



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

---

# Sistema de comunicación acústica para redes de sensores inalámbricas subacuáticas en aguas someras

Octubre de 2013

---

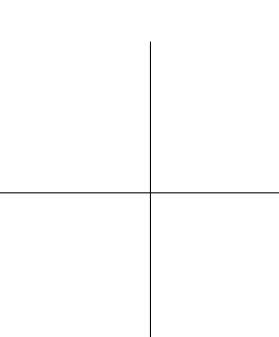
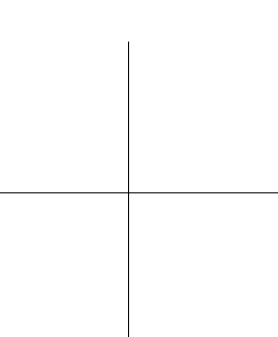
D. Antonio María Sánchez Matias

Directores:

Dña. Sara Blanc Clavero

D. Ángel Perles Ivars





---

*"No hay preguntas sin respuestas, sólo preguntas mal formuladas"*

Gracias a todo el mundo que, aunque sea de manera ínfima, ha contribuido a la consecución de esta tesis.



# Abstract

Underwater Wireless Sensor Networks (UWSN) will provide a variety of attractive working fields such as aquaculture, offshore exploitation, biological monitoring as well as water and seafloor pollution, seismic activity and ocean currents. A practical implementation of these applications will require spreading an important number of nodes to facilitate underwater monitoring by means of data acquiring, so it becomes a challenge to develop simple and reliable modem architectures to reduce both the cost in components and the developing time, still being efficient and robust.

This thesis is focused on the acoustic modem physical layer design for Underwater Acoustic Wireless Sensor Networks. The starting point is the definition of a modem architecture that includes, as a major novelty, an ultra-low power asynchronous wake-up system implementation for underwater acoustic transmission is presented. This feature enables a reduced power dissipation in stand-by mode ( $10 \mu\text{W}$ ).

To carry out this challenge and to help future new designs, a new methodology for modelling, simulating and experimenting in real scenarios has been created. The proposal is based on a specially designed modem, using the previous architecture definition, and the use of simulation tools and models that represent each of the elements of the communications as the water medium, physical transducers, electronics and coding/decoding software. The algorithms can be simulated in the modelling domain without requiring recoding and allowing to mix real pieces with modelled ones.

To extend nodes lifetime, this thesis is also focused on energy harvesting in wireless sensor networks. To enable cross-layer design in early design stages, a new numerical model for energy-harvesting for sensor nodes has been created: SIVEH. It allows fast simulation of long periods of time - days, weeks, months, or years - using real renewable energy sources data as solar radiation curves, wind speed, marine current speed, etc.

The final result is not only a concrete ultra-low power and average-performance acoustic modem for UWSN implementation enhanced with energy harvesting ca-

---

pabilities, the ITACA modem, but a design methodology to develop new reliable UWSN systems in the future.

# Resum

Les Xarxes de Sensors Inalàmbrics Subacuàtics és una tecnologia que generarà un gran impacte en una gran quantitat de àrees de treball com són l'acuicultura, l'explotació de recursos lluny de la costa, la monitorització biològica, així com el control de la contaminació, de l'activitat sísmica i els corrents marins. La implementació de les xarxes necessàries per a aquest tipus d'aplicacions requereixen de la instal·lació d'una gran quantitat de nodes, facilitant la monitorització ambiental per mitjà de l'adquisició de dades. Per tant, suposa un repte tecnològic desenvolupar mòdems amb arquitectures senzilles i robustes amb un preu reduït, però amb alta eficiència.

Aquesta tesi està centrada en el diseny de la capa física d'un mòdem acústic integrable en una Xarxa Acústica Subacuàtica. Com a punt de partida, es defineix una arquitectura que inclou, com a principal novetat, un sistema d'activació remot asíncron optimitzat per a la comunicació acústica de ultra baix consum energètic. Aquesta base permet plataformes amb un reduït consum en períodes d'inactivitat ( $10 \mu\text{W}$ ).

Per a enfrontar-se amb aquest repte i proporcionar la base per a futurs dissenys, s'ha creat una nova metodologia de treball per al modelat, la simulació i la experimentació de camp: IUmote. La proposta es basa en un mòdem especial, amb la arquitectura presentada, i l'ús de ferramentes de simulació i models per a cadascú dels elements relacionats amb la comunicació: canal de comunicació acústic subacuàtic, transductors, circuits electrònics i programari de processament de la senyal.

Per a estendre la vida útil dels nodes subacuàtics, esta tesi també es centra en la recollida d'energia en xarxes inalàmbrics de sensors. Per a permetre el diseny integral en les primeres etapes, s'ha creat un nou model numèric per a la simulació de xarxes de sensors amb capacitat de recollida d'energia: SIVEH. Gràcies a este model, es poden simular de manera ràpida llargs períodes de temps -dies, setmanes, mesos o inclús anys- utilitzant valors reals d'energia renovable disponibles en bases de dades, com són irradiació solar, velocitat del vent o dels corrents marins, etc.

---

El resultat final no és únicament la implementació concreta d'un mòdem per a Xarxes Acústiques de Sensors amb un baix consum i unes prestacions mitjanes al que s'ha dotat d'un mòdul de recollida d'energia, el mòdem ITACA; sinó una metodologia de disseny per a desenvolupar nous sistemes per a Xarxes Acústiques Subaquàtiques de manera eficient en el futur.



# Resumen

Las Redes de Sensores Inalámbricas Subacuáticas es una tecnología que generará un gran impacto en cantidad de áreas de trabajo como la acuicultura, la explotación de recursos lejos de la costa, la monitorización biológica, así como el control de la contaminación, de la actividad sísmica y las corrientes marinas. La implementación de las redes necesarias para este tipo de aplicaciones requiere de la instalación de un número importante de nodos, facilitando la monitorización ambiental por medio de la adquisición de datos. Por tanto, supone un reto tecnológico desarrollar módems con arquitecturas sencillas y robustas con un precio reducido, pero con alta eficiencia.

Esta tesis se centra en el diseño de la capa física de un módem acústico integrable en una Red Acústica Subacuática. Como punto de partida, se define una arquitectura que incluye, como principal novedad, un sistema de activación remota asíncrono optimizado para la comunicación acústica de ultra bajo consumo energético. Esta base permite plataformas con un reducido consumo en periodos de inactividad ( $10 \mu\text{W}$ ).

Para enfrentarse con este reto y proporcionar la base para diseños futuros, se ha creado una nueva metodología de trabajo para el modelado, la simulación y la experimentación de campo: IUmote. La propuesta se basa en un módem especial, con la arquitectura presentada, y el uso de herramientas de simulación y modelos para cada uno de los elementos relacionados con la comunicación: medio acústico subacuático, transductores, circuitos electrónicos y software de procesado de la señal. La metodología presentada se basa en la re-utilización de los diferentes bloques ya que se pueden intercambiar bloques de manera inmediata y mezclar elementos de simulación y hardware real.

Para extender la vida útil de los nodos subacuáticos, esta tesis también se centra en la recolección de energía en redes inalámbricas de sensores. Para permitir el diseño integral en las primeras etapas, se ha creado un nuevo modelo numérico para la simulación de redes de sensores con capacidad de recolección de energía: SIVEH. Gracias a este modelo se pueden simular de manera rápida largos periodos de tiempo -días, semanas, meses o incluso años- utilizando valores reales de energía

---

renovable disponibles en bases de datos, tales como irradiación solar, velocidad del viento o de la corriente marina, etc.

El resultado final no es únicamente la implementación concreta de un módem para Redes Acústicas Subacuáticas con un bajo consumo y unas prestaciones medias al que se le ha incorporado un módulo de recolección de energía, el módem ITA-CA; sino una metodología de diseño para desarrollar nuevos sistemas para Redes Acústicas Subacuáticas de manera eficiente en el futuro.

# Índice general

Abstract	I
Resum	III
Resumen	V
Tabla de Contenidos	VII
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Líneas de Investigación	5
1.3 Objetivos y Contribuciones de la Tesis	8
1.4 Estructura de la Tesis	8
2 Trabajo Relacionado	11
2.1 Breve Reseña Histórica	11
2.1.1 Redes Inalámbricas de Sensores	11
2.1.2 Comunicaciones Inalámbricas Subacuáticas	12
2.2 Comparativa de las Tecnologías Inalámbricas en el Ámbito Subacuático	13
2.2.1 Ondas de Radiofrecuencia	13
2.2.2 Comunicaciones Ópticas	14
2.3 Comunicaciones Acústicas	17
2.3.1 Velocidad de Propagación	17
2.3.2 Pérdidas de Propagación	18

2.3.3 Ruido . . . . .	21
2.3.4 Relación Señal-Ruido . . . . .	23
2.3.5 Modulación . . . . .	23
2.4 Estado del Arte de Módems Acústicos . . . . .	27
2.4.1 Módems Acústicos Comerciales . . . . .	27
2.4.2 Comparativa de Módems de Investigación . . . . .	38
2.5 Resumen y Conclusiones . . . . .	40
3 Propuesta de una Arquitectura de un Módem Acústico para Redes Inalámbricas de Sensores Subacuáticas . . . . .	43
3.1 Características de un Módem Acústico . . . . .	44
3.2 Arquitectura Propuesta para un Módem Acústico de una Red Acústica de Sensores . . . . .	45
3.2.1 Transductor Piezoeléctrico . . . . .	45
3.2.2 Acondicionamiento de la Señal . . . . .	47
3.2.3 Unidad de Procesamiento y Control . . . . .	49
3.2.4 Sincronización . . . . .	52
3.2.5 Sistema de Gestión de Energía . . . . .	53
3.2.6 Bloque de Expansión . . . . .	54
3.2.7 Interfaz de Usuario y Programación . . . . .	54
3.3 Resumen . . . . .	55
4 Metodología para el Diseño de Módems Acústicos . . . . .	57
4.1 Motivación . . . . .	57
4.2 Entorno de Trabajo IUmote . . . . .	59
4.2.1 Metodología de Trabajo Integrada . . . . .	59
4.2.2 Flujo de Diseño con IUmote . . . . .	63
4.3 Módulo Hardware para Pruebas Experimentales . . . . .	65
4.4 Resumen . . . . .	68
5 Sistema de Activación Remota Asíncrono (SARA) . . . . .	69
5.1 Introducción y Trabajo Relacionado . . . . .	70
5.2 Requisitos del Sistema de Activación Remota Asíncrona . . . . .	72
5.3 Propuesta de SARA basado en Tecnología RFID . . . . .	74
5.3.1 Receptor de la Señal de Activación Remota . . . . .	75

5.3.2 Señal de Activación Remota . . . . .	76
5.3.3 Transmisor de la Señal de Activación Remota . . . . .	77
5.4 Integración del módulo SARA en la Plataforma IUmote . . . . .	78
5.5 Propuesta para la Detección de Múltiples Señales de Activación Simultáneamente . . . . .	80
5.6 Resumen. . . . .	83
<b>6 Metodología para Adaptar SARA a un Módem Acústico</b> . . . . .	<b>85</b>
6.1 Motivación . . . . .	85
6.2 Metodología Genérica de Inter-conexión . . . . .	87
6.2.1 Red de Adaptación en Transmisión . . . . .	87
6.2.2 Red de Adaptación en Recepción . . . . .	88
6.2.3 Limitador de Voltaje. . . . .	92
6.3 Resumen. . . . .	93
<b>7 Módem ITACA: un nodo acústico para Redes Subacuáticas de Ultra-Bajo Consumo</b> . . . . .	<b>95</b>
7.1 Diseño de los Elementos del Módem . . . . .	96
7.1.1 Transductor Electro-Acústico . . . . .	97
7.1.2 Modulación . . . . .	100
7.1.3 Acondicionamiento de la Señal. . . . .	102
7.1.4 Red de Adaptación Multi-Receptor . . . . .	104
7.2 Evaluación . . . . .	106
7.2.1 Adaptación Multi-Receptor. . . . .	106
7.2.2 Consumo de Energía . . . . .	111
7.2.3 Rango de Funcionamiento. . . . .	113
7.2.4 Sistema de Activación Remota Asíncrono Acústico . . . . .	114
7.2.5 Análisis Comparativo a Través de la Potencia Normalizada . . . . .	120
7.3 Resumen. . . . .	123
<b>8 Propuesta de Algoritmo para la Corrección de los Efecto Multi-Camino y Doppler</b> . . . . .	<b>125</b>
8.1 Algoritmos de Corrección. . . . .	126
8.1.1 Corrección del efecto Doppler . . . . .	126
8.1.2 Ecuación de la Propagación Multi-Camino . . . . .	128

8.1.3 Formato de la Trama . . . . .	130
8.2 Resultados de Simulación. . . . .	131
8.3 Resultados Experimentales. . . . .	133
8.4 Resumen. . . . .	135
9 Propuesta para la Recolección de Energía en Redes Inalámbricas	137
9.1 Motivación y Trabajo Relacionado. . . . .	138
9.2 Propuesta de un Modelo Matemático. . . . .	140
9.2.1 Modelado de los Elementos Fundamentales . . . . .	140
9.2.2 Caracterización de las Cotas de Error . . . . .	144
9.2.3 Análisis Comparativo del Tiempo de Ejecución . . . . .	148
9.3 Recolección de Energía . . . . .	150
9.3.1 Energía Solar Foto-voltaica . . . . .	150
9.3.2 Energía de las Corrientes Marinas. . . . .	152
9.4 Aplicación del Modelo SIVEH a Circuitos de Recolección de Energía. . . . .	158
9.4.1 Prototipo Inicial Redes Inalámbricas de Sensores Terrestres . . . . .	160
9.4.2 Prototipo para Redes Acústicas Subacuáticas. . . . .	161
9.5 Implementación del Modelo SIVEH . . . . .	163
9.6 Verificación Funcional de SIVEH. . . . .	165
9.6.1 Recarga Solar . . . . .	165
9.6.2 Descarga del Súper-Condensador . . . . .	168
9.6.3 Experimentación en Campo Abierto . . . . .	169
9.7 Casos de Estudio . . . . .	173
9.7.1 Variación de Parámetros en RIS Terrestres . . . . .	173
9.7.2 Operación con Consumo de Energía Neutro en RAS . . . . .	174
9.8 Resumen. . . . .	180
10 Conclusiones, Publicaciones y Trabajo Futuro	183
10.1 Conclusiones . . . . .	183
10.2 Publicaciones Asociadas al Trabajo de la Tesis. . . . .	185
10.3 Trabajo Futuro. . . . .	187

A Listado de Transductores Comerciales y sus Características	189
A.1 Descripción de Parámetros . . . . .	189
A.2 Comparativa de Transductores Comerciales . . . . .	190
B Adaptación del SARA a las Redes Inalámbricas de Radio- Frecuencia	195
B.1 Detector de Señales de Activación Remota de RF . . . . .	195
B.1.1 Filtro SAW . . . . .	197
B.1.2 Demodulador de Frecuencia Intermedia . . . . .	198
B.1.3 Amplificador de Bajo Consumo . . . . .	199
B.1.4 Decodificador de la Señal . . . . .	200
B.2 Transmisor del SARA de RF . . . . .	200
Bibliografía	203
Agradecimientos	219





# Índice de figuras

1.1. Diagrama de bloques de un nodo de una RIS . . . . .	3
2.1. Coeficiente de absorción del agua del mar [Ape87] [Ars03] . . . . .	15
2.2. Transmitancia del agua salada en función de la escala de claridad del agua de N. G. Jerlov [Jer68] . . . . .	16
2.3. Datos de temperatura, salinidad y su impacto sobre la velocidad de transmisión de las ondas acústicas. Adquisición realizada en la estación Papa en el océano Pacífico (39°N, 146°W) en Agosto de 1959	18
2.4. Efectos debido a la variación de velocidad de propagación de las ondas acústicas en función de la profundidad - Imágenes extraídas de la Federación Americana de Científicos (FAS) [FAS] . . . . .	19
2.5. Comparativa de atenuación en función de la frecuencia (excepto para las comunicaciones ópticas) de la atenuación de las diferentes tecnologías utilizadas para la comunicación inalámbrica subacuática	20
2.6. Ejemplos de ruido en dB re $\mu\text{Pa}$ de las diferentes fuentes con diferentes valores de actividad . . . . .	22
2.7. Relación señal-ruido para una comunicación de banda estrecha en función de la frecuencia central y la distancia del enlace. Los parámetros utilizados son: factor de dispersión intermedio ( $k = 1,5$ ); velocidad de viento $w = 3m/s$ ; actividad de tráfico marítimo media ( $s = 0,5$ ) . . . . .	24
2.8. Diagrama de estados simplificado del funcionamiento de un nodo de una red inalámbrica subacuática . . . . .	33
2.9. Potencia Normalizada de los módems comerciales estudiados en la Tabla 2.2 en los estados de espera, recepción y transmisión. . . . .	35

2.10. Explicación del gráfico de estudio de la potencia normalizada con los casos propuestos. . . . .	37
2.11. Potencia Normalizada de los módems comerciales estudiados en la Tabla 2.2 con diferentes ciclos de trabajo. . . . .	39
3.1. Diagrama de Bloques Genérico de la Arquitectura de un Módem Acústico . . . . .	46
4.1. Diagrama de bloques de la plataforma IUmote . . . . .	60
4.2. Ejemplo de una traza sintética y una traza real obtenidas con el entorno IUmote . . . . .	62
4.3. Diagrama del flujo de diseño propuesto . . . . .	64
4.4. Diagrama de bloques del hardware del módem implementado para la plataforma IUmote . . . . .	66
5.1. Diagrama de bloques general del SARA . . . . .	74
5.2. Modulación de los símbolos en una modulación OOK . . . . .	77
5.3. Ejemplo de detección de un patrón por el chip AS3933 . . . . .	78
5.4. Modelo Simulink de un codificador OOK-Manchester . . . . .	79
5.5. Modelo Simulink de un decodificador OOK-Manchester con acondicionamiento de señal . . . . .	80
5.6. Ejemplo de detección de patrones múltiples utilizando el chip AS3933	81
5.7. Diagrama de estados simplificado para la detección de múltiples patrones simultáneamente . . . . .	82
6.1. Diagrama de bloques del módem acústico con SARA más relevante hasta la actualidad [WYH06] . . . . .	86
6.2. Diagrama de bloques de la arquitectura genérica propuesta . . . . .	88
6.3. Diagrama de bloques general de la red de adaptación en recepción	89
6.4. Divisor de potencia Wilkinson genérico . . . . .	90
6.5. Circuito equivalente de una línea de transmisión . . . . .	90

