalidades.

Fue utilizado en conjunto con otras herramientas, para el ajuste de las redes de adaptación.

K.6. MatLab

Es una aplicación para realizar cálculos numéricos creada por The MathWorks [79] que ofrece facilidades para el trabajo con matrices.

Se utilizó para hacer rutinas para ajustar las redes de adaptación.

K.7. OrCAD

El esquemático y el layout de RF Implantable fueron creados utilizando las herramientas de diseño de OrCAD (Oregon Computer-Aided Design) de Cadence Design Systems [80].

K.8. SMITH

El programa SMITH [81], del Prof. Fritz Dellsperger,¹ es otra aplicación que permite diseñar redes de adaptación, pero que corre en Windows.

La versión que está disponible libremente es una versión de demostración por lo cual sus funcionalidades están limitadas. Entre las limitaciones están, por ejemplo, que las redes que se quieran ingresar pueden tener hasta cinco elementos y que no se pueden guardar las redes diseñadas.

Se utilizó este programa para el diseño de las redes de adaptación.

K.9. Subversion

Es un sistema de control de versiones que busca reemplazar a CVS en la comunidad *open source*. Este software está bajo una licencia del estilo de la licencia Apache/BSD [82].

Este sistema permite mantener una copia centralizada de archivo en un repositorio y así permitir que distintos usuarios compartan y colaboren en un mismo proyecto modificando copias locales del trabajo y luego actualizando los cambios en el repositorio central. Además, permite el registro de todas las modificaciones de realizadas a cualquiera de los documentos manejados por *subversion*.

Para el desarrollo de la documentación se utilizó un repositorio subversion, lo que permitió incrementar la productividad del grupo en esta tarea.

K.10. TI Code Composer Essentials Evaluation

Es un entorno de desarrollo completo para el microcontrolador MSP430 [67]. Posee un entorno de programación y otro de depuración basados en la plataforma *open source* Eclipse [66].

¹University of Applied Sciences Berne.

Soporta los lenguajes C y assembler y por ser una versión de evaluación permite compilar hasta 8 KB de código. Está pensado para ser utilizado con un programador MSP-FET430xxxx.

Este ambiente de desarrollo fue el utilizado para crear el firmware de RF Implantable.

Apéndice L

Contenido del CD

L.1. Estructura del CD

A continuación se presenta el árbol de directorios correspondiente al CD que se adjunta con la presente documentación. Se debe mencionar que el nombre de los directorios coincide con el nombre de los capítulos de la documentación. La idea de esto es hacer más cómoda la búsqueda del material bibliográfico citado en el presente trabajo.

```
/
├── RF Implantable
├── Antena
├── Descripción general del sistema
├── Diseño de hardware
├── Normas sobre uso de RF
├── Reglas de diseño de PCBs en RF
├── Transceiver
│   ├── AMIS
│   └── Zarlink
```

L.2. Descripción de los archivos

En esta sección se detalla el nombre de los archivos contenidos en cada uno de los directorios y su correspondiente descripción. Se debe destacar que los directorios llevan el mismo nombre que los capítulos del presente documento, porque agrupan los documentos citados en ellos. También vale la pena decir que todos los archivos que se encuentran en el CD están en formato PDF (Portable Document Format).

Viendo la estructura del CD en la sección anterior se puede ver que en el primer nivel (junto con los directorios) se encuentra el archivo que contiene el presente documento, llevando el nombre de *RF Implantable*.