6.6. Divisor Wilkinso propuesto para módems acústicos con componentes discretos pasivos . . . . .	91
6.7. Transformador de impedancias capacitivo . . . . .	92
6.8. Limitador de Voltaje basado en Diodo . . . . .	93
7.1. Modelo de capas para el diseño básico de un módem acústico . . . . .	96
7.2. Coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) medido para el transductor HUMMIMBIRD XP 9 20 . . . . .	97
7.3. Impedancia del transductor HUMMIMBIRD XP: magnitud (izquierda) y fase (derecha) . . . . .	98
7.4. HUMMIMBIRD XP piezoelectric transducer RLC model . . . . .	99
7.5. Geometría del haz medida para el transductor HUMMIMBIRD XP 9 20 . . . . .	100
7.6. Diagrama de bloques e implementación en el módem ITACA de un PLL . . . . .	101
7.7. Esquema básico del amplificador diseñado de clase B con control digital de la etapa push-pull de salida (D_PP_B) . . . . .	104
7.8. Potencia de salida y eficiencia del amplificador de transmisión diseñado . . . . .	105
7.9. Etapa de acondicionamiento de la señal del receptor de datos . . . . .	105
7.10. Diagrama de conexión del chip AS3933 en el receptor de sistema de activación remota . . . . .	106
7.11. Red de adaptación propuesta para el módem ITACA con SARA . . . . .	106
7.12. Análisis frecuencial de los niveles de tensión en los nodos propuestos del sistema SIN la red de adaptación . . . . .	108
7.13. Análisis frecuencial de los niveles de tensión en los nodos propuestos del sistema CON la red de adaptación . . . . .	109
7.14. Tanque de agua para la experimentación con RAS en el laboratorio del instituto ITACA (dimensiones 2.4 x 0.6 x 0.6 m) . . . . .	110
7.15. Medida de voltaje en los diferentes nodos propuestos en el prototipo desarrollado . . . . .	111

7.16. Prototipo avanzado del módem ITACA . . . . .	112
7.17. Escenario de pruebas en el puerto de Gandía . . . . .	113
7.18. Escenario de pruebas en el puerto de Pobla de Farnals . . . . .	114
7.19. Correlación cruzada del patrón 0x00 . . . . .	115
7.20. Correlación cruzada entre los diferentes patrones . . . . .	116
7.21. Experimentos de fallos del SARA en el peor caso . . . . .	117
7.22. Energía consumida por las diferentes configuraciones con diferentes intervalos de generación . . . . .	118
7.23. Detalle del ahorro energético del SARA propuesto frente al presentado por Wills [WYH06] . . . . .	120
7.24. Potencia Normalizada de los módems comerciales estudiados en la Tabla 2.2 en los estados de espera, recepción y transmisión. Se incluye el módem ITACA obtenido . . . . .	121
7.25. Potencia Normalizada de los módems comerciales estudiados en la Tabla 2.2 con diferentes ciclos de trabajo. Se incluye el módem ITACA obtenido . . . . .	122
8.1. Diagrama de bloques detallado del algoritmo de entrenamiento . . . . .	127
8.2. Diagrama de bloques del algoritmo de ecualización multi-camino . . . . .	129
8.3. Formato propuesto de trama . . . . .	130
8.4. Entorno de simulación y resultados de probabilidad de error obtenidos	132
8.5. Convergencia del algoritmo de corrección propuesto . . . . .	134
9.1. Bloques básicos en los circuitos de recolección de energía: (a) Resistor, (b) Sumidero de corriente, (c) Convertidor DC-DC y (d) dispositivo lineal. . . . .	141
9.2. Curva de descarga del súper-condensador conectado a un convertidor DC-DC (Figura 9.1c) obtenida con SPICE y SIVEH . . . . .	149

9.3. Curva I-V de un panel solar. $I_{cc}$ es la corriente en corto-circuito, $V_{CA}$ es la tensión en circuito abierto, y las magnitudes en el punto de máxima potencia entregada por el panel son: $P_{mp}$ la potencia máxima entregada, $V_{mp}$ la tensión del panel a la que se obtiene esta potencia, $I_{mp}$ es la corriente entregada por el panel dicho punto . . .	151
9.4. Influencia de la irradiación solar en la curva I-V de un panel solar .	151
9.5. Caption for LOF . . . . .	153
9.6. Rectificador de Onda Completa basado en un Puente de Diodos . .	154
9.7. Relación entre la Velocidad de la Corriente y la Frecuencia Medida en el Prototipo de Generador . . . . .	154
9.8. Curvas de Caracterización I-V y P-V del Prototipo de Generador a partir de las Corrientes Marinas . . . . .	156
9.9. Esquema de un Generador Real Linear . . . . .	157
9.10. Diagrama de bloques simplificado de un circuito de recolección de energía genérico . . . . .	158
9.11. Diagrama de flujo de la implementación de SIVEH . . . . .	164
9.12. Comprobación del modelo de carga por dispositivo lineal en el laboratorio. $C=10F$ , $\Delta t=1s$ . . . . .	166
9.13. Comprobación del modelo de carga por dispositivo lineal propuesto en la sección . . . . .	166
9.14. Estimaciones de SIVEH comparadas con las medidas experimentales en el para RAS (sección 9.4.2). $C=5F$ , $\Delta t=1s$ . . . . .	167
9.15. Verificación del modelo para la descarga del súper-condensador para un nodo RIS-RF variando el periodo entre activaciones sucesivas .	169
9.16. Experimento de validación del modelo SIVEH utilizando el nodo de RIS terrestre . . . . .	171
9.17. Experimento de validación del modelo SIVEH utilizando el módem ITACA . . . . .	172
9.18. Estimaciones utilizando SIVEH de la resolución máxima. $C=50F$ , $\Delta t=1s$ . . . . .	174
9.19. Estimaciones utilizando SIVEH del tamaño del condensador necesario ante una resolución fijada de 1 ciclo/minuto, $\Delta t=1s$ . . . . .	175

9.20. Análisis de la tensión del súper-condensador para condiciones de corriente estática de $2 \frac{m}{s}$ , aplicando una política de ONE . . . . .	178
9.21. Evolución de la tensión del condensador según la aplicación de diferentes políticas de ONE . . . . .	179
B.1. Arquitectura global del SARA de radio-frecuencia . . . . .	196
B.2. Diagrama de bloques del receptor de la señal de activación remota de RF propuesto . . . . .	197
B.3. Espectro de la conversión desde RF (868 MHz) hasta una frecuencia intermedia flexible (15-150 kHz) . . . . .	198
B.4. Demodulador OOK basado en una bomba de carga de dickson de cinco etapas . . . . .	199
B.5. Ejemplo de una señal OOK con portadora de 868 MHz y moduladora de 125 kHz . . . . .	200
B.6. Algoritmo de generación de una señal con un patrón binario en OOK en Radio-Frecuencia . . . . .	201
B.7. Ejemplo de señal generada para los símbolos binarios '1' y '0' en OOK para el SARA de RF . . . . .	202

# Índice de tablas

2.1. Módems de radiofrecuencia comerciales. $V_{bin_{max}}$ es la velocidad de transmisión máxima, $D_{max}$ es el alcance máximo del módem, y $P_{TX_{max}}$ , $P_{RX_{max}}$ , $P_{inactivo}$ son las potencias en los estados de transmisión, recepción e inactivo. . . . .	14
2.2. Comparativa de Módems Acústicos Comerciales. $f_c$ es la frecuencia central de comunicación, A.B. es el Ancho de Banda utilizado, $V_{bin_{max}}$ es la velocidad de transmisión máxima, E.E. es la eficiencia espectral, $D_{max}$ es el alcance máximo del módem, y $P_{TX_{max}}$ , $P_{RX_{max}}$ , $P_{inactivo}$ , $P_{espera}$ son las potencias en los estados de transmisión, recepción, inactivo y el definido como <i>espera</i> respectivamente.	30
2.3. Comparativa de los módems de investigación. $f_c$ es la frecuencia central de funcionamiento, $V_{bin_{max}}$ es la velocidad binaria máxima alcanzada, $D_{max}$ es el alcance máximo del módem . . . . .	41
5.1. Estado del arte de los módulos de activación remota asíncrona de radio-frecuencia. Donde: $f_c$ es la frecuencia de la portadora, $d$ es la distancia máxima de detección y $V_{cc}$ , P, Sens son la tensión de alimentación, la potencia que consume y la sensibilidad (mínima potencia recibida que es posible decodificar) del módulo de recepción.	72
7.1. Distribución de recursos de un algoritmo PLL evaluada con IUmote	102
8.1. Probabilidad de error media medida experimentalmente con los algoritmos de corrección propuestos . . . . .	133

9.1. Modelos de Energía y SIVEH para los diferentes elementos básicos enunciadados en la sección 9.2, así como las expresiones analíticas de la cota de error . . . . .	148
9.2. Tiempo de ejecución (en segundos) de los modelos SPICE, Energético y SIVEH, simulando la descarga completa del súper-condensador en las condiciones descritas . . . . .	149
9.3. Condiciones de consumo del nodo inalámbrico durante los experimentos para la verificación de la descarga . . . . .	168
9.4. Condiciones de consumo del nodo inalámbrico durante los experimentos para la verificación de la descarga . . . . .	170
9.5. Resultados de las simulaciones ejecutando un algoritmo de ONE con condiciones estáticas de corriente marina . . . . .	177
A.1. Transductores piezo-eléctricos de la marca RESON [Res] . . . . .	190
A.2. Transductores piezo-eléctricos de la marca CTG [Che] . . . . .	191
A.3. Transductores piezo-eléctricos de la marca ITC [ITC] . . . . .	192
A.4. Transductores piezo-eléctricos de la marca AIRMAR [Air] (1/2) . . . . .	193
A.5. Transductores piezo-eléctricos de la marca AIRMAR [Air] (2/2) . . . . .	194



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Motivación

Estamos en la sociedad del conocimiento y de la información. No es necesario más que echar un vistazo a nuestro alrededor para darnos cuenta de que estamos rodeados por dispositivos electrónicos que, en general, elevan la calidad de vida del ser humano. Cada vez, y siguiendo la predicción de Moore del año 1965 [Moo65], sistemas electrónicos cada vez más complejos y con más funcionalidades, se implementan en dispositivos cada vez más pequeños. Tanto es así que computadores que hace menos de 50 años ocupaban espacios de varias salas, hoy los podemos tener en nuestra mano.

Este avance de la tecnología también es especialmente visible en el campo de las telecomunicaciones. Desde el uso de señales de humo o el tam-tam, pasando por la aparición del telégrafo eléctrico y el teléfono en el siglo XIX, las comunicaciones a distancia han evolucionado de una manera exponencial. En la actualidad, se pueden realizar comunicaciones de voz, imágenes y datos desde, prácticamente, cualquier punto del planeta sin la necesidad de estar físicamente conectado a un cable.

Pero no sólo las personas, o los seres vivos en general, tienen la necesidad de la inter-relación. La comunicación entre computadores (M2M) permite la creación de sistemas complejos distribuidos a partir del intercambio de información y la cooperación de diferentes sistemas inter-conectados entre sí.

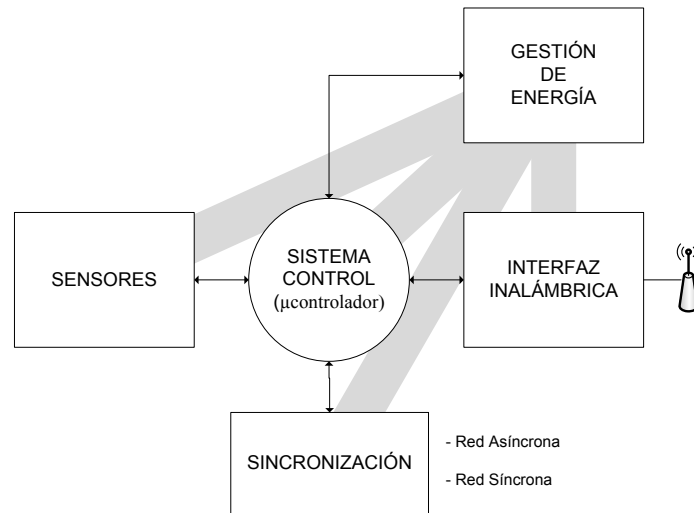
Bajo este marco surgen las redes de Inalámbricas de Sensores (RIS). Su filosofía consiste en utilizar una gran cantidad de sensores sencillos distribuidos de manera conveniente, para substituir a sensores de mayor complejidad. Con

esta aproximación se pretende reducir el coste final de la solución, sin por ello perder precisión en las medidas debido al cálculo distribuido de las mismas. Como consecuencia, el acceso a una información de mayor calidad se convierte en más asequible.

Cada una de estas unidades básicas distribuidas se conocen como nodos. La estructura básica de un nodo de una RIS se muestra en la Figura 1.1, siendo sus bloques fundamentales los siguientes:

- *Sensores.* Por la propia definición de RIS, este elemento es el central de este tipo de sistemas. Un sensor, en esencia, traslada el valor de una magnitud física (temperatura, humedad, presión, distancia, concentración, tiempo, etc.) en una señal eléctrica que se puede medir por un sistema electrónico y registrar. El registro de diferentes parámetros sirve de base para una gran cantidad de aplicaciones en diferentes campos.
- *Interfaz Inalámbrica.* Este sub-sistema es la principal diferencia entre las redes de sensores tradicionales y las RIS. Gracias a este bloque, la información registrada de los sensores se puede enviar a un elemento remoto sin la necesidad de desplegar una infraestructura previa. Este hecho permite topologías de red muy flexibles que se pueden adaptar a las necesidades de la aplicación concreta.
- Bloque de *Sincronización.* El acceso al canal compartido no es una tarea trivial. Los diferentes nodos tienen que establecer un protocolo para que la comunicación se establezca de manera ordenada y eficiente. Como ejemplos significativos, los nodos deben permanecer a la escucha si es que son los destinatarios de alguna información, o bien, dos nodos no deben transmitir al mismo tiempo para evitar colisiones. Dependiendo de la naturaleza de los protocolos, se pueden dividir las redes en síncronas o asíncronas.
- Bloque de *Gestión de Energía.* Debido a la comunicación inalámbrica, los nodos pueden distribuirse de manera flexible y suelen estar alimentados por baterías. Recientes investigaciones demuestran que es incluso posible que estas redes trabajen de manera perpetua a partir de fuentes renovables como sol, viento, mareas, vibraciones, etc.
- *Bloque de Control.* Por último, se necesita un elemento que coordine el funcionamiento de todos los anteriores. En actualidad, los sistemas basados en el control digital a partir de microprocesadores empotrados se pueden encontrar en casi la totalidad de sistemas que nos rodean, substituyendo a alternativas tradicionales. Entre los motivos, la simplicidad, la flexibilidad y el reducido precio de los mismos.

Las RIS han experimentado un extraordinario impulso durante estas últimas décadas, no sólo en el ámbito académico y científico, sino también en el ámbito



**Figura 1.1:** Diagrama de bloques de un nodo de una RIS

industrial. De hecho, las RIS han sido catalogadas como una de las tecnologías más prometedoras, incluso siendo catalogada como una de las 21 tecnologías más importantes del siglo XXI por la revista *Business Week* [Bus99].

Recientemente, las redes de sensores inalámbricas se han extendido a entornos de trabajo submarinos (Redes Inalámbricas de Sensores Subacuáticas o RISS). Cabe remarcar que los primeros congresos específicos en oceanografía de instituciones como IEEE y ACM datan de 2005 y 2006 respectivamente [IEE] [ACM].

Aunque las redes inalámbricas subacuáticas, al igual las terrestres, aparecen durante la primera mitad del siglo XX, la implantación en el medio subacuático es significativamente más lenta. Por un lado, los avances en redes terrestres, basadas fundamentalmente en la tecnología de radio-frecuencia, no se pueden aplicar debajo del agua, puesto que la atenuación es muy grande especialmente en agua salda. Por tanto, las RISS presentan un reto diferente en el que es preferible la comunicación acústica. La problemática asociada al uso de señales que se propagan a una velocidad varios órdenes de magnitud por debajo que la luz ( $1500 \frac{m}{s}$  frente a  $3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$ ).

Existen infinidad de proyectos de investigación recientes en los que las RISS se aplican como tecnología base para la consecución de diferentes objetivos [Hér; The; BS; Raj+08; Fou+09]. Los diversos campos en los que esta tecnología tiene una relevante importancia se listan a continuación [APM05]:

- *Medición en entornos oceánicos.* La combinación de redes de sensores y vehículos no tripulados, aumentan el potencial de observación y predicción de las características de este entorno.
- *Monitorización ambiental.* Utilizando esta tecnología se pueden realizar medidas de agentes contaminantes (químicos, biológicos, nucleares, etc.). Variables comúnmente registradas son: temperatura, humedad, salinidad, presión, mareas, viento, etc. Estos datos son fundamentales en aplicaciones como la predicción meteorológica avanzada, detección del cambio climático, predicción de los efectos de la actividad humana en determinados ecosistemas, monitorización biológica (como la localización de microorganismos o bancos de peces), etc.
- *Exploración del fondo marino.* Procesos como la detección de oleoductos y otras reservas, el despliegue y mantenimiento de cables submarinos, etc. se pueden apoyar en datos recogidos con RISS.
- *Prevención de catástrofes.* Las RISS ya se han aplicado al registro de la actividad sísmica en regiones remotas, así como para el estudio de los maremotos.
- *Navegación asistida.* Las redes de sensores inalámbricas pueden ser utilizadas como balizas para la señalización de zonas peligrosas para la navegación. Además, en caso de navegación autónoma, se puede utilizar este tipo de tecnología para asistir en el proceso de localización.
- *Vigilancia táctica distribuida.* En combinación con robots subacuáticos no tripulados, se pueden implementar sistemas de vigilancia, reconocimiento y detección. Comparado con los sónares tradicionales, la precisión que se puede alcanzar con este tipo de soluciones es mucho mayor. Además, se pueden detectar y clasificar los objetos, dotándolos de identificadores acústicos.

En este marco surgen dos proyectos de investigación en RISS, financiados por el gobierno español, en los que el Instituto ITACA participa desde 2007:

- *Diseño, Evaluación e Implementación de una Red Subacuática de Sensores (DPI2007-66796-C03-01).* Durante este proyecto se sentaron las bases para el despliegue de una RISS.

- *Sensorización Ambiental Subacuática para la Inspección y Monitorización de Explotaciones de Acuicultura Marina (CTM2011-29691-C02-01)*. Este proyecto surge como la continuación del proyecto anterior, con el objetivo de la integración de vehículos no tripulados asistidos por RISS.

Como objetivo final de estos dos proyectos, se pretenden monitorizar y controlar explotaciones de acuicultura marina situadas lejos de la costa. Estas explotaciones son de gran interés ya que presentan un menor impacto ambiental y una mayor productividad, debido al gran intervalo de agua en mar abierto. Sin embargo, esta aplicación presenta una serie de desafíos tecnológicos: las instalaciones están más expuestas a los rigores del mar abierto, lo que hace necesario un mantenimiento más intensivo que en el caso de la acuicultura cercana a la costa; la distancia a la costa encarece los trabajos de mantenimiento que se han de realizar in-situ. Así, el control de una serie de parámetros de manera remota reduciría los costes de este tipo de explotaciones, mejorando la competitividad de este tipo de cultivo.

La imposibilidad de encontrar, dentro de los dispositivos del estado del arte en RISS, una solución que consiga reunir unas condiciones mínimas para el despliegue de una red de manera asequible por el usuario final, son la motivación de estos proyectos de investigación y, en última instancia, de la elaboración de esta tesis. El objetivo común es el desarrollo de la tecnología para que redes con un precio reducido, un consumo energético que reduzca el mantenimiento al mínimo y una velocidad de transmisión adecuada para las aplicaciones finales, se conviertan en una realidad.

## 1.2 Líneas de Investigación

El Área de Redes de Sensores y Sistemas Empotrados (RS-SE) del Instituto ITACA es un grupo de excelencia dedicado a la investigación científica y aplicada, a las iniciativas tanto de transferencia como de desarrollo tecnológico, en el campo de las redes inalámbricas de sensores y redes de datos, control y monitorización, y en sistemas empotrados. Adicionalmente, también ofrece servicios de consultoría, diseño de sistemas y estudios de viabilidad en proyectos de desarrollo tecnológico en todos los sectores de aplicaciones de las tecnologías de redes de sensores y sistemas empotrados.

El Área está compuesta principalmente por personal universitario especialistas en Ingeniería Informática, Industriales y Telecomunicaciones, con investigadores contratados, técnicos altamente cualificados y estudiantes universitarios. Este equipo, con más de 25 años de actividad, tiene estrechos lazos con la industria nacional y europea y cuenta con los más completos laboratorios tanto de software como de hardware para afrontar el diseño y construcción de todo tipo de prototipos y siste-

mas. Al mismo tiempo, ITACA cuenta con los recursos apropiados para desarrollar proyectos de acuerdo con los requerimientos de la industria.

RS-SE desarrolla su actividad científica y desarrollo tecnológico dentro de los programas competitivos con financiación autonómica, nacional y europea. El grupo disemina los resultados de investigación a través de publicaciones en revistas Internacionales, conferencias, patentes, y con la participación en organizaciones profesionales.

Las líneas de investigación del área RS-SE se detallan en los siguientes apartados:

1. **Redes Inalámbricas de Sensores (RIS).** En esta línea se investiga en varios temas relacionados con las RIS: Algoritmos de Encaminamiento, Tolerancia a Fallos, Algoritmos de Plug and Play, Algoritmos y sistemas para la mejora del consumo energético, Algoritmos de reprogramación de nodos, Diseño de nodo de ultra bajo consumo, Circuitos y sistemas de Wake-Up, Diseño e implementación de plataformas para RIS (nodos: sensores, routers, sumideros, etc), y Redes IPv6, y Diseño de todo tipo de aplicaciones.
2. **Redes Industriales de Datos, Control y Monitorización.** La línea de investigación basa su actividad en el estudio e implementación de sistemas de comunicaciones industriales, empleados para el control y transmisión de datos en entornos de producción.
3. **Redes de Sensores Subacuáticas.** En esta línea se investiga en temas similares a las RIS terrestres más en el diseño y desarrollo de módems acústicos, diseño de los nodos para ambientes marinos, aplicaciones de los mismos a sistemas de acuicultura marina, etc.
4. **Diseño de Sistemas Empotrados de Alta Fiabilidad.** En esta línea se desarrollan e implementan en hardware y software sistemas y arquitecturas altamente fiables.
5. **Sistemas de Recolección de Energía (Energy Harvesting).** En esta línea se Investiga en nuevos métodos y técnicas para la generación de energía que alimenten nodos de RIS terrestres y subacuáticas a partir del medio ambiente, ya sea por energía solar, vibraciones, gradientes de temperatura, etc.
6. **Sistemas de mejora de prestaciones en Sistemas de T.R. con memoria Cache.** El objetivo de esta línea de investigación es incorporar las mejoras de diseño de los procesadores modernos, en concreto las memorias caché, en sistemas de tiempo real críticos.

Los proyectos de investigación en los que ha participado desde el 2008, año de inicio del trabajo de esta tesis son, en orden cronológico:

- **DEPENDABLE DESIGN AND MANUFACTURING FOR EMBEDDED SYSTEMS: D2MEMSYSEURIPIDES EURIPIDES PORJECT NUMBER: EUR-06.113**  
Fecha inicio: 10/04/2008 Fecha fin: 10/01/2009  
Referencia: TSI-020400-2008-8  
Fecha inicio: 01/01/2007 Fecha fin: 01/04/2008  
Referencia: FIT-330105-2007-16  
Entidad financiadora: MINISTERIO DE INDUSTRIA, TURISMO Y COMERCIO
- **DISEÑO, EVALUACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UNA RED SUBACUÁTICA DE SENSORES.**  
Fecha inicio: 01/10/2007 Fecha fin: 01/10/2010  
Referencia: DPI2007-66796-C03-01  
Entidad financiadora: MINISTERIO DE EDUCACIÓN
- **INVESTIGACIÓN BÁSICA FUNDAMENTAL SOBRE TECNOLOGÍAS CONSTITUTIVAS DE UN SISTEMA DE RED INALÁMBRICA DE SENSORES Y SU APLICACIÓN PARA EL DESARROLLO DE UNA PLATAFORMA DE REDES INALÁMBRICAS DE SENSORES**  
Fecha inicio: 01/03/2009 Fecha fin: 01/03/2011  
Referencia: PET2008-0011  
Entidad financiadora: MINISTERIO DE EDUCACIÓN
- **INVESTIGACIÓN EN LA MEJORA DE LA CONFIABILIDAD DE APLICACIONES BASADAS EN WSN MEDIANTE EL DESARROLLO DE UNA PLATAFORMA HÍBRIDA DE MONITORIZACIÓN**  
Fecha inicio: 01/01/2012 Fecha fin: 31/12/2014  
Referencia: TIN2011-28435-C03-01  
Entidad financiadora: MINISTERIO DE ECONOMÍA Y COMPETITIVIDAD
- **SENSORIZACIÓN AMBIENTAL SUBACUÁTICA PARA LA INSPECCIÓN Y MONITORIZACIÓN DE EXPLOTACIONES DE ACUICULTURA MARINA**  
Fecha inicio: 01/01/2012 Fecha fin: 31/12/2014  
Referencia: CTM2011-29691-C02-01  
Entidad financiadora: MINISTERIO DE ECONOMÍA Y COMPETITIVIDAD

Esta tesis doctoral, se enmarca dentro de los objetivos del grupos 3 y 5 fundamentalmente, relacionados con las redes de sensores inalámbricas subacuáticas y la recolección de energía. Pero como se irá detallando a lo largo de este documento, también existen ciertos trabajos, que están inter-relacionados relacionados con la línea de investigación en redes de sensores inalámbricas terrestres.

### 1.3 Objetivos y Contribuciones de la Tesis

El objetivo principal de la tesis consiste en la investigación, en la mejora del diseño, implementación y validación de un sistema de transmisión y recepción acústica submarina como soporte para el despliegue de redes de sensores subacuáticas.

De este objetivo principal derivan una serie de objetivos secundarios más específicos y que pretenden abordar la problemática concreta asociada para la consecución del objetivo principal. Estos son:

1. Diseño de un módem acústico de bajo consumo, optimizado para la comunicación en aguas someras.
2. Investigación en técnicas de diseño para la reducción del coste final del módem, habilitando el concepto de red de sensores.
3. Diseño de algoritmos optimizados para el despliegue del módem diseñado en aguas someras.
4. Estudio de los algoritmos de filtrado y corrección en el procesamiento de la señal que garanticen la recepción de información emitida tanto desde elementos inmóviles, así como móviles.
5. Optimización energética del diseño. Para ello se deberán abordar los procesos de transmisión, recepción y procesado. Asimismo, se deberá considerar la posibilidad de recolección de energía a partir de fuentes naturales accesibles en el medio acuático.
6. Creación de herramientas de evaluación de las prestaciones del enlace, previo al despliegue de la red. Las prestaciones de este entorno pueden ser mejoradas mediante la retroalimentación con el sistema de comunicaciones definitivo.

### 1.4 Estructura de la Tesis

La presente tesis se estructura en 10 capítulos, en los que se desarrollan el trabajo realizado para la consecución de los diversos objetivos planteados.

En el capítulo 2 se presenta un estudio exhaustivo sobre el estado del arte de las RISS, desde sus inicios, hasta el momento actual. A lo largo de sus diferentes



secciones se justifica la elección de la tecnología acústica en el medio subacuático, frente a la radio-frecuencia o las señales ópticas, discutiéndose las características fundamentales de cada una de ellas. También, se presentan y comparan los nodos existentes para desplegar este tipo de redes desarrollados, tanto por la comunidad científica, como por empresas del sector. Para comparar las prestaciones de las diversas soluciones, se introduce el concepto de potencia normalizada y se utiliza para realizar un análisis comparativo a partir de datos objetivos.

En el capítulo 3 se presenta una arquitectura para el hardware del módem acústico. Para la concepción de dicha estructura se han tenido en cuenta las restricciones presentadas para este tipo de sistemas. Dentro de la descripción en detalle de los diferentes bloques, se introducen los hitos a cumplir para el cumplimiento de dichas restricciones.

En el capítulo 4 se describe la metodología de trabajo creada para el trabajo con módems acústicos: IUmote. Ésta combina herramientas de simulación de circuitos electrónicos, algoritmos y propagación de la señal acústica integrada, una plataforma física para el desarrollo y experimentación en escenarios reales y un flujo de trabajo para facilitar las tareas en los diferentes aspectos a considerar a la hora de desarrollar un módem acústico.

En el capítulo 5 se introduce el concepto de Sistema de Activación Remota Asíncrono (SARA). Este mecanismo permite elaborar políticas de acceso al medio común de alta eficiencia energética. Gracias a este tipo de sistemas, los nodos de la red pueden permanecer en un estado de bajo consumo de energía en tanto en cuanto no se requiere de una acción por su parte. Como se especifica, se puede solicitar la actividad de un determinado nodo a través de una señal inalámbrica con unas características específicas.

En el capítulo 6 se describe, de manera general, la problemática asociada al diseño hardware de un módem acústico con un sistema SARA. Este problema es de gran importancia e implica una gran innovación al existir únicamente un trabajo previo de investigación en este campo [WYH06]. Durante las diferentes secciones se discuten tanto una arquitectura genérica, como una metodología de diseño para la solución de este problema.

En el capítulo 7 se presenta el diseño de un módem acústico que incorpora SARA, y que cumple con las especificaciones planteadas en los objetivos de esta tesis: ultra-bajo consumo, bajo coste, prestaciones moderadas y desplegable en un escenario de aguas someras. Para ello, se desarrollan con una metodología de diseño transversal los diferentes bloques involucrados en este sistema de comunicaciones (acondicionamiento, modulación, ecualización del canal, etc.), apoyándonos tanto en la plataforma IUmote, como en los conceptos planteados en el resto de secciones. La solución presentada se evalúa de manera intensiva, tanto con datos de simulación, como de varios experimentos en instalaciones marinas.

En el capítulo 8, se presenta y evalúa un algoritmo para la ecualización, algoritmo de procesado de la señal que permite al nodo de la red corregir la distorsión producida por la propagación multi-camino y por el efecto Doppler en el canal acústico subacuático. El algoritmo resultante resuelve la problemática con muy baja complejidad computacional, lográndose los objetivos de consumo.

En el capítulo 9 se plantea cómo las redes inalámbricas pueden extender su ciclo de vida utilizando las fuentes de energía renovable. Para el apoyo en la investigación, se ha creado un modelo de simulación para redes inalámbricas de sensores (terrestres o subacuáticas) que alcanza un compromiso óptimo entre velocidad de simulación y precisión de los resultados. Asimismo, se han desarrollado dos prototipos, uno de ellos específicamente concebido para las RISS. El modelo se valida tanto con otros simuladores de referencia (SPICE), como con los datos de los experimentos realizados con los prototipos. El resultado final es una plataforma integral para el trabajo con redes inalámbricas subacuáticas con capacidad de recolección de energía.

Por último, en el capítulo 10, se dan las conclusiones, evaluando la consecución de los objetivos planteados. Se listan también las publicaciones derivadas de este trabajo tanto en revistas, como en congresos internacionales. Puesto que la tesis es parte de una investigación en marcha, se exponen las líneas futuras que se derivan a partir de los resultados presentados.

## Capítulo 2

# Trabajo Relacionado

En este capítulo se pretende realizar una primera revisión al trabajo realizado en el campo de las redes de sensores subacuáticas. También, a lo largo de los diferentes capítulos se realizará un estudio sobre el estado del arte enfocado a los diferentes aspectos concretos.

Así, en la sección 2.1 se realizará un breve repaso a los orígenes de las redes inalámbricas de sensores, tanto terrestres, como subacuáticas. En la sección 2.2 se presentan las diferentes tecnologías empleadas para desarrollar las redes subacuáticas de sensores en función de la naturaleza de las ondas empleadas, haciéndose un especial hincapié en las redes subacuáticas acústicas en la sección 2.3 y en su estado del arte, presentado en la sección 2.4.

### 2.1 Breve Reseña Histórica

#### 2.1.1 Redes Inalámbricas de Sensores

Aunque las Redes de Inalámbricas de Sensores (RIS) se han constituido como un campo de investigación muy prometedor en la última década del siglo XX, los primeros antecedentes de las redes de sensores son sistemas con una larga trayectoria y se han convertido en una tecnología muy consolidada.

En los orígenes, la investigación en esta tecnología se orientó, fundamentalmente, a aplicaciones militares. Así, las redes de radares desplegadas durante la Guerra Fría son el primer embrión de las actuales redes de sensores. Las redes de radares fueron creciendo a lo largo de los años incluyendo aerostatos y sistemas de control y aviso

del tráfico aéreo. Una vez desplegada la red, las aplicaciones pueden diversificarse con ejemplos concretos como la lucha anti-droga [CK03].

Podemos considerar, sin embargo, que la investigación moderna en redes de sensores comienza alrededor de 1980 con el programa estadounidense DSN (Distributed Sensor Networks), en la agencia DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency), también encargada del desarrollo original de lo que hoy se conoce como Internet. Se pretendía desarrollar una red de nodos sensores de bajo coste, distribuidos espacialmente y que colaboraran entre ellos para operar de una manera autónoma, transfiriendo la información al nodo que mejor uso pudiera hacer de la misma. Como se publicó en 1978 [Dep78], DSN consiguió tasas de transferencia de entre 300 y 9600 baudios (Bd) con enlace acústico, donde colaboraron prestigiosas instituciones como la Carnegie Mellon University (CMU) de Pittsburgh, el Massachusetts Institute of Technology (MIT) y la Advanced Decision Systems (ADS) de Mountain View. Los descubrimientos fueron reconocidos como de gran utilidad por instituciones militares, que constituyeron un componente fundamental de lo que hoy se conoce como “guerra centrada en redes” [AGS99]. A partir de ese momento y hasta la actualidad, se han desarrollado una gran cantidad de aplicaciones de RIS para aplicaciones militares.

### 2.1.2 Comunicaciones Inalámbricas Subacuáticas

De manera paralela a las redes de sensores en el ámbito terrestre, las redes de sensores aplicadas al ámbito subacuático también tienen un cierto recorrido histórico.

Entre los primeros sistemas de comunicación acústica encontramos el “Gertrude” o la comunicación de voz entre submarinos desarrollado por los Estados Unidos al final de la Segunda Guerra Mundial (1945) y todavía en uso. El sistema propuesto utilizaba una modulación analógica en amplitud con una banda de frecuencia que abarcaba entre los 2 y los 15 kHz [Chi+08].

Durante la Guerra Fría también se desarrollaron diversos sistemas basados en redes inalámbricas subacuáticas. Como por ejemplo el sistema SOSUS (Sound Surveillance System), un sistema de sensores acústicos (hidrófonos) situados estratégicamente en el fondo oceánico para localizar submarinos soviéticos silenciosos. Esta red está todavía en uso por la organización estadounidense NOAA (National Oceanographic and Atmospheric Administration) para monitorizar eventos oceánicos como por ejemplo actividad sísmica y animal [NC94].

Fue en la década de los 60, cuando se investigó en los principios de la señalización y la modulación para canales imperfectos. En concreto, se enunció la limitación del ancho de banda en canales no compensados con respecto a la dispersión del retardo de propagación de la señal. De este modo, por la naturaleza de la reverberación presente en el canal acústico en océanos, la tasa de transmisión sin ningún tipo de

procesado sería muy baja y se necesitarían técnicas adicionales y energéticamente costosas para aumentarlo [Chi+08].

## 2.2 Comparativa de las Tecnologías Inalámbricas en el Ámbito Subacuático

La tecnología acústica es la que tiene mayor potencial para propagar la señal inalámbrica en el ámbito subacuático [Ben10] [APM05]. Para justificar su elección, en esta sección se van a analizar las tres tecnologías más prometedoras en el ámbito terrestre y subacuático: las ondas de radiofrecuencia, las comunicaciones ópticas y las comunicaciones acústicas.

### 2.2.1 Ondas de Radiofrecuencia

Se definen las ondas de radiofrecuencia como las ondas electromagnéticas con una frecuencia menor a los 300 GHz. Estas ondas se propagan como una variación del campo electromagnético cuando las cargas eléctricas oscilan o aceleran.

El principal escollo que encuentra este tipo de tecnología en su aplicación en el ámbito subacuático, y especialmente el marino o el oceánico, es la conductividad del agua salada.

Aunque el agua pura es un aislante, el agua que se puede encontrar en la naturaleza contiene partículas en suspensión (especialmente sales minerales disueltas), que la convierten en un conductor de la corriente eléctrica.

Se puede afirmar que, cuanto mayor es la conductividad de un material, mayor es la atenuación de las señales de radiofrecuencia que lo atraviesan. Este fenómeno se produce debido a que las ondas que se propagan, según las Leyes de Maxwell, son la combinación de la propagación de una onda eléctrica y una onda magnética que oscilan perpendicularmente entre sí y en un plano ortogonal a la dirección de avance de la onda.