L.2.1. Antena

Nombre del archivo	Descripción
Adaption of the Wheeler-Cap method	Adaption of the Wheeler-Cap method for measuring the efficiency of mobile handset antennas
An analysis of the balun	An Analysis of the Balun
Analysis of Wheeler Method	An Analysis of the Wheeler Method for Measuring the Radiating Efficiency of Antennas
Antenas parche	Diseño, construcción y ensayo de antenas parche
Antenna for pacemaker comm	Design An Antenna For Pacemaker Communication
Antenna impedance in conducting medium ..	Impedance of an Antenna in a Conducting Medium
Antennas in a lossy medium	Physical Limitations of Antennas in a Lossy Medium
Effects of conducting medium	Effects of a Surrounding Conducting Medium on Antenna Analysis
Electromagnetic interactions	Electromagnetic Interactions between Biological Tissues and Implantable Biotelemetry Systems
Folded loop antenna	Folded Loop Antenna for Mobile Hand-Held Units
Implantable microstrip antenna	Design of Implantable Microstrip Antenna for Communication With Medical Implants
Implanted antennas	Implanted Antennas Inside a Human Body: Simulations, Designs, and Characterizations
Insulated loop antenna	A theoretical and experimental study of the insulated loop antenna in a dissipative medium
Measurement of antenna efficiency	Two Methods for the Measurement of Antenna Efficiency
Miniaturized biocompatible antenna	Miniaturized Biocompatible Microstrip Antenna Using Genetic Algorithm
PCS antenna design	PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization
Planar inverted F antennas	SAR Reduction of Implanted Planar Inverted F Antennas with Non-uniform Width Radiator
Small circular wire loop	The Radiation from an Electrically Small Circular Wire Loop Implanted in a Dissipative Homogeneous Spherical Medium
Small multiturn loop antennas	Radiation Efficiency of Electrically Small Multiturn Loop Antennas
Stacked implantable antenna	Compact broadband stacked implantable antenna for biotelemetry with medical devices
Wheeler's method for small antennas	On Wheeler's Method for Efficiency Measurement of Small Antennas
Wireless comm with medical implants	Wireless Communication with Medical Implants: Antennas and Propagation

Tabla L.1: Contenido del directorio *Antena*.**L.2.2. Descripción general del sistema**

Nombre del archivo	Descripción
ZLE70101ADK - Product Preview - SEP07 ..	Presentación del kit de desarrollo ZLE70101ADK

Tabla L.2: Contenido del directorio *Descripción del sistema*.

L.2.3. Diseño de hardware

Nombre del archivo	Descripción
msp4301611 ds	Hoja de datos del MSP430F1611
MSP user guide	Guía del usuario del MSP430F1611
QMR - WG	QMR Medium Rate Primary Batteries Tech Specs

Tabla L.3: Contenido del directorio **Diseño de hardware**.**L.2.4. Normas sobre uso de RF**

Nombre del archivo	Descripción
ELF Policies	ELF Policies worldwide – Protection of General Public
EMF salud	Informe sobre campos electromagnéticos y la salud humana
ICNIRP Guideline - EMF	Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)
MICS xvers	MICS Transceivers: Regulatory Standards and Applications
Simulated biological materials	Simulated Biological Materials for Electromagnetic Radiation Absorption Studies

Tabla L.4: Contenido del directorio **Normas sobre uso de RF**.**L.2.5. Reglas de diseño de PCBs en RF**

Nombre del archivo	Descripción
sloa089	Circuit Board Layout Techniques # SLOA089
wirsens02	Sistema de comunicación en radiofrecuencia para dispositivos de bajo consumo

Tabla L.5: Contenido del directorio **Reglas de diseño de PCBs en RF**.

L.2.6. Transceiver

Nombre del archivo	Descripción
amis52100 - Data Sheet	Hoja de datos del AMIS 52100
amis52100 - Evaluation Kit Brief	Presentación del kit de desarrollo para el AMIS 52100
amis52100 - Feature Sheet	Descripción de características del AMIS 52100
amis53000 - Data Sheet	Hoja de datos del AMIS 53000
amis53000 - Development Kit Brief	Presentación del kit de desarrollo para el AMIS 53000
amis53000 - Feature Sheet.	Descripción de características del AMIS 53000
ZL70101 - Data Sheet - APR07	Hoja de datos del ZL70101
ZL70101 - Product Preview - SEP07	Presentación del ZL70101

Tabla L.6: Contenido del directorio **Transceiver**.