Así, como se enuncia en la ecuación 2.1, cuanto mayor es la conductividad ( $\sigma$  en S/m) de un material, mayor es la atenuación que se produce del campo magnético ( $\alpha$  en dB/m) y, por tanto, de la onda propagada [Moo67]. Como ejemplos, la conductividad media del agua salada se considera de 4 S/m y del agua dulce unos pocos mS/m [Rho07].

$$\alpha = 0,0173\sqrt{f\sigma} \quad (2.1)$$

Como también se puede extraer de la ecuación 2.1, la atenuación depende de la frecuencia de la señal utilizada ( $f$  en Hz). En la literatura se enuncia que sólo ondas de entre 30 y 300 Hz son candidatas para aplicaciones subacuáticas [APM05] [Bas+13a]. Este rango de ultra-baja frecuencia obliga a que el tamaño de las antenas necesarias sea desmesurado para obtener una eficiencia de radiación óptima.

Los estudios más recientes en módems utilizando radiofrecuencia han demostrado que señales de entre 1 y 20 MHz han podido cubrir enlaces de 100 metros a velocidades superiores a 1 Mbps, utilizando dipolos (sin contacto con el agua para mejorar la eficiencia de radiación) con potencias de transmisión de aproximadamente 100 W [Luc+04] [ASS04].

El primer módem comercial data de 2006 y se conoce como SeaText (de la compañía Wireless Fibre Systems [WFS]). Se han alcanzado velocidades de 100 bps en enlaces de varias decenas de metros. Esta misma compañía, en colaboración con otras empresas líderes del sector como son Tritech [Tri] y Konsberg [Kon], también han diseñado el módem de RF SeaTooth, que puede cubrir enlaces de un metro con velocidades de 156 kbps y cuyas prestaciones se muestran en la Tabla 2.1.

**Tabla 2.1:** Módems de radiofrecuencia comerciales.  $V_{bin,max}$  es la velocidad de transmisión máxima,  $D_{max}$  es el alcance máximo del módem, y  $P_{TX,max}$ ,  $P_{RX,max}$ ,  $P_{inactivo}$  son las potencias en los estados de transmisión, recepción e inactivo.

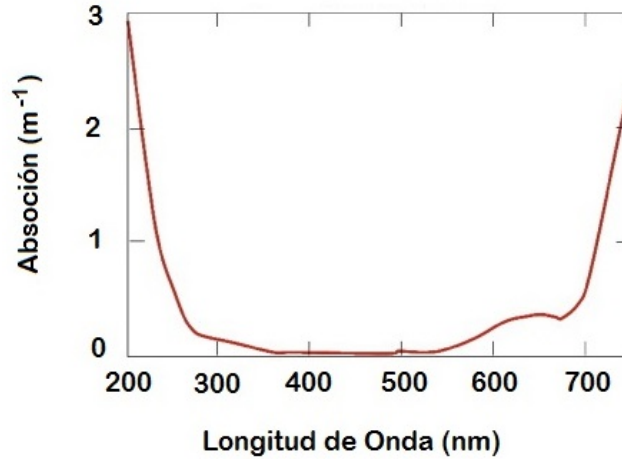
Compañía	Módem	$V_{bin,max}$ (bps)	$P_{TX,max}$ (W)	$P_{RX,max}$ (W)	$P_{inactivo}$ (mW)	$D_{max}$ (m)
WFS Subsea	Seatooth S100	2400	7	0,6	0,3	10
	Seatooth S200	100	16	4	5	40
	Seatooth S300	25000/ 156000	15,84	4,56	50	7

### 2.2.2 Comunicaciones Ópticas

Las comunicaciones ópticas están basadas en la transmisión de ondas electromagnéticas en el espectro visible, en concreto en señales con longitudes de onda de entre 400 nm (luz azul) y 700 nm (luz roja).

La Ley de Beer, expresada en la ecuación (2.2), relaciona la potencia (expresada en W) o la intensidad (expresada en  $W/m^2$ ) observada a una determinada longitud de onda ( $\lambda$ ) en un receptor ( $I$ ) situado a una distancia  $d$  (expresada en metros) de una fuente de potencia o intensidad  $I_0$ .

$$I(\lambda) = I_0(\lambda)e^{-\kappa(\lambda)d} \quad (2.2)$$



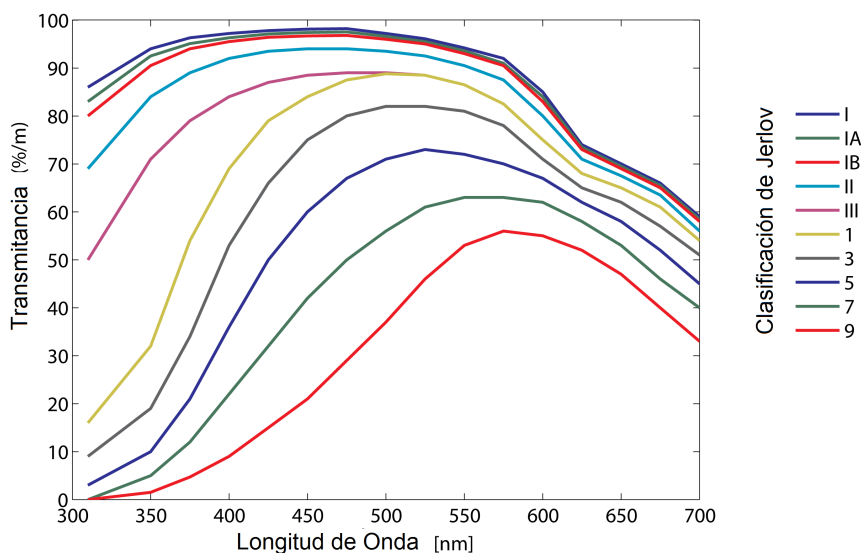
**Figura 2.1:** Coeficiente de absorción del agua del mar [Ape87] [Ars03]

En (2.2) también se encuentra un coeficiente de atenuación ( $\kappa(\lambda)$ ), que se puede aproximar por la expresión 2.3 [IHN06]. De esta ecuación se puede extraer que la atenuación depende fundamentalmente tanto de la absorción del agua ( $\alpha(\lambda)$ ), como de la turbidez ( $\zeta(\lambda)$ ), esta última medida recoge la dispersión de la luz producida por las partículas en suspensión en el agua, despreciándose la dispersión por parte de las moléculas de agua y la absorción producida por los elementos en suspensión.

$$\kappa(\lambda) = \alpha(\lambda) + \zeta(\lambda) \quad (2.3)$$

La absorción del agua salada pura,  $\alpha(\lambda)$  se muestra en la Figura 2.1, que ha sido extraída de [Ape87] [Ars03]. Además de la absorción del espectro cercano al color rojo (700 nm) debido a la absorción del propio  $H_2O$ , existen otras sales disueltas como  $NaCl$ ,  $MgCl_2$ ,  $Na_2SO_4$ ,  $CaCl_2$  y  $KCl$  que absorben otras frecuencias determinadas. Cabría esperar una potencial banda de transmisión entre los 400 y 500 nm (la región entre el verde y el azul) debido a la menor absorción de la misma.

Sin embargo, como se enuncia en la ecuación (2.2), la atenuación también está relacionada con la turbidez del agua. Existen partículas orgánicas e inorgánicas suspendidas en el agua que contribuyen a la dispersión del haz de luz como se puede extraer de la teoría general de dispersión de Mie [Ker69]. En 1976, N. G. Jerlov publicó un sistema de clasificación de la claridad del agua [Jer68] que se muestra en la Figura 2.2. Esta escala clasifica las aguas en oceánicas o profundas (grupos I a III) y aguas someras o costeras (grupos 1 a 9), en orden decreciente de



**Figura 2.2:** Transmitancia del agua salada en función de la escala de claridad del agua de N. G. Jerlov [Jer68]

transmitancia. De esta gráfica se concluye que en aguas costeras, con mayor turbidez, la atenuación debido a este concepto es máxima y, por tanto, la comunicación será muy poco eficiente en términos de potencia.

Sirva como referencia el experimento llevado a cabo por la Universidad Estatal de Carolina del Norte en 2005, en el que se observó que únicamente el 10% de la señal transmitida fue recibida en un enlace de 15 m en las aguas del mar Báltico (categoría 3 en la escala de Jerlov) [Cha05].

Debido a la fuerte dependencia del medio en el que se va a desplegar el sistema, hay una disparidad entre los resultados de la investigación y los dispositivos comerciales disponibles.

Los mejores resultados de investigaciones relacionados con esta tecnología son de enlaces de 100 metros en un tanque de agua y 10 metros en mar abierto con aguas poco turbidas con tasas de 10Mbps [Fai+06].

Sin embargo, actualmente sólo se puede encontrar en el mercado dos módems subacuáticos basado en comunicaciones ópticas:



- *AQUAmodem Op1* de la marca Aquatec Group [Aqu]. Este módem transmite con una fuente en cyan, con una interfaz RS232 de 19200 baudios y es capaz de alcanzar 1 metro de distancia.
- *OM-1000* de la compañía Omni Instruments [Omn]. Esta solución proporciona enlaces desde 9600 hasta 57600 baudios en modo transparente (a través de una interfaz RS232), con un consumo de potencia de 102 mW. Aunque se especifica que es sumergible hasta 4000 metros, no se proporciona ninguna información adicional con respecto al espectro de luz utilizado, ni a la distancia alcanzada.

Como se puede observar, los resultados obtenidos utilizando este tipo de tecnología son muy discretos para el despliegue de una RIS.

## 2.3 Comunicaciones Acústicas

Como se ha demostrado a lo largo de la sección 2.2, los enlaces obtenidos con las tecnologías de radiofrecuencia y óptica son de una distancia que no permiten el despliegue de redes de sensores que cubran una distancia de unos cientos de metros con un consumo de energía aceptable. Es por eso que la tecnología más adecuada y en la que se han realizado una mayor cantidad de esfuerzo, tanto en las instituciones de investigación, como en la empresa privada, es la de las Redes de Sensores Acústicas (RSA o en inglés UAN: Underwater Acoustic Networks).

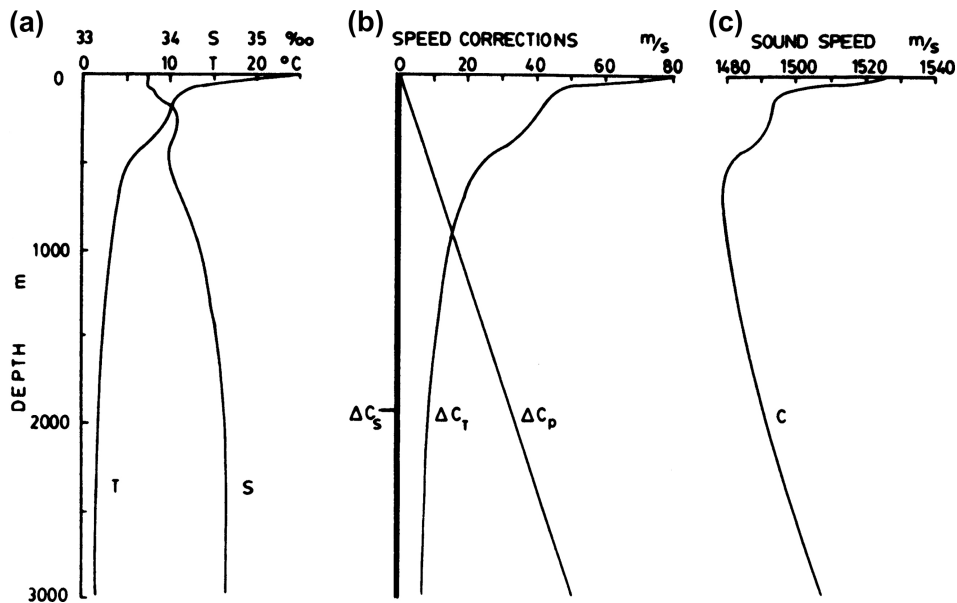
### 2.3.1 Velocidad de Propagación

La velocidad de propagación de las ondas acústicas en el medio acuático se suele promediar con el valor de  $1500 \frac{m}{s}$ . Sin embargo, el valor real de esta velocidad depende de gran cantidad de parámetros como son, entre otros, la salinidad, la temperatura y la presión.

En la ecuación (2.4) se enuncia una ecuación completa que incluye nueve términos para la velocidad de propagación [Mac81]. En esta ecuación,  $T$  denota la temperatura en grados Celsius,  $D$  la profundidad en metros y  $S$  la salinidad del agua en tanto por mil.

$$\begin{aligned}
 c = & 1448,96 + 4,591T - 5,304 \times 10^{-2}T^2 + 2,374 \times 10^{-4}T^3 \\
 & + 1,340(S - 35) + 1,630 \times 10^{-2}D + 1,675 \times 10^{-7}D^2 \\
 & - 1,025 \times 10^{-2}T(S - 35) - 7,139 \times 10^{-13}D^3
 \end{aligned} \quad (2.4)$$

En la Figura 2.3 se muestra un ejemplo de variación de la velocidad de propagación en una columna de agua situada en el océano Pacífico. Como se puede apreciar en la sub-figura (a), tanto temperatura como salinidad varían en función de la



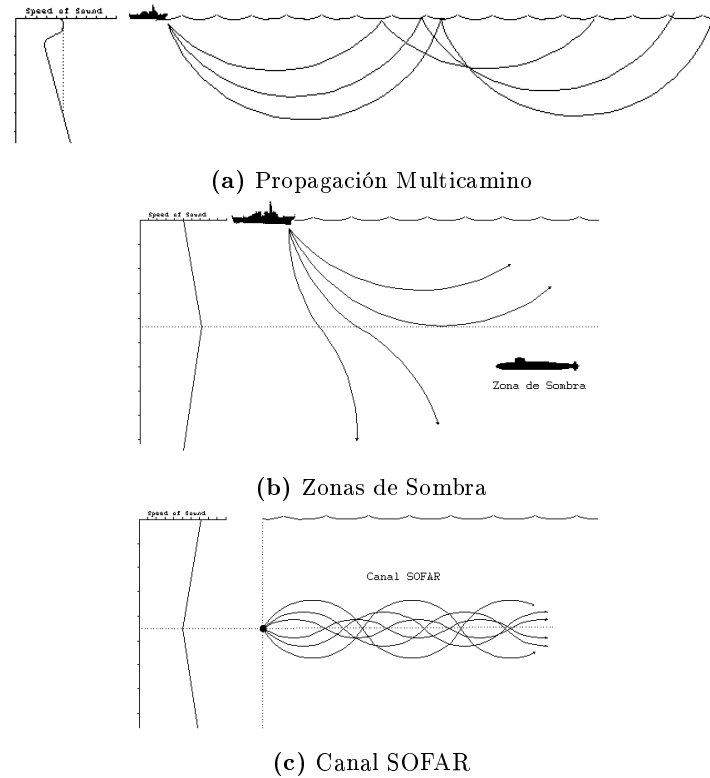
**Figura 2.3:** Datos de temperatura, salinidad y su impacto sobre la velocidad de transmisión de las ondas acústicas. Adquisición realizada en la estación Papa en el océano Pacífico (39°N, 146°W) en Agosto de 1959

profundidad. Sin embargo, como resume la sub-figura (b), la contribución a la variación de la velocidad es principalmente debida a la temperatura en la zona más próxima a la superficie y a la presión en las zonas más profundas.

La variación de la velocidad puede producir efectos anómalos que no son relevantes en las redes de sensores en ámbito terrestres. En la Figura 2.4 se muestran algunos de los mismos [FAS].

### 2.3.2 Pérdidas de Propagación

Las pérdidas de propagación de la onda acústica en el medio subacuático se deben principalmente a dos fenómenos: la absorción y la dispersión geométrica.



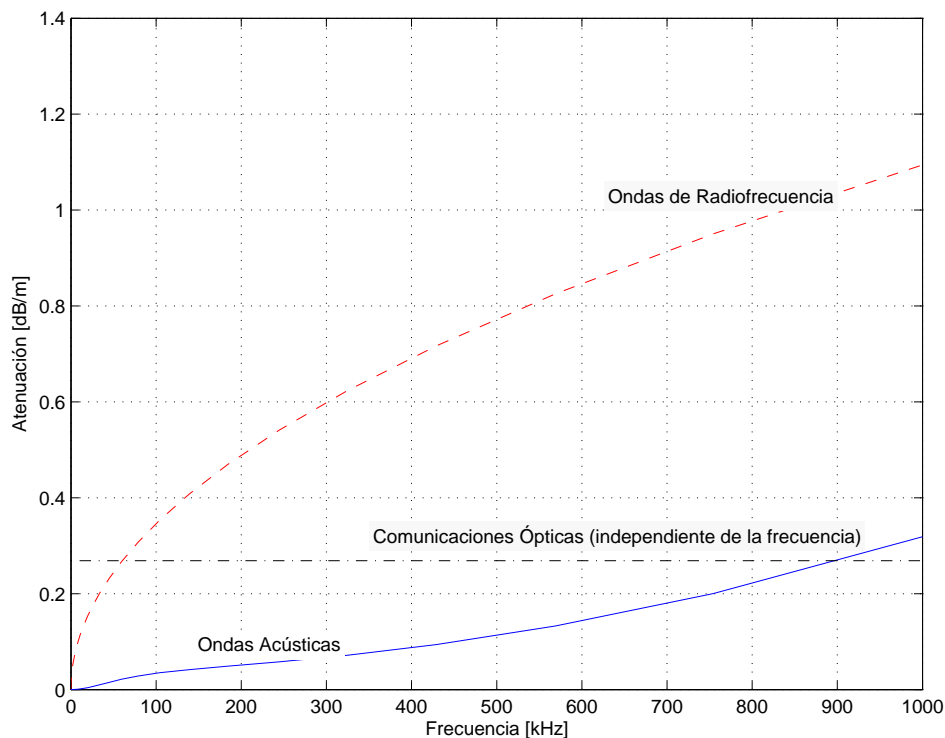
**Figura 2.4:** Efectos debido a la variación de velocidad de propagación de las ondas acústicas en función de la profundidad - Imágenes extraídas de la Federación Americana de Científicos (FAS) [FAS]

### *Absorción*

Como se ha ido enumerando a lo largo de este capítulo, la absorción, tanto para las ondas de radiofrecuencia como para las ópticas, ha sido un factor determinante a la hora de seleccionar las ondas acústicas como la tecnología predominante en el ámbito de las redes inalámbricas de sensores subacuáticas.