L.3. Requerimientos del sistema

- **Sistema operativo:** Windows 95/98/XP o superior, Mac OS X o Linux
- **Memoria RAM (mínima):** 64 MB
- **Resolución de pantalla:** 800 x 600 o superior
- **Visor de PDF:** Acrobat Reader 5 o superior
- **Velocidad de lectora de CD-ROM:** 16x o superior

Bibliografía

- [1] EETimes.com – Networks of the heart, <http://www.eetimes.com/showArticle.jhtml?articleID=18309723>
- [2] (Features) The Ultra-Low-Power Wireless Medical Device Revolution (MEM archive, Apr 05), <http://www.devicelink.com/mem/archive/05/04/004.html>
- [3] FCC: Wireless Services: Medical Implant Communications: MICS, http://wireless.fcc.gov/services/index.htm?job=service_home&id=medical_implant
- [4] Year of Innovation – Medical Design Technology Online, <http://www.mdtmag.com/scripts/ShowPR.asp?PUBCODE=046&ACCT=0000100&ISSUE=0510&RELTYPE=PR&PRODCODE=0000&PRODLETT=B&CommonCount=0>
- [5] ICNIRP Guidelines, Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)
- [6] Ionizing & Non-Ionizing Radiation | Radiation Protection | US EPA, http://www.epa.gov/radiation/understand/ionize_nonionize.html
- [7] Electromagnetic radiation and health – Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Electromagnetic_radiation_and_health
- [8] Claudia Cabal, Gerardo Otero y José Acuña, *Informe sobre campos electromagnéticos y la salud humana*, julio 2005, IIE, Facultad de Ingeniería, UdelaR. Disponible en <http://iie.fing.edu.uy/relacionamiento/comunidad/rfsalud/emfsalud%20humana.pdf>
- [9] OMS | Campos electromagnéticos y salud pública, Nota descriptiva N°322, <http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs322/es/index.html>
- [10] OMS | Campos electromagnéticos y salud pública, Nota descriptiva N°193, <http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs193/es/index.html>
- [11] Health Effects | Radiation Protection | US EPA, http://www.epa.gov/radiation/understand/health_effects.html
- [12] Shaiela Kandel, ELF Policies worldwide – Protection of General Public, WHO Workshop, Ginebra, junio de 2007.
- [13] IEEE Spectrum Online, *Tech Insider: Medical Technology Gets a Shot in the Arm*, <http://www.ieee.org/netstorage/spectrum/webinars/medtech/files/lobby.html>

- [14] Huseyin S. Savci y otros, “MICS Transceivers: Regulatory Standards and Applications”, *SoutheastCon, 2005. Proceedings. IEEE*, 8-10 Abril 2005.
- [15] FCC Rules and Regulations, Part 95 *Personal radio services (47CFR95, partes .628, .633, .632, .635, .639, Appendix 1 to Subpart E)*.
- [16] FCC Rules and Regulations, “MICS Band Plan”, http://wireless.fcc.gov/services/index.htm?job=service_bandplan&id=medical_implant
- [17] FCC Rules and Regulations, Part 1 *Practice and procedure (1.1307: Actions that may have a significant environmental effect, for which Environmental Assessments (EAs) must be prepared)*.
- [18] FCC Rules and Regulations, Part 2 *Frecuency allocations and radio treaty matters; General rules and regulations (2.1093: Radiofrequency radiation exposure evaluation: portable devices)*.
- [19] G. Hartsgrove, A. Kraszewski y A. Surowiec, “Simulated Biological Materials for Electromagnetic Radiation Absorption Studies”, *Bioelectromagnetics* 8:29-36, 1987.
- [20] “*IEEE Recommended Practice for the Measurement of Potentially Hazardous Electromagnetic Fields RF and Microwave*”, IEEE C95.3, 1991
- [21] ITU, Página de preguntas frecuentes, donde se describen las bandas ISM, <http://www.itu.int/ITU-R/terrestrial/faq/index.html>
- [22] International Telecommunication Union region – Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/International_Telecommunication_Union_region
- [23] FCC Rules and Regulations, *Industrial, scientific, and medical equipment (47CFR18)*.
- [24] FCC Rules and Regulations, *Radio frequency devices (47CFR15)*.
- [25] Zarlink ZL70101 Medical Implantable RF Transceiver Product Preview.
- [26] AMIS-52100 Ultra-Low-Power Transceiver with Clock and Data Recovery Data Sheet.
- [27] AMIS-53000 Frequency Agile Transceiver Data Sheet.
- [28] ZL70101 Design Manual, Manual Revision 1.0, Zarlink.
- [29] ZL70101 Medical Implantable RF Transceiver Data Sheet
- [30] ZLE70101ADK Product Preview, http://assets.zarlink.com/PP/ZLE70101ADK_Product_Preview_0907.pdf
- [31] NHS Choices, *Pacemaker implantation*, <http://www.nhs.uk/Conditions/PacemakerImplantation/Pages/whatisit.aspx>
- [32] Anders J. Johansson PhD Thesis, “*Wireless Communication with Medical Implants: Antennas and Propagation*”, junio 2004.
- [33] Richard K. Moore, “Effects of a Surrounding Conducting Medium on Antenna Analysis”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, mayo 1962.