En general, se puede aproximar el coeficiente de absorción del agua utilizando la ecuación empírica de Thorp. Esta expresión está ampliamente detallada en [BL82] y se enuncia tal y como se muestra en (2.5); donde  $f$  es la frecuencia de la señal acústica [kHz] y  $a$  es la atenuación.

$$10 \log(a(f)) = \frac{0,11 f^2}{(1 + f^2)} + \frac{44 f^2}{(4100 + f^2)} + 0,000275 f^2 + 0,0003 \quad (2.5)$$



**Figura 2.5:** Comparativa de atenuación en función de la frecuencia (excepto para las comunicaciones ópticas) de la atenuación de las diferentes tecnologías utilizadas para la comunicación inalámbrica subacuática

Se puede mejorar este modelo con la fórmula de Fisher y Simmons [Fis77]. Ésta cuantifica la contribución de elementos como el ácido bórico y el sulfato de magnesio, disueltos en el agua en determinadas proporciones, en la absorción del agua.

En este momento se puede realizar una comparativa que justifique la selección de las ondas acústicas en las comunicaciones inalámbricas subacuáticas. Para ello compararemos en la Figura 2.5 las expresiones de atenuación para radiofrecuencia (2.3), para las ondas acústicas (2.5), el ejemplo de comunicaciones ópticas presentado anteriormente y descrito en [Cha05].

La Figura 2.5 pone de manifiesto el porqué de la selección de las ondas acústicas para este medio, frente a las alternativas más desarrolladas en el ámbito terrestre.

### ***Pérdidas por Dispersión Geométrica***

Las pérdidas debidas a la dispersión geométrica son debidas a la dispersión de la onda acústica a medida que el frente de onda avanza, cubriendo mayores superficies.

$$A(l, f) = l^k a(f)^l \quad (2.6)$$

Estas pérdidas se pueden modelar con el factor  $l^k$  en la ecuación (2.6), donde  $l$  es la distancia de transmisión [m], y el factor  $k$  modela las pérdidas geométricas tomando un valor entre 1 y 2, dependiendo de si estamos ante un frente de onda cilíndrico o esférico respectivamente.

Así, si agregamos la atenuación debida a los dos efectos descritos anteriormente, se obtiene la expresión (2.6), que nos expresa la atenuación global de la onda acústica en unidades de potencia lineales.

### **2.3.3 Ruido**

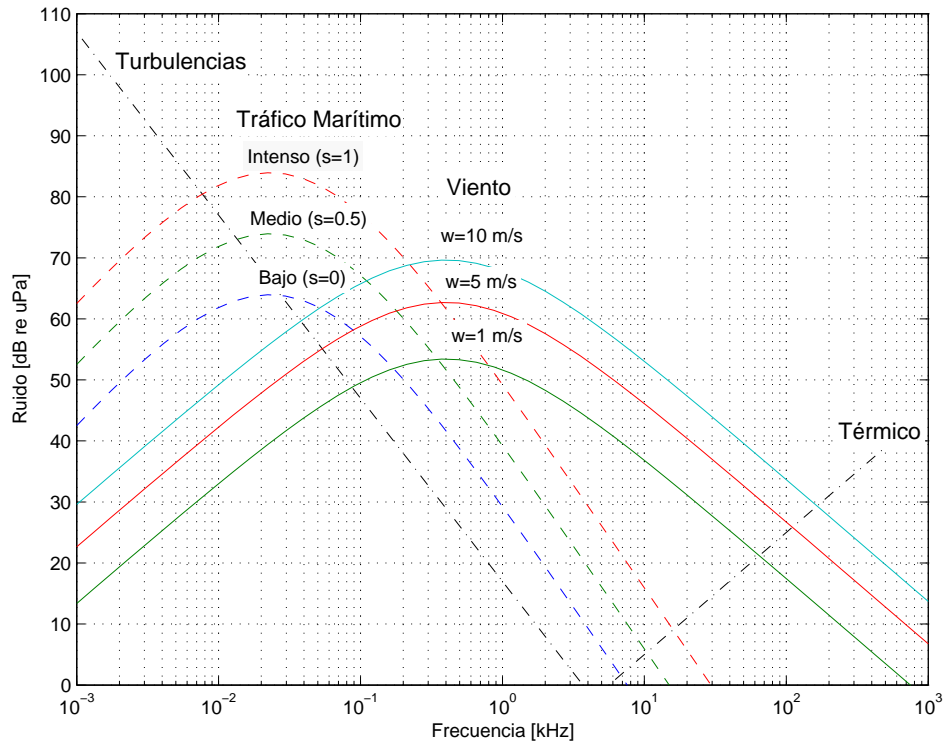
El ruido ambiente ( $N$ ) que podemos encontrar en el medio subacuático, tiene una fuerte correlación con el entorno en el que la red de sensores está desplegada. Así, para el entorno oceánico, existen fórmulas empíricas que modelan las principales fuentes de ruido: turbulencias ( $N_t$ ), tráfico marítimo ( $N_s$ ), olas ( $N_w$ ) y ruido térmico ( $N_{th}$ ), tal y como se enuncia en [Sto07].

$$\begin{aligned} 10 \log N_t(f) &= 17 - 30 \log f \\ 10 \log N_s(f) &= 40 + 20(s - 0,5) + 26 \log(f) - 60 \log(f + 0,03) \\ 10 \log N_w(f) &= 50 + 7,5w^{1/2} + 20 \log f - 40 \log(f + 0,4) \\ 10 \log N_{th}(f) &= -15 + 20 \log f \\ N(f) &= N_t(f) + N_s(f) + N_w(f) + N_{th}(f) \end{aligned} \quad (2.7)$$

El modelo se resume en las fórmulas (2.7), con las que se puede estimar la densidad espectral de potencia de las cuatro fuentes de ruido anteriormente expuestas expresadas en dB (referencia  $1\mu\text{Pa}$ ) por Hz, en función de la frecuencia  $f$  expresada en kHz.

El tráfico marítimo se modela con el factor de tráfico marítimo  $s$ , que está acotado entre 0 y 1 en función de si el tráfico es bajo o intenso respectivamente. El ruido producido por el viento se modela con el parámetro  $w$ , que corresponde con la velocidad del viento expresada en  $m/s$ :

Para entender la contribución de cada una de las fuentes de ruido propuestas en las ecuaciones (2.7), se han representado las diferentes fuentes con una serie de valores



**Figura 2.6:** Ejemplos de ruido en dB re  $\mu\text{Pa}$  de las diferentes fuentes con diferentes valores de actividad

significativos por separado en la Figura 2.6. De esta gráfica se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- A muy bajas frecuencias, las fuentes de ruido predominante son las turbulencias y el ruido producido por los barcos.
- Hasta frecuencias de alrededor de 100 kHz, el ruido producido por el viento tiene una importancia considerable.
- Cuando se trabaja en alta frecuencia, el ruido predominante es el ruido térmico.

### 2.3.4 Relación Señal-Ruido

De manera análoga a como se estudia en trabajos de investigación previos [HSZ12] [Bas+13a], es conveniente calcular el impacto global sobre la señal recibida tanto de las pérdidas de propagación ( $A(l, f)$  en (2.6)) y la densidad espectral de ruido ( $N(f)$  en (2.7)) a diferentes frecuencias. Tomando como referencia la ecuación básica del sónar pasivo (2.8), se puede establecer que la contribución de estos dos parámetros es una estimación de la relación señal-ruido de una onda en un ancho de banda estrecho. En realidad se está considerando que la señal transmitida ( $SL$ ) es de 0 dB y que el ancho de banda de la señal ( $BW$ ) es de 1 Hz.

$$SNR(dB) = SL - TL - NL = SL - 10 \log(A(f)) - 10 \log(N(f)) \cdot BW \quad (2.8)$$

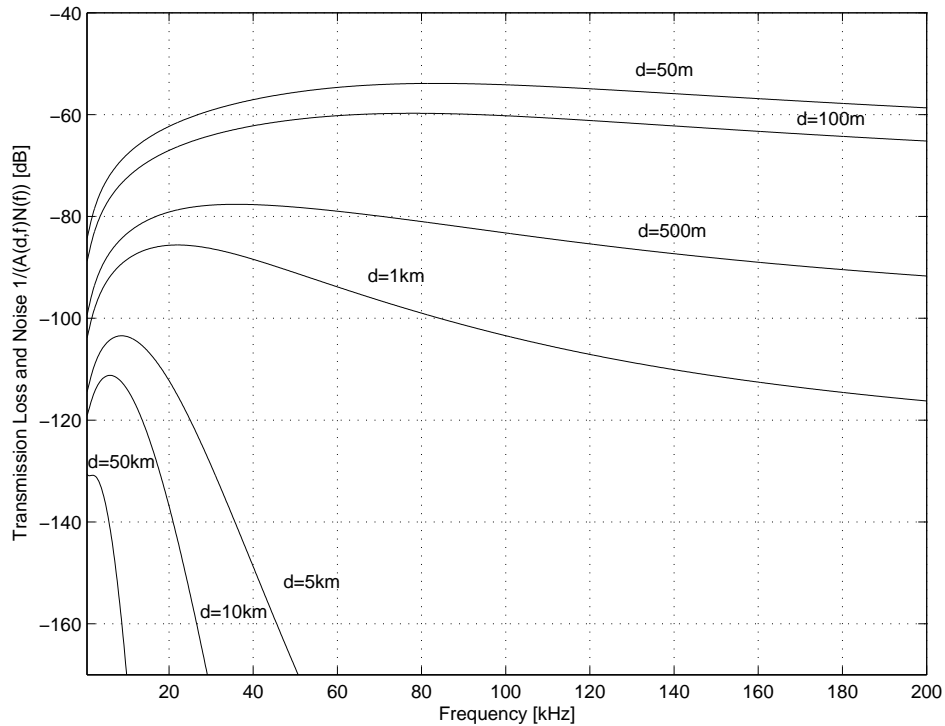
En los estudios anteriores [HSZ12] [Bas+13a], las redes consideradas son poco densas; con distancias entre nodos de entre 1 y 50 km. Sin embargo, el objetivo de esta tesis son las redes inalámbricas de densidad media y alta, con lo que se añaden a los resultados previos los análisis para enlaces de 500, 100 y 50 metros, todos ellos representados en la Figura 2.7.

Los resultados demuestran que para redes poco densas, es preferible el uso de frecuencias por debajo de 20 kHz. Sin embargo, para redes de densidad media o alta, es recomendable el uso de frecuencias más altas. En el ámbito de esta tesis, las redes de mediana y alta densidad, es preferible trabajar entorno a la frecuencia central de 80 kHz ya que corresponde con la banda de mayor Relación Señal a Ruido a una distancia media tipo como son 100 m.

### 2.3.5 Modulación

Se define la modulación de una señal como la alteración de una o más propiedades de una onda periódica (conocida como portadora) en función de otra señal (conocida como señal moduladora). Las propiedades a alterar pueden ser la amplitud, la fase o la frecuencia de la portadora. Utilizando esta técnica, el espectro frecuencial (que se define como el conjunto de frecuencias en las cuales una señal determinada transporta una cierta cantidad de energía) de la señal moduladora original se adapta a las características del canal de comunicaciones empleado.

Como se ha descrito en la sección 2.4.1, es necesario obtener una eficiencia espectral máxima para explotar al máximo el escaso ancho de banda disponible en el canal acústico subacuático. Y, lo que es más, los procesos de modulación y de demodulación (que se define como el proceso inverso) tienen que cumplir de alguna manera con las restricciones energéticas que se imponen en los sistemas subacuáticos. Como se describe a continuación, existe una relación entre las varia-



**Figura 2.7:** Relación señal-ruido para una comunicación de banda estrecha en función de la frecuencia central y la distancia del enlace. Los parámetros utilizados son: factor de dispersión intermedio ( $k = 1,5$ ); velocidad de viento  $w = 3m/s$ ; actividad de tráfico marítimo media ( $s = 0,5$ )

bles anteriores y, en consecuencia, se han realizado gran cantidad de estudios para encontrar un esquema de modulación óptimo.

### **Modulaciones No-Coherentes**

Los esquemas de modulación se pueden clasificar en dos grupos en función de si requieren un sincronismo de fase con la onda portadora o no, calificándose las modulaciones como coherentes o no-coherentes.

Los primeros trabajos en comunicaciones acústicas se basaron fundamentalmente en estas últimas. En particular, desarrollando demoduladores basados en detección de energía.

Las opciones disponibles son:



- *Modulación en Amplitud* [WP12] [Nam+09]. Esta modulación se resume en la ecuación (2.9). En los sistemas digitales se ha utilizado extensivamente la versión binaria basada en el **encendido/apagado** (on-off keying u OOK) de la interfaz inalámbrica del módem para transmitir un '1' o un '0' respectivamente.

$$y(t) = A \cdot x(t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \quad (2.9)$$

- *Modulación en Frecuencia* [WYH06] [JLB06] [VDR07] [Ben10]. Este esquema se resume en la ecuación (2.10). Para la detección de las diferentes frecuencias asociadas a los distintos símbolos transmitidos se utilizan bancos de filtros con una serie de detectores de potencia asociados.

$$y(t) = A \cdot \sin(2\pi[f_c + B \cdot x(t)]t) \quad (2.10)$$

La principal ventaja de estas modulaciones es su simplicidad y su factibilidad. Es por ello que los módems desarrollados utilizando este tipo de modulaciones no necesitan de unidades de procesamiento con grandes capacidades de cálculo y con un consumo de potencia elevado [PPD08]. Sin embargo, la eficiencia espectral obtenida a partir de estos esquemas es muy baja por la interferencia entre símbolos y entre frecuencias que se generan en el canal acústico subacuático.

### *Modulaciones Coherentes*

Para aumentar la eficiencia espectral y el alcance de los módems, la comunidad científica ha explorado diferentes alternativas basadas en modulaciones con coherencia de fase, tales como modulación de fase [Fre+05] (en inglés phase-shift keying o PSK) y modulación de amplitud en cuadratura (en inglés quadrature amplitude modulation o QAM) [SS06]. Ambas modulaciones se basan en la ecuación (2.11).

$$y(t) = A \cdot \sin(2\pi f_c t + B \cdot x(t)) \quad (2.11)$$

Sin embargo, para que el efecto de la dispersión de la señal en el canal acústico no signifique una pérdida significativa de la eficiencia espectral, el receptor debe equalizar las señales recibidas en función de la respuesta del propio canal para decodificar la señal posteriormente. El uso de estas técnicas incrementan la complejidad del módem y, consecuentemente, el consumo de energía asociado. Algunas de las técnicas más comunes se enumeran a continuación:

- *Equalización del canal acústico*. Debido a la limitación en ancho de banda del canal acústico, la señal transmitida se distorsiona causando que el símbolo transmitido actualmente se extienda e interfiera en símbolos posteriores. A este efecto se le conoce como interferencia entre símbolos (inter-symbol

interference o ISI). Al proceso de filtrado de la señal recibida para cancelar la interferencia entre símbolos introducida por la respuesta del canal se le conoce como ecualización.

Así, la interferencia entre símbolos que se produce por el efecto multi-camino en los canales subacuáticos se puede cancelar insertando bandas de guarda temporales entre símbolos sucesivos [Sto96]. Esta técnica es indicada para modulaciones no-coherentes donde no se necesita de un sincronismo de fase.

Para las modulaciones coherentes se transmite una secuencia de entrenamiento que permite estimar la respuesta del canal y se utiliza un filtro adaptativo para compensar el efecto del mismo [Otn+12]. Sin embargo, un error en la estimación del filtro puede propagar errores a fases posteriores, con lo que es necesario incluir algoritmos de corrección [Bas+13b].

- *Modulaciones digitales de espectro ensanchado (digital spread spectrum o DSS)*. Con esta técnica el espectro de la señal original (de ancho de banda  $B$ ) se ensancha sobre un ancho de banda mayor ( $W$ ) con una relación  $L = \frac{W}{B}$ . Para realizar dicha dispersión la señal original es multiplicada por una señal pseudo-aleatoria de longitud  $L$ . El receptor, deshace esta dispersión utilizando esta misma secuencia pseudo-aleatoria antes de la demodulación [Ilt+05]. Adicionalmente, se puede conseguir comunicaciones simultáneas y sin colisiones de diferentes usuarios utilizando esta técnica, asignando una secuencia pseudo-aleatoria única, con condiciones óptimas de auto-correlación y correlación cruzada, a cada uno de los usuarios del canal [Sto06]. Por último, el efecto de atenuación de la señal en función de la frecuencia se corrige gracias a la propia arquitectura del receptor RAKE que emplean este tipo de sistemas. Sin embargo, el principal inconveniente de esta técnica es que la eficiencia espectral es muy baja, en ningún caso superándose los 0.5 bps/Hz, incluso cuando se utilizan modulaciones con alta eficiencia espectral (por encima de 1 bps/Hz) como QAM.
- *Modulaciones multi-portadora* [Yan+07] [YHH07]. Debido a la propagación multi-camino, al receptor llegan diferentes réplicas de la señal original con distintos retardos y distintas amplitudes. Este efecto es especialmente significativo en el canal acústico, ya que la dispersión temporal entre las diferentes réplicas es alta. Para reducir esta dispersión, especialmente para valores altos, se utilizan las modulaciones multi-portadora. En este tipo de modulaciones se usan una cierta cantidad de sub-portadoras muy poco espaciadas en frecuencia para transportar información en diferentes flujos de datos o canales, utilizando para cada uno de ellos un esquema de modulación convencional, como los descritos anteriormente. El ejemplo más utilizado de este tipo de modulaciones es la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (orthogonal frequency division multiplexing u OFDM). Gracias a esta técnica, cada uno de los sub-canales se puede considerar que sufre una

atenuación plana en todas sus frecuencias, siendo muy sencillo de ecualizar con sólo multiplicarlo por un número complejo.

- *Sistemas múltiple entrada / múltiple salida (multiple-input multiple-output o MIMO)* [Roy+07] [Li+07]. Otra aproximación para evitar la dispersión multi-camino es el uso de diferentes transmisores y receptores para explotar la diversidad espacial. De manera básica, se envían diferentes copias de la misma información por diferentes canales independientes, aumentando la probabilidad de que se reciba correctamente el mensaje original. Por último, utilizando esta técnica se puede incrementar la velocidad de transmisión efectiva del sistema si se saca provecho de los diferentes canales espaciales para transmitir diferentes flujos de información.

## 2.4 Estado del Arte de Módems Acústicos

Una vez justificado el uso de las ondas acústicas en el medio subacuático, se presenta un análisis exhaustivo de las soluciones existentes tanto en el mercado comercial, así como los presentados por la comunidad científica en las distintas publicaciones.

Como se demostrará posteriormente, para realizar una comparativa más precisa del estado del arte de esta tecnología es necesario realizar un análisis por separado de los módems comerciales y de los módems presentados por la comunidad científica. Esto es debido a que los datos aportados por estos últimos suelen ser incompletos, y es muy difícil realizar una comparativa a partir de datos objetivos.

### 2.4.1 Módems Acústicos Comerciales

Como se discute en la bibliografía relacionada con las redes acústicas subacuáticas [Bas+13a][APM05][Cli+13], los mayores retos a los que se tienen que enfrentar este tipo de sistemas son, por un lado a la restricción energética de los nodos inalámbricos, ya que no existe una fuente de energía disponible y están alimentados por baterías; y, por otro, al ancho de banda disponible, debido tanto a las características de señal a ruido estudiadas anteriormente, como a otros efectos como la limitación de ancho de banda por la propagación multi-camino [Sto96] y por el ancho de banda tan restrictivo de los transductores piezoeléctricos - los elementos utilizados para la conversión de la onda eléctrica en acústica.

Es por ello que en el análisis que se presenta en esta tesis se compare el consumo energético de los diferentes módems en diferentes estados de funcionamiento, así como el ancho de banda utilizado y la velocidad de transmisión alcanzadas.

Para analizar cuantitativamente el aprovechamiento que un sistema de comunicaciones hace del ancho de banda disponible, se define el concepto de eficiencia espectral ( $\eta_{espectral}$ ), cuya expresión matemática se refleja en (2.12). Este paráme-

tro relaciona la velocidad binaria de transmisión, con el ancho de banda necesario. Estas variables suelen ser directamente proporcionales y depender de las características del canal y la modulación empleada.

$$\eta_{espectral} = \frac{V_{binaria}(bps)}{Ancho_{Banda}(Hz)} \quad (2.12)$$

Por otro lado, para realizar un análisis de consumo energético, se asume que, de una manera muy simplificada tal y como se describe en [Mer+08], un nodo de una red inalámbrica puede encontrarse en uno de los estados que se describen a continuación:

- *Transmisión (TX)*: El módem envía la información a través del canal, utilizando la etapa amplificadora de potencia que excita el transductor utilizado. Este estado suele suponer el mayor consumo energético.
- *Recepción (RX)*: En este estado el módem está escuchando el canal a la espera de captar y decodificar los datos que se reciban.
- *Activo*: En este estado la unidad de procesamiento está activa realizando algún proceso pero no se está utilizando la interfaz inalámbrica, como por ejemplo procesado de la información.
- *Midiendo*: Por la propia definición de red inalámbrica de sensores, los nodos de la red suelen estar dotados de sensores de diferentes magnitudes de los cuales se extrae la información de medidas y ésta se envía de manera inalámbrica. Así pues, en este estado, los sensores estarán activos.
- *Inactivo*: Este estado es el de menor consumo de potencia de todos los anteriores. Los módems actuales aprovechan los modos de funcionamiento de ultra-bajo consumo de las unidades de procesamiento actuales (usualmente en el orden de los  $\mu A$ ) para conseguir estas prestaciones. Sin embargo, como se discutirá más adelante, en este estado el módem no es capaz de transmitir ni recibir ninguna información por el canal inalámbrico, con lo que se necesita de una correcta sincronización de la red para conseguir una conectividad adecuada.
- *Espera*: Estudios recientes en la investigación del consumo energético de las redes inalámbricas de sensores [San+11b][HSZ09] indican que existe una nueva aproximación al problema de las redes de sensores inalámbricos en el aspecto energético de las mismas. Este nuevo campo de estudio se conoce como los sistemas de activación remota de los nodos a partir de la propia señal inalámbrica. Como se describe en detalle en el capítulo 5, aunque estos sistemas permiten un consumo de energía de las redes muy próximo al ideal, se necesita de un nuevo sub-sistema capaz de realizar esta tarea, cuyo consumo energético es crítico ya que debe estar activo casi permanentemente

en espera de nuevos mensajes. Es por ello que se debe considerar un nuevo estado energético que denominaremos por simplicidad *espera*.

Este estado pretende encontrar un compromiso entre el bajo consumo del modo inactivo del nodo y la capacidad de respuesta ante un estímulo de la red que otorga el estado de recepción. Es por ello que el estado de espera generalmente sustituye al estado inactivo en caso de desear una capacidad de comunicación permanente y, por otro lado, no reemplaza al estado de recepción, ya que el estado de espera sólo pretende reactivar el nodo a partir de una señal muy sencilla que, de manera general, no puede utilizarse para la transferencia de información sobre medidas.

Tal y como se describe en [Mer+08], se puede considerar que el consumo asociado a los sensores es despreciable (menor al 1%), con lo que el estado de medición será despreciable para este análisis de potencia normalizada. Adicionalmente, es común despreciar el estado *activo* ya que, como también se describe en [Mer+08], este estado suele estar asociado al de transmisión y de recepción y supone únicamente una sobrecarga del 10% del tiempo con respecto a la suma de los dos estados anteriores y su consumo es bastante menor a los estados que manejan la interfaz inalámbrica. En conclusión, los estados de procesamiento y medida no serán incluidos en este estudio.

A partir de los planteamientos anteriores, se elabora un estudio comparativo cuyos resultados se muestran en la Tabla 2.2, en el que se han analizados las compañías punteras en el sector de las comunicaciones subacuáticas y se ha tratado de incluir todos los modelos disponibles de dichas marcas en pos de obtener una perspectiva más amplia.

#### ***Análisis Comparativo de los Módems: Concepto de Potencia Normalizada***

A tenor de los resultados arrojados en la Tabla 2.2, es muy complicado el obtener unas conclusiones de manera cuantitativa sobre cuánto se ajusta una solución concreta a los requisitos ideales de una red subacuática de sensores presentados con anterioridad: energía limitada y ancho de banda restringido.

Si se estudia cada uno de los parámetros de manera independiente, se puede intuir que el módem que mejor cumple los requisitos es aquél que o bien tiene un menor ancho de banda, o que tiene una mayor velocidad de transmisión, o el que consume una menor potencia en alguno de los estados de funcionamiento descritos. Este análisis preliminar se ha realizado sobre la propia Tabla 2.2, resaltando aquellas soluciones con mejores prestaciones para cada uno de los parámetros seleccionados. Sin embargo, con esta clase de estudio no se puede apreciar que exista un módem que claramente se posicione como la solución óptima, ya que si algún módem

**Tabla 2.2:** Comparativa de Módems Acústicos Comerciales.  
 Fc es la frecuencia central de comunicación, A.B. es el Ancho de Banda utilizado,  $V_{bit,max}$  es la velocidad de transmisión máxima, E.E. es la eficiencia espectral,  $D_{max}$  es el alcance máximo del módem, y  $P_{TX,max}$ ,  $P_{RX,max}$ ,  $P_{inactivo}$ ,  $P_{espera}$  son las potencias en los estados de transmisión, recepción, inactivo y el definido como *espera* respectivamente.

Compañía	Módem	Fc (kHz)	A.B. (kHz)	$V_{bit,max}$ (bps)	E.E. (bps/Hz)	$P_{TX,max}$ (W)	$P_{RX,max}$ (W)	$P_{inactivo}$ (mW)	$P_{espera}$ (mW)	$D_{max}$ (km)	
Aquatec [Aqui]	AQUAModem 1000	9,75	4,5	2000	0,444	20	0,6	1	5	5	
	DSPComm [DSP]	AquaComm Marlin	23	14	480	0,034	1,8	0,252	1,8	25,2	1
	AquaComm Mako	23	14	240	0,017	1,8	0,252	1,8	25,2	1	
TriTech [Tri]	AquaComm Orca	23	14	100	0,007	1,8	0,252	1,8	25,2	3	
	MicromModem	22	4	40	0,010	7,92	0,72			0,5	
WHOI [WHOI]	MicroModem (FSK)	25	4	80	0,020	100	0,23	0,2		2	
	MicroModem (PSK)	25	5	5388	1,078	100	2,23	0,2		2	
TELEDYNE BENTHOS [Ben]	ATM9XX (PSK)	11,5	5	15360	3,072	20	0,768	16,8		6	
	ATM9XX (MFSK)	11,5	5	2400	0,480	20	0,768	16,8		6	
	ATM88X (PSK)	11,5	5	15360	3,072	84	0,756	16,8		6	
	ATM88X (FSK)	11,5	5	2400	0,480	84	0,756	16,8		6	
EvoLogics [Evo]	S2CR 48/78	63	30	31200	1,040	18	1,1	2,5	285	1	
	S2CR 40/80	51	26	27700	1,065	40	1,1	2,5	285	1	
	S2CR 18/34	26	16	13900	0,869	35	1,3	2,5	285	3,5	
	S2CR 12/24	18,5	11	9200	0,836	15	1,1	2,5	285	6	
	S2CR 7/17	12	10	6900	0,690	40	1,1	2,5	285	8	
LinkQuest [Link]	UWN11000	35,695	17,85	17800	1	1	0,75	8	8	0,35	
	UWN12000	35,695	17,85	17800	1	2	0,8	8	8	1,5	
	UWN2000H	35,695	17,85	17800	1	2	0,8	8	8	1,5	
	UWN12000	71,4	35,7	35700	1	6	1	12	8	1	
	UWN13000	10	5	5000	1,920	12	0,8	8	8	3	
	UWN13000H	10	5	5000	1,920	12	0,8	8	8	3	
	UWN14000	17	8,5	8500	1,129	7	0,8	8	8	4	
UWN110000	10	5	5000	1,920	40	0,8	9	8	10		
Desert Star Systems [Des]	SAM-1	37,5	9	154	0,017	32	0,168			1	

destaca tiene mejores prestaciones en alguno de los puntos estudiados, en otros sus prestaciones son muy inferiores.

Para facilitar el análisis comparativo, se debe definir un parámetro que sintetice de una manera concisa y de manera cuantitativa la información mostrada en la Tabla 2.2. Para tal fin se define en esta tesis el concepto de *Potencia Normalizada* ( $P_{Normalizada}$ ). La definición de este parámetro se muestra en la expresión (2.13) y engloba las siguientes características del módem.

$$P_{Normalizada} = \frac{\bar{P}_{nodo}(W)}{Alcance(m) \cdot Eficiencia_{espectral}(bps/Hz)} \quad (2.13)$$

- *El consumo de potencia media del nodo inalámbrico ( $\bar{P}_{nodo}$ ).*

Como se ha presentado anteriormente, al ser la energía uno de los factores limitantes de los sistemas inalámbricos subacuáticos, de manera general cuanto menor sea la potencia consumida por el nodo la solución cumplirá mejor con los requisitos. Sin embargo, se debe definir qué valor de potencia se debe reflejar en esta ecuación. Para realizar un análisis riguroso se propone para este estudio el uso de la potencia media.

Para realizar una simplificación significativa en el cálculo de este parámetro y a partir del análisis deductivo realizado se considera que, para el cálculo de la potencia media, el funcionamiento del nodo se puede reducir al diagrama de estados mostrado en la Figura 2.8. Como se ha discutido, en una red en la que todos sus nodos pueden ser accesibles en cualquier instantes de tiempo, un nodo puede encontrarse en uno de los tres estados mostrados en la figura.

El cálculo de la potencia media se realiza con la expresión (2.14), donde se ponderan las diferentes potencias consumidas en los diferentes estados en base a las probabilidades de permanecer en un estado u otro ( $A_{TX}$ ,  $A_{RX}$  y  $A_{espera}$ ). Dichas probabilidades pueden ser calculadas a partir de parámetros estadísticos de funcionamiento del nodo en función del ciclo de trabajo de la red.

Especial atención merece el consumo en espera de los diferentes módems. Como se puede observar en la Tabla 2.2, no todos los módems disponen de la capacidad de permanecer en el estado de espera. Sin embargo, ya se han realizado previamente comparativas de soluciones que incluyen esta característica con módems que no la implementan [HSZ09][HSZ06]. Aunque se entrará en más detalle en el capítulo 5, en dicho artículo se propone para la comparativa que el nodo implemente el protocolo STEM [Sch+02]. Dicho protocolo propone la combinación de periodos de inactividad combinados con intervalos periódicos de escucha del canal (en estado de recepción del módem) para detectar posible actividad y reaccionar en consecuencia. Atendiendo a estos estudios, se propone utilizar la expresión (2.15) en la que

considera para el estado de espera del protocolo STEM (en caso de no disponer de un módulo de espera), un 25 % del tiempo está en modo recepción y el resto inactivo.

■ *La distancia máxima alcanzada.*

Para tener una visión más concreta de la eficiencia energética no se debe únicamente analizar la potencia de funcionamiento del nodo, sino que en un sistema de comunicaciones también está implicada la distancia máxima que se puede alcanzar con dicha potencia consumida. Existen numerosos trabajos en la variación de la potencia consumida por los nodos inalámbricos en función de las necesidades de los diferentes enlaces para optimizar el funcionamiento de las redes y conseguir extender la vida útil de los nodos.

De manera general, cuanto mayor es la distancia que se quiere cubrir mayor es la potencia consumida en el proceso de la comunicación. Así, el módem con mayor eficiencia energética será aquél que, con la menor potencia media consumida, consiga alcanzar la mayor distancia. Por tanto, dichas variables son inversamente proporcionales a la hora de definir el concepto de potencia normalizada.

■ *La eficiencia espectral.*

Por último, pero no por ello menos importante, el uso óptimo del escaso ancho de banda disponible es también esencial a la hora de definir un parámetro de análisis cuantitativo de las prestaciones de un módem. Como se ha presentado anteriormente, el parámetro que por definición mejor describe este aprovechamiento es la eficiencia espectral -  $\eta_{espectral}$  en (2.12). Así, el módem será más eficiente cuanto mayor velocidad de transmisión se alcance con el menor ancho de banda posible.

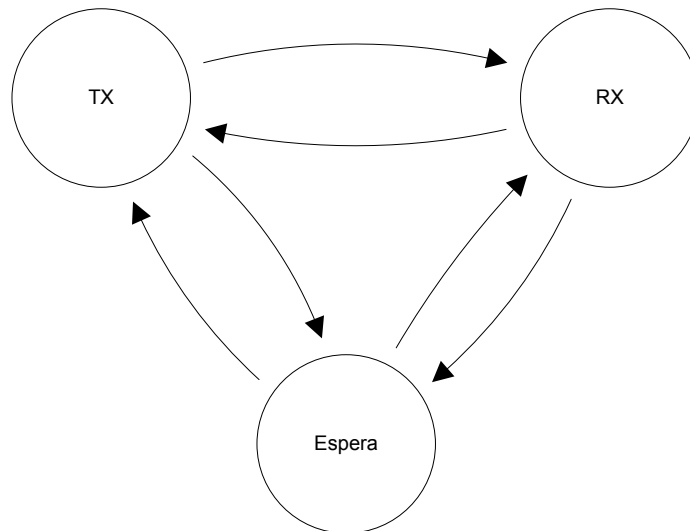
Atendiendo a las descripciones de las variables anteriores para el cálculo de la potencia normalizada, la eficiencia espectral debe ser inversamente proporcional a la potencia media del nodo y directamente proporcional a la distancia máxima.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{nodo}(W) &= A_{TX} \cdot P_{TX} + A_{RX} \cdot P_{RX} + A_{espera} \cdot P_{espera}(W) \\ A_{TX} + A_{RX} + A_{espera} &= 1 \\ 0 \leq A_{TX}, A_{RX}, A_{espera} &\leq 1 \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$P_{espera}(sin \ modulo \ espera) = 25 \% \cdot P_{RX} + 75 \% \cdot P_{inactivo} \quad (2.15)$$

Considerando la definición propuesta para la potencia normalizada, el módem que mejor se ajusta a los requisitos enunciados para las redes inalámbricas subacuáticas es aquél cuya potencia normalizada sea menor; teniendo en cuenta que, por la definición del parámetro, es siempre positiva.





**Figura 2.8:** Diagrama de estados simplificado del funcionamiento de un nodo de una red inalámbrica subacuática

Puesto que el parámetro expresa una magnitud relacionada con la potencia, se propone aplicar la definición de decibelio propuesta en (2.16). De este modo se dispone de una visión más exacta sobre el orden de magnitud al comparar las diferentes soluciones, siendo la solución más eficiente aquella cuya potencia en decibelios sea menor.

$$P_{Normalizada}(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{Normalizada} \left( \frac{W}{m} \frac{Hz}{bps} \right)}{1 \left( \frac{W}{m} \frac{Hz}{bps} \right)} \right) \quad (2.16)$$

Sin embargo, la definición de este parámetro está ligada al porcentaje de tiempo que el nodo permanece en los diferentes estados o ciclo de trabajo del nodo. Y el ciclo de trabajo de los nodos depende de la demanda de tráfico que requiera la aplicación objetivo concreta. Por tanto, con este parámetro se podría analizar incluso la exigencia de la aplicación, obteniendo un estimador cuantitativo de la eficiencia del módem propuesto.

En una primera aproximación se van a comparar las potencias normalizadas de los diferentes módems estudiados en la Tabla 2.2 considerando que el módem permanece en un único estado indefinidamente, así estaremos calculando las potencias

normalizadas de transmisión, recepción y espera respectivamente. La comparativa se muestra en la Figura 2.9.