- [34] Ake Sivard, Peter Bradley, Peter Chadwick y Henry Higgins, “The challenge of designing in-body communications”, *Embedded Systems Design* 26/10/04, http://www.embedded.com/columns/technicalinsights/51200651?_requestid=1197335
- [35] CCC del Uruguay – Medical Devices, www.ccc.com.uy
- [36] A. K. Skrivervik, J.-F. Zurcher, O. Staub and J. R. Mosig, “PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, num. 4, agosto 2001.
- [37] Douglas B. Miron, *Small Antenna Design*, Newnes, 2006.
- [38] Making Medical Diagnosis An Out-Of-Body Experience, Henry Higgins. Electronic Design, Europe. March 2005, <http://europe.elecdesign.com/Articles/ArticleID/10023/10023.html>
- [39] Luis Azevedo, Daniel Geido y Alexander Müller, Proyecto: *Diseño, construcción y ensayo de antenas parche*, 2005.
- [40] Pichitpong Soontornpipit, Cynthia M. Furse y You Chung Chung, “Miniaturized Biocompatible Microstrip Antenna Using Genetic Algorithm”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, num. 6, junio 2005.
- [41] Cynthia M. Furse, “Design An Antenna For Pacemaker Communication”, *Microwaves & RF*, marzo 2000.
- [42] Pichitpong Soontornpipit, Cynthia M. Furse y You Chung Chung, “Design of Implantable Microstrip Antenna for Communication With Medical Implants”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, num. 8, agosto 2004.
- [43] Jaehoon Kim y Yahya Rahmat-Samii, “Implanted Antennas Inside a Human Body: Simulations, Designs, and Characterizations”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, num. 8, agosto 2004.
- [44] Jaehoon Kim y Yahya Rahmat-Samii, “SAR Reduction of Implanted Planar Inverted F Antennas with Non-uniform Width Radiator ”, 2006.
- [45] C.-M. Lee, T.-C. Yo, C.-H. Luo, C.-H. Tu y Y.-Z. Juang, “Compact broadband stacked implantable antenna for biotelemetry with medical devices”, *Electronic Letters*, vol. 43, num. 12, 7 de junio de 2007.
- [46] Jaehoon Kim y Yahya Rahmat-Samii, “Electromagnetic Interactions between Biological Tissues and Implantable Biotelemetry Systems ”, *Microwave Symposium Digest*, 2005 IEEE MTT-S International, junio 2005.
- [47] Philos DR-T Technical Manual, Biotronik, http://www.biotronikusa.com/global/assets/pdf/product_manuals/pacemakers/M4064-C%207-04_Philos%20DR-T%20Manual.pdf
- [48] Constantine Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley and Sons, Inc, 1997. Second Edition.
- [49] American Radio Relay League, *The ARRL Antenna Book on CD*, Version 2.0.