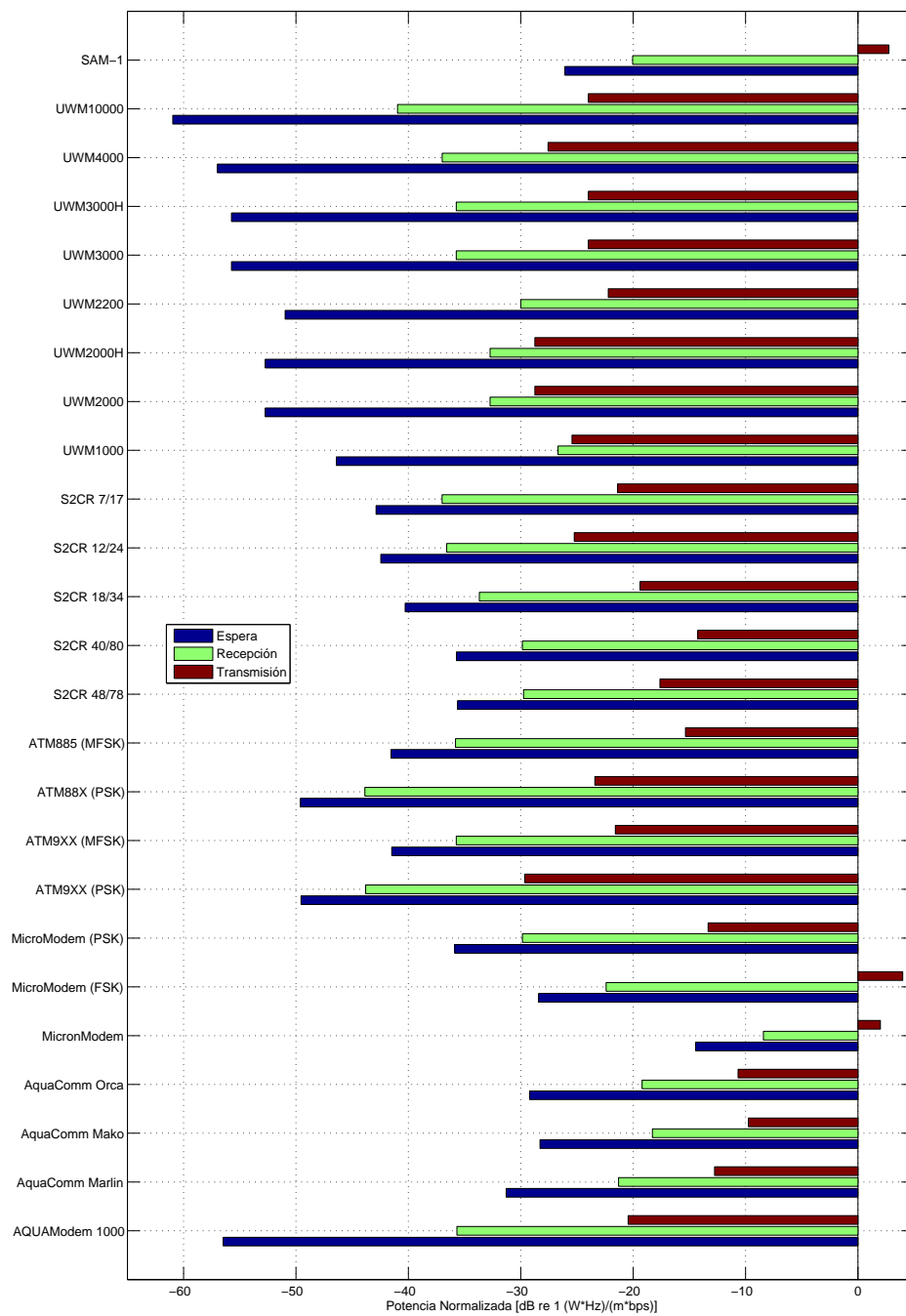
A partir de los resultados mostrados en la Figura 2.9, se puede realizar un análisis comparativo de una manera más objetiva y global, ya que se están teniendo en cuenta todos los factores relacionados con los retos que tienen que afrontar los módems acústicos. La conclusión que se podría extraer es que el módem, a priori, con una mayor eficiencia es el módem UWM10000 de la compañía LinkQuest, ya que la potencia normalizada en los tres estados estudiados está en el orden de las soluciones más eficientes, si no es la que más como el caso de la potencia en espera. La buena relación entre su eficiencia espectral de  $1 \frac{\text{bps}}{\text{Hz}}$  (5000 bps / 5 kHz), un consumo en espera muy cercano al mínimo (8 mW), distancia máxima alcanzada reportada por todos los módems estudiados (10 km), pese al consumo de potencia elevado tanto en transmisión, como en recepción.

Otro resultado a destacar es que existen determinados módems cuya eficiencia es bastante discutible. Cabe remarcar del estudio el modelo MicroModem-FSK del WHOI, MicronModem de TriTech y SAM-1 de Desert Star Systems. Cabe remarcar que las tres soluciones enunciadas disponen de las mejores prestaciones en alguno de los diferentes parámetros estudiados, como son: consumo en modo inactivo, menor ancho de banda y menor potencia en recepción respectivamente. Sin embargo, al evaluar el conjunto de prestaciones utilizando la potencia normalizada destacan negativamente en los tres estados estudiados.

Una vez presentados los resultados de los tres estados por separado, se puede plantear un estudio comparativo en función del ciclo de trabajo del nodo en la red. Con este nuevo estudio se pretende analizar la eficiencia energética en casos que pretenden abarcar desde las aplicaciones con un consumo mínimo, en la que el tráfico es prácticamente inexistente, hasta aquéllas en las que el canal de comunicación debe permanecer continuamente activo. Para ello se proponen los siguientes casos de estudio con diferentes ciclos de trabajo, definidos a partir de las probabilidades  $A_{espera}$ ,  $A_{TX}$  y  $A_{RX}$ :

- $A_{espera} = 1$ ,  $A_{TX} = A_{RX} = 0$  : Como se puede analizar en la Tabla 2.2, la menor potencia consumida en los tres modos seleccionados es el modo de espera. Por tanto, según la ecuación (2.14), la menor potencia media que se puede esperar y, por tanto, la menor potencia normalizada se obtiene cuando no existe tráfico de datos y, por tanto, el nodo permanece todo el tiempo en espera de una señal acústica a la que reaccionar. Dos ejemplos de este tipo de comportamientos son los siguientes:

  1. Un liberador activado remotamente: el nodo permanece a la escucha de una señal de liberación y, cuando ésta se produce, se acciona el mecanismo que libera el sistema anclado. Este tipo de sistemas suele activarse una ó dos veces al año, con lo que se corresponde con las probabilidades fijadas.



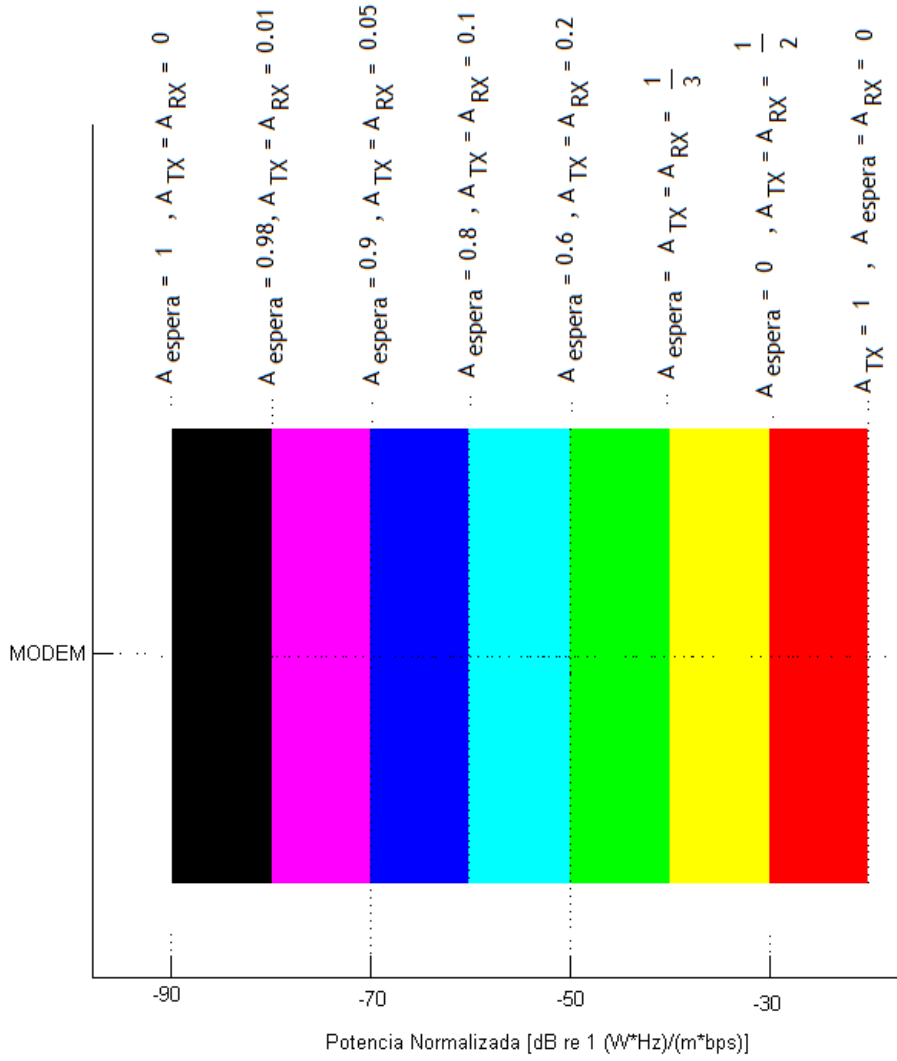
**Figura 2.9:** Potencia Normalizada de los módems comerciales estudiados en la Tabla 2.2 en los estados de espera, recepción y transmisión.

2. Descarga de datos a través de un enlace no permanente: una aplicación muy común en los sistemas subacuáticos es la disposición de un sensor sumergido con un recolector de datos que registra y almacena periódicamente medidas del sensor. Con una periodicidad menor, el usuario acude con una embarcación para la recolección de los datos de manera inalámbrica sin la necesidad de recoger el sensor.

- $A_{espera} = 0,98$ ,  $A_{TX} = A_{RX} = 0,01$  : Este caso corresponde con la transmisión y la recepción de 600 bits a una velocidad de 1 kbps cada minuto. Este caso se aproxima al funcionamiento real de una RIS [Ben10].
- $A_{espera} = 0,90$ ,  $A_{TX} = A_{RX} = 0,05$ ;  $A_{espera} = 0,8$ ,  $A_{TX} = A_{RX} = 0,1$ ;  $A_{espera} = 0,6$ ,  $A_{TX} = A_{RX} = 0,2$  : A partir del caso anterior, se plantean una serie de escenarios similares en los que se va aumentando la carga. De esta manera se puede observar una progresión en el consumo energético y, en consecuencia, de la eficiencia en función de la carga a través del concepto de potencia normalizada.
- $A_{espera} = A_{TX} = A_{RX} = \frac{1}{3}$  : Un caso significativo a estudiar es aquél en el que el nodo permanece en cada uno de los estados el mismo tiempo y, por tanto, cada estado tiene la misma probabilidad. El funcionamiento habitual de los despliegues de las redes inalámbricas se encuentran entre este caso y el anterior.
- $A_{espera} = 0$ ,  $A_{TX} = A_{RX} = \frac{1}{2}$  : Este caso representa un canal de comunicaciones semi-dúplex entre dos nodos con balance de carga. Es decir, los dos nodos comparten el mismo canal para enviar y recibir información, y además, la cantidad de información que se intercambian es igual (el mismo canal se utiliza para la transmisión se implementa el canal de envío y de recepción pero no se pueden enviar y recibir datos al mismo tiempo ya que el canal es compartido).
- $A_{espera} = A_{RX} = 0$ ,  $A_{TX} = 1$ : Éste supone el peor caso. Como se puede observar en la Tabla 2.2 y en la Figura 2.9, tanto la potencia como la potencia normalizada en el estado de transmisión es la máxima para todos los nodos estudiados. Gracias al estudio de este caso se estudiarán los casos extremos.

La representación de estos casos se realizará en un diagrama de barras horizontal, representando por simplicidad la potencia normalizada de cada módem con una única barra. En cada barra existen diferentes colores, siendo en las transiciones de los mismos donde se representarán los casos de estudio descritos anteriormente. Para identificar la ubicación en la gráfica de cada uno de los casos y disponer de una visión clara de las magnitudes con las que se están trabajando, se propone el ejemplo de la Figura 2.10.

Como se puede apreciar en el ejemplo de la Figura 2.10, existen una serie de puntos de transición entre los diferentes colores de la barra que representa la potencia



**Figura 2.10:** Explicación del gráfico de estudio de la potencia normalizada con los casos propuestos.

normalizada del módem. Estos puntos se corresponden con los niveles de potencia normalizada considerados en el estudio.

Cabe señalar, antes de realizar el análisis comparativo, que de manera general la velocidad de transmisión es inversamente proporcional al tiempo en que un nodo permanece en los estados de transmisión y de recepción. Esta afirmación implicaría la variación del ciclo de trabajo (reflejado en las constantes  $A_{espera}$ ,  $A_{TX}$  y  $A_{RX}$  utilizadas en el estudio) en función de la velocidad binaria. Cabría pensar pues, que los casos estudiados definidos a partir de las constantes anteriores, no son comparables entre sí. Sin embargo, al estar contemplada la velocidad de transmisión en la definición de la potencia normalizada (2.13), este fenómeno ya se contempla y, además, se pondera su impacto con otro factor determinante en las comunicaciones acústicas como es el ancho de banda disponible.

Una vez descrito el proceso, se representan los resultados de todos los módems de la Tabla 2.2 en el gráfico de la Figura 2.11.

Con el estudio de la Figura 2.11 se puede obtener una visión más concreta de la eficiencia en función de la aplicación final que con el gráfico de la Figura 2.9.

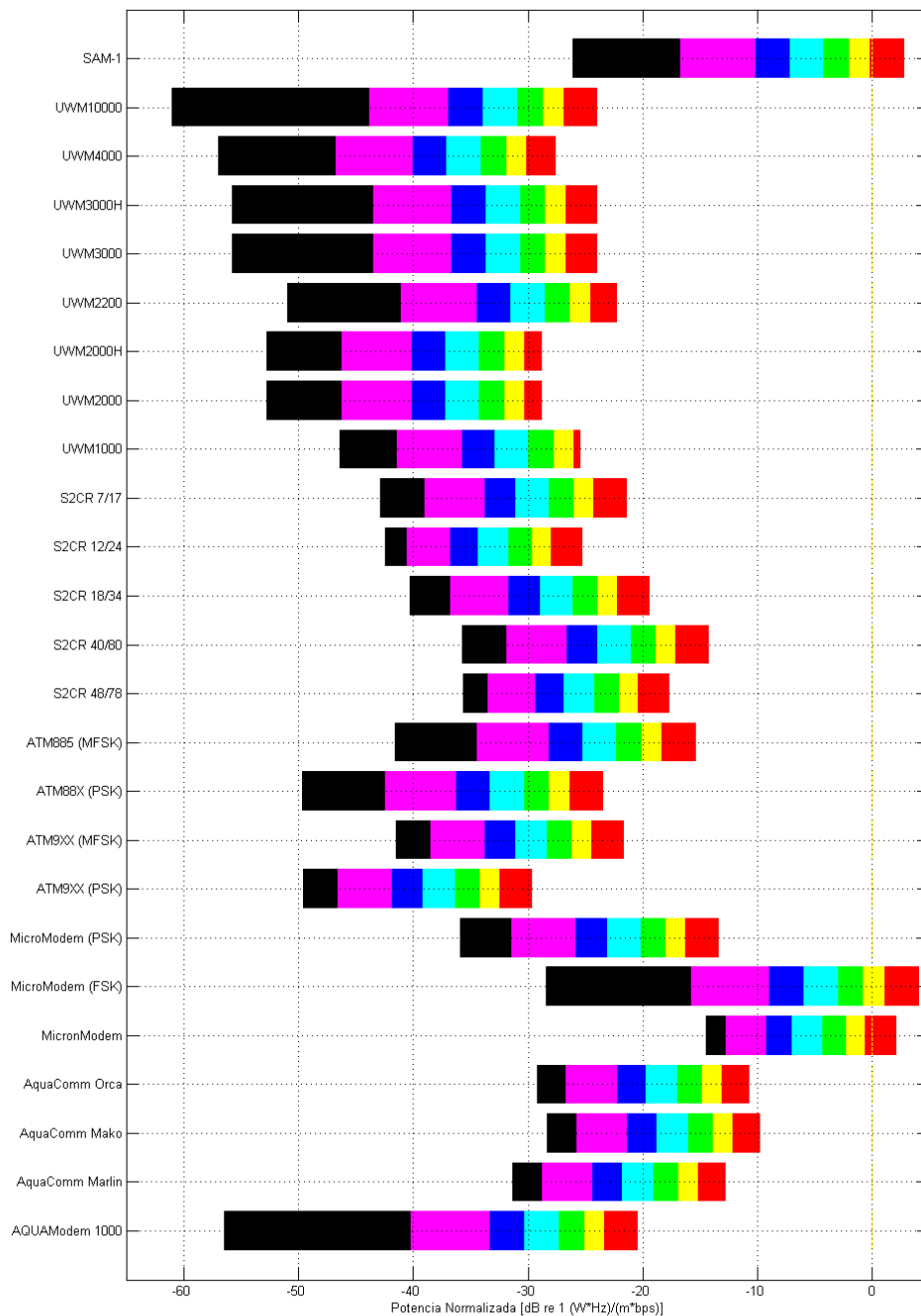
Tomando como caso tipo  $A_{TX} = A_{RX} = 1\%$ , se puede observar que el módem más eficiente es ATM9XX-PSK de Teledyne Benthos. En este caso, la alta velocidad de transmisión (gracias a la alta eficiencia espectral), permite ahorrar gran cantidad de energía con un ancho de banda moderado. Este resultado de máxima eficiencia se repite para el resto de casos considerados. Sin embargo, cabe señalar, que para aplicaciones de muy bajo ciclo de trabajo, como los liberadores anteriormente presentados, el módem UWM10000 de LinkQuest sería el más adecuado.

El elevado coste de estos dispositivos que oscilan entre los 3500 y los 12500 dólares estadounidenses [Ben+10], dificulta el despliegue de una red de sensores real, lo que también motiva el trabajo en encontrar un módem de coste reducido.

#### 2.4.2 Comparativa de Módems de Investigación

Los problemas descritos de los módems comerciales han animado a la comunidad científica a investigar en obtener módems eficientes y de coste reducido. Sin embargo, el estado del arte de los módems utilizados en investigación no puede ser realizado de manera tan mecanizada como el realizado para los módems comerciales y, por tanto, merecen ser estudiados de manera independiente tal y como ya se realiza en [Ben+10].

Puesto que estas plataformas están orientadas a la investigación de nuevos algoritmos a diferentes niveles, no existe la necesidad de desarrollar un sistema con un alto nivel de desarrollo y preparados para ser desplegados en un ambiente hostil como es el mar y que se garantice un funcionamiento a medio/largo plazo. Es por ello que los datos que se pueden obtener a partir de las publicaciones asociadas no están tan normalizados y, por tanto, no se puede elaborar una comparativa tan exhaustiva como las anteriores.



**Figura 2.11:** Potencia Normalizada de los módems comerciales estudiados en la Tabla 2.2 con diferentes ciclos de trabajo.

Sin embargo, se ha realizado un estudio muy exhaustivo para conseguir elaborar la Tabla 2.3. En este estudio se han comparado parámetros como la velocidad de transmisión, el alcance, la modulación empleada y la plataforma de computación utilizada.

Como se puede extraer de la Tabla 2.3, el alcance de los módems es claramente inferior a los presentados anteriormente. Incluso en algunos casos los ensayos se limitaron a despliegues en el laboratorio utilizando tanques de agua [Yan+07][YHH07].