- [50] Glenn S. Smith, "Radiation Efficiency of Electrically Small Multiturn Loop Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, setiembre 1972.
- [51] Anders Karlsson, "Physical Limitations of Antennas in a Lossy Medium" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, Núm. 8, agosto 2004.
- [52] Georges A. Deschamps, "Impedance of an Antenna in a Conducting Medium", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, setiembre 1962.
- [53] Wen H. Ko, Robert Plonsey y Seong R. Kang, "The Radiation from an Electrically Small Circular Wire Loop Implanted in a Dissipative Homogeneous Spherical Medium", *Annals of Biomedical Engineering* 1, 135-145, 1972.
- [54] Glenn S. Smith, "A theoretical and experimental study of the insulated loop antenna in a dissipative medium", *Radio Science*, Volumen 8, Número 7, páginas 711-725, julio 1973.
- [55] Konstantinos D. Katsibas, Constantine A. Balanis, Panayiotis A. Tirkas y Craig R. Birtcher, "Folded Loop Antenna for Mobile Hand-Held Units", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, Num. 2, February 1998.
- [56] Bruce Eggers, "An Analysis of the Balun", *QST*, abril 1980.
- [57] Edward H. Newman y Peter Bohley, "Two Methods for the Measurement of Antenna Efficiency", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-23, Núm. 4, julio 1975.
- [58] Glenn S. Smith, "An Analysis of the Wheeler Method for Measuring the Radiating Efficiency of Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, julio 1977.
- [59] Yeqin Huangl, Ram M. Narayananl y Govind R. Kadambi, "On Wheeler's Method for Efficiency Measurement of Small Antennas", IEEE, 2001.
- [60] O. Litschke*, M. Geissler, D. Heberling, P. Waldow y I. Wolff, "Adaption of the Wheeler-Cap method for measuring the efficiency of mobile handset antennas".
- [61] TI MSP430, Wikipedia, <http://en.wikipedia.org/wiki/MSP430>
- [62] Hoja de datos del MSP430F1611, Texas Instruments.
- [63] Guía del usuario del MSP430F1611, Texas Instruments.
- [64] QMR Medium Rate Primary Batteries Tech Specs, Greatbatch Inc.
- [65] Chris Bowick, *RF Circuit Design*, Newnes, 1982.
- [66] Eclipse.org home page, <http://www.eclipse.org/>
- [67] TI Code Composer Essentials Evaluation v2.04 home page, <http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/msp-cce430.html>
- [68] IEEE Standar Definitions and Terms for Antennas (IEEE Std 145-1983)
- [69] Nota de aplicación de Texas Instruments, *Circuit Board Layout Techniques* # SLOA089.

- [70] Federico de Mula, Raffaella Fiorelli y Virginia Marchesano, Proyecto: *Sistema de comunicación en radiofrecuencia para dispositivos de bajo consumo*
- [71] ZL70100 Design Manual, Revision Number 0.3, Zarlink.
- [72] Choosing and Using Bypass Capacitors, <http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=199905522>
- [73] 4NEC2 Home Page, <http://home.ict.nl/~arivoors/>
- [74] Numerical Electromagnetics Code NEC2 unofficial home page, <http://www.nec2.org/>
- [75] GNU Octave, <http://www.gnu.org/software/octave/>
- [76] Inkscape, <http://www.inkscape.org/>
- [77] L^AT_EX, <http://www.latex-project.org/>
- [78] linSmith, <http://jcoppens.com/soft/linsmith/index.en.php>
- [79] The MathWorks, <http://www.mathworks.com/>
- [80] OrCAD PCB Design Tools, <http://www.cadence.com/products/orcad/index.aspx>
- [81] SMITH, <http://www.fritz.dellsperger.net/>
- [82] Subversion, <http://subversion.tigris.org/>