De este estudio se puede extraer que existen tres vertientes diferenciadas para el diseño de un módem acústico en tanto en cuanto al núcleo de unidad de procesamiento empleado para el módem:

- *Microcontrolador (MCU)*: Disponen de una capacidad de procesamiento limitada, pero su consumo energético suele ser el más reducido. El uso extendido de los microcontroladores a nivel mundial ha propiciado que el precio de los mismos sea muy reducido.
- *Procesador Digital de la Señal (DSP)*: La potencia de procesamiento es alta, pero su consumo energético es más elevado.
- *FPGA (Field Programmable Gate Array)*: Se puede alcanzar la potencia de procesamiento deseada gracias a la lógica programable, pero su consumo y su precio suelen ser los más elevados de las tres plataformas.

Como se discutirá a lo largo de los diferentes capítulos, la elección de esta plataforma será crucial a la hora de diseñar un módem con una alta eficiencia energética que se podrá validar de una manera cuantitativa utilizando el concepto de potencia normalizada definido.

## 2.5 Resumen y Conclusiones

Este capítulo describe las bases de las redes inalámbricas subacuáticas desde sus orígenes hasta el estado del arte de los módems acústicos de las empresas más punteras a nivel mundial.

Se han descrito las tecnologías utilizadas para realizar los enlaces inalámbricos subacuáticos: radiofrecuencia, comunicaciones ópticas y acústica. A tenor de la alta absorción de las primeras y de la variabilidad del canal óptico en función de la turbidez del agua en el segundo caso, el mayor trabajo en este campo se realiza utilizando comunicaciones acústicas, creándose las Redes Acústicas Subacuáticas.

Se han presentado los retos a los que se debe de enfrentar un módem acústico submarino: ancho de banda y capacidad energética reducidos. Se ha definido el concepto de *Potencia Normalizada* que permite analizar la eficiencia de los módems



**Tabla 2.3:** Comparativa de los módems de investigación.  $F_c$  es la frecuencia central de funcionamiento,  $V_{bin,max}$  es la velocidad binaria máxima alcanzada,  $D_{max}$  es el alcance máximo del módem

Institución	Módem	Plataforma	$F_c$ (kHz)	$D_{max}$ (km)	$V_{bin,max}$ (bps)	Modulación
University of Founthern California	USC [WYH06]	ATMEGA128L MCU (Mica2)	18	0.5	600	FSK
University of California Irvine	UCI [JLB06]	Tmote (MSP430 MCU)	1.5	0.01	48	8-FSK
University of Connecticut	uComm [Yan+07]	TMS320C6713 DSP	12.5	(Lab)	6200	OFDM (QPSK)
Massachusetts Institute of Technology	rModem [SS06]	TMS320C6713 DSP	12	0.016	550	QPSK
University of California Santa Barbara	AquaModem [Ilt+05]	TMS320C6713 DSP	24	0.44	133	DSSS
Kookmin University	Kookmin [Nam+09]	ATmega128 MCU	30	0.03	5000	OOK
Massachusetts Institute of Technology	AquaNode [VDR07]	AD Blackfin B533 DSP	30	0.4	300	FSK
University of California San Diego	UCSD [Ben10]	FPGA	40	0.4	200	FSK
Northwestern Polytechnical University in China	NPUC [YHH07]	ADSP-TS101 + FPGA	N/A	(Lab)	1000	OFDM (BPSK)
North Carolina State University	NCSTU [PPD08]	Atmega 168 MCU	47.5	0.1	31	4-FSK
Gangneung-Wonju National University	GaWNU [WPI12]	ARM Cortex-M3	70	0.07	200	OOK

en función de los retos presentados. Se ha utilizado este parámetro para comparar los módems acústicos comerciales existentes en la actualidad.

El resultado de esta comparativa arroja resultados muy interesantes:

- Existe una dependencia entre la eficiencia de las soluciones y el ciclo de trabajo de la red, especialmente con condiciones de muy bajo tráfico.
- Se ha encontrado que el módem UWM10000 de la compañía LinkQuest es el idóneo, al presentar una potencia normalizada mínima en gran cantidad de escenarios.
- Se puede definir una nueva línea de investigación para obtener una solución global que dispusiese de una eficiencia máxima (reflejada en un valor de potencia normalizada mínima) independientemente de la carga de trabajo. Si esto fuese posible, se conseguiría avanzar enormemente en el campo de las redes subacuáticas.

Adicionalmente, el precio de estas soluciones hace que el despliegue de una red no sea económicamente viable.

Se han analizados las soluciones más relevantes presentadas hasta el momento por la comunidad científica y se ha comprobado que los sistemas propuestos se encuentran en un estado muy preliminar comparados con las soluciones comerciales.

A partir de este estudio se puede concluir que es necesaria la investigación de un módem acústico de alta eficiencia y de coste razonable, que es el objetivo de esta tesis.

## Capítulo 3

# Propuesta de una Arquitectura de un Módem Acústico para Redes Inalámbricas de Sensores Subacuáticas

Durante la sección 2.4 se ha presentado el estado del arte de los módems acústicos para las en redes de sensores subacuáticas. Dicho estudio incluye los dispositivos más relevantes desarrollados por empresas comerciales y obtenidos por diversos grupos de investigación.

En este capítulo se analizan en detalle los diferentes bloques que conforman dichos módems. Para ello, se presenta una arquitectura genérica de módem acústico en forma de diagrama de bloques. Dichos bloques corresponden con los elementos fundamentales presentes en la mayoría de los trabajos presentados en la actualidad.

Además, se realiza un análisis comparativo entre las diferentes alternativas planteadas para implementar cada uno de los sub-sistemas presentados, planteando tanto la problemática asociada a los mismos, como los objetivos que deben cumplir.

A partir de este análisis, junto con una investigación más detallada en alguno de los bloques más críticos e innovadores (capítulos 5 y 6), y una metodología de trabajo flexible y optimizada (capítulo 4), se han obtenido resultados destacables.

### 3.1 Características de un Módem Acústico

Tomando como punto inicial los retos de la tecnología inalámbrica acústica subacuática presentados en la sección 2.4.1, junto con la motivación de la tesis planteada en la sección 1.3, se está en disposición de plantear una serie de especificaciones concretas que se deben conseguir a la hora de diseñar un módem acústico. Las características fundamentales a conseguir son las siguientes:

1. *Un consumo de energía muy reducido.* El estado del arte de las unidades de procesamiento actuales permiten reducir el consumo de los sistemas a varios microvatios en el estado de inactividad, con lo que éste es un objetivo a cumplir por el módem. Además, sería deseable reducir el consumo por debajo de 1 vatio en los modos activos, especialmente en el de transmisión, para construir sistemas que puedan alargar su vida útil.
2. *Alcance moderado.* Puesto que se plantea un consumo de energía moderado, y redes de una densidad media-alta en aguas someras, no es necesario que el alcance de los nodos sea de kilómetros, sino de cientos de metros.
3. *Eficiencia espectral elevada.* Como se ha presentado anteriormente, el ancho de banda disponible para las RAS es muy reducido. Por tanto, sería deseable alcanzar la mayor tasa de transferencia posible, aprovechando al máximo el espectro.
4. *Portabilidad.* El módem fruto de esta investigación ha de servir como plataforma para desarrollar diferentes aplicaciones de RAS. Para ello, se debe contemplar la conectividad de los diferentes sensores y actuadores, incluyendo interfaces analógicas y digitales, además de interfaces de comunicación estándar con periféricos. Además, el módem ha de ser capaz de interactuar con otros sistemas de computación, ya sea de manera directa, o a través de una pasarela.
5. *Fácil integración.* El módem diseñado debe ser capaz, en su estado final, de gestionar de manera autónoma las principales tareas relacionadas con la comunicación acústica subacuática. Estas tareas pasan por la modulación/-demodulación de la señal, el filtrado, la generación de onda, la ecualización, etc. Adicionalmente, y siguiendo la tendencia de los módems actuales, otras tareas de capas superiores como la de acceso al medio, o incluso la de encañamiento se deben poder implementar en el módem diseñado.
6. *Coste económico reducido.* Puesto que el objetivo son las redes de una densidad media-alta con un elevado número de nodos, el precio de uno de estos módems es esencial para la viabilidad del despliegue de una red definitiva. Se debe concebir una arquitectura que facilite la explotación de los sistemas embebidos actuales que, debido a la economía de escala, han reducido sus precios hasta el orden de un dólar americano.

Como se ha analizado de manera cuantitativa, gracias a la definición de potencia normalizada en la sección 2.4.1, las soluciones eficientes no son aquéllas que destacan en uno de los parámetros de diseño. Al contrario, es en el balance de prestaciones donde se encuentran las soluciones más prometedoras.

Por tanto, no es recomendable plantear una arquitectura orientada a la optimización de un único de los objetivos planteados, obviando por completo el resto. La arquitectura debe ser lo suficientemente flexible como para permitir alcanzar una solución de compromiso equilibrada, y que permita un refinamiento del sistema para conseguir unas prestaciones destacables tras un proceso de investigación en diversas líneas clave.

La optimización no es una tarea trivial, pues la mayoría de los objetivos planteados entran en conflicto directo. Sin embargo, una arquitectura flexible que los tenga a todos ellos en consideración desde un principio, aumenta las probabilidades de la consecución integral de los mismos.

## 3.2 Arquitectura Propuesta para un Módem Acústico de una Red Acústica de Sensores

La arquitectura básica fundamental de un nodo de comunicaciones inalámbricas ya se ha presentado a lo largo de la sección 1.1. En concreto, se puede encontrar una primera aproximación al diagrama de bloques a plantear en la Figura 1.1.

Sirviéndonos de esta figura como base, y profundizando tanto en la problemática de la comunicación acústica, como en los objetivos planteados anteriormente, se plantea la arquitectura que se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 3.1.

Los diferentes bloques se detallan en los siguientes subapartados.

### 3.2.1 Transductor Piezoeléctrico

Para generar ondas acústicas a partir de señales eléctricas, algunos de los trabajos publicados en módems acústicos utilizan micrófonos y altavoces [Xia10; Mas+07], con una baja eficiencia.

Por otra parte, varios autores han demostrado que los resonadores piezo-eléctricos son capaces de realizar esta conversión con una mayor eficiencia [Fre+05; Ben+06; Ben+10; PPD08].

La piezo-electricidad es un fenómeno presentado por determinados materiales con estructura cristalina que, al ser sometidos a una tensión mecánica, aparecen en su superficie una diferencia de potencial y cargas eléctricas debido a una polarización eléctrica en su masa.

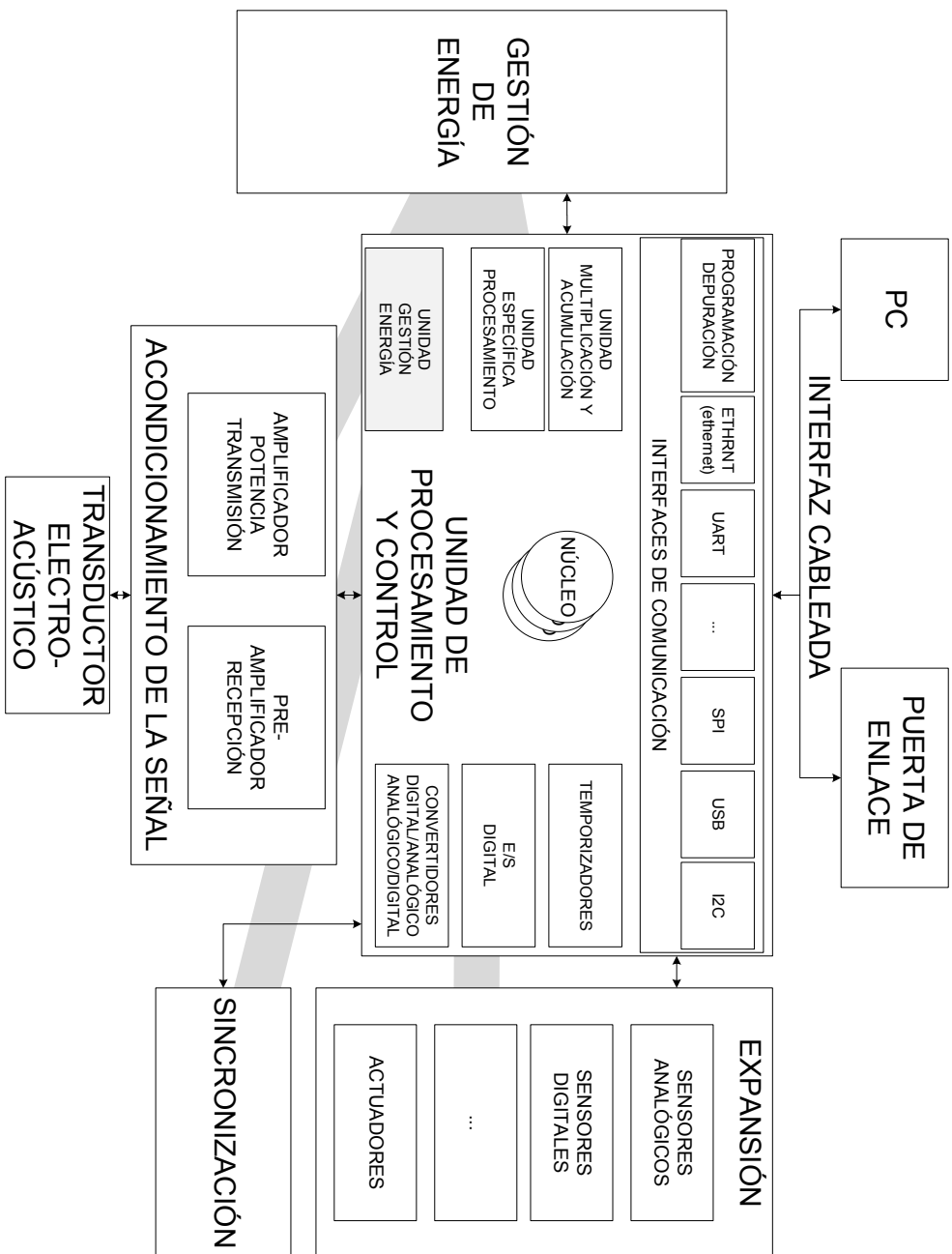


Figura 3.1: Diagrama de Bloques Genérico de la Arquitectura de un Módem Acústico

Este fenómeno también se presenta a la inversa, esto es, se deforman al ser sometidos a un campo eléctrico. Esta deformación es reversible, y los cristales recuperan su forma original al desaparecer el campo aplicado y vice-versa. Por tanto, los materiales piezo-eléctricos son candidatos ideales para la conversión entre energía mecánica-acústica y eléctrica.

Dentro de los transductores piezo-eléctricos, es habitual utilizar hidrófonos en los módems acústicos debido a su respuesta plana a lo largo de un gran ancho de banda [WYH06]. Sin embargo, su precio es muy elevado (del orden de cientos o miles de dólares), lo que los convierte en prohibitivos a la hora de desplegar una RAS con decenas, o incluso cientos de nodos.

Un estudio sugiere el uso de transductores piezo-eléctricos comerciales originalmente diseñados para otras aplicaciones comerciales de uso más extendido: sondas de profundidad, sondas para la detección de obstáculos, sondas para la búsqueda de banco de peces, etc.[Ben+06]. Se pueden encontrar este tipo de dispositivos desde 50 dólares.

Por tanto, se deberá realizar un estudio exhaustivo de los transductores comerciales existentes y detallar un proceso de caracterización e integración de los mismos en un módem existente, reduciendo el coste de manera considerable, con una conversión de alta eficiencia.

### 3.2.2 Acondicionamiento de la Señal

Aunque en los experimentos más preliminares, se puede transmitir la información inalámbricamente conectando directamente el núcleo de procesamiento del módem al transductor [Ben+06]. Sin embargo, como se ha enunciado en la sección 2.3.2, las ondas acústicas sufren unas pérdidas a través del canal subacuático y se vuelve necesaria una amplificación de la señal. De lo contrario, el rango de comunicación se vería muy reducido y no permitiría el despliegue de redes inalámbricas subacuáticas reales.

El proceso de amplificación es necesario en ambos extremos de la comunicación:

- El nivel de intensidad de la onda transmitida debe ser tal que la onda recibida en el extremo de la recepción sea superior, con un determinado margen, al ruido existente. La potencia de la onda generada se debe transmitir de manera eficiente desde las baterías del módem, reduciendo cualquier tipo de pérdida.
- En el otro extremo, antes de realizar la decodificación de la señal, ésta se debe acondicionar. Se debe amplificar el nivel hasta un umbral en el que el decodificador sea capaz de extraer la señal (sensibilidad). Adicionalmente,

se deberá filtrar el ruido existente fuera de la banda de funcionamiento para optimizar el proceso de decodificación maximizando la relación señal-ruido.

### ***Amplificador de Potencia en Transmisión***

Los amplificadores utilizados en los transmisores de los módems acústicos estudiados responden a una de las categorías siguientes:

- *Amplificador clase B* [AOS08]. Aunque este tipo de amplificadores únicamente necesitan de un transistor de potencia, son extremadamente ineficientes ya que únicamente operan con valores positivos de la señal (50 % eficiencia máxima teórica).
- *Amplificadores clase AB* [JLB06]. Estos amplificadores evitan el problema anterior, pero gran cantidad de energía se malgasta cuando los transistores de la etapa de salida (en configuración push-pull) se conectan de manera simultánea.
- *Amplificadores clase D* [Ilt+05; Fre+05; WYH06]. Aunque estos amplificadores reducen el coste y aumentan la eficiencia energética, presentan otra serie de problemas como la interferencia electromagnética debido a la conmutación de alta frecuencia, las redes adicionales de filtrado y la limitación en frecuencia.
- Uso de *transformadores* [PPD08]. Con este elemento se consigue elevar la tensión aplicada al transductor. Sin embargo, su eficiencia es muy baja.

Además, los amplificadores comerciales utilizados en estos trabajos son, en su mayoría, para aplicaciones de audio: frecuencia máxima alrededor de 20 kHz e impedancia de altavoz, que no transductor piezo-eléctrico, de varias decenas de ohmios. Estas especificaciones están fuera de las especificaciones de los transductores piezo-eléctricos, por lo que caben esperar ineficiencias en su funcionamiento.

Es por ello que una solución interesante es la creación de amplificadores de alta eficiencia personalizados. En [Ben+10] se propone una combinación de un amplificador clase AB con alta linealidad, y un amplificador de clase D de alta eficiencia, para conseguir un compromiso entre los beneficios de ambas arquitecturas.

El objetivo de esta etapa es maximizar la eficiencia, definida como la relación entre la energía transmitida al transductor desde el generador, generando ondas acústicas que se puedan decodificar a cientos de metros de distancia.



### ***Pre-Amplificador en Recepción***

Como ya se ha mencionado con anterioridad, una vez recibida la onda con un nivel suficiente, esta tiene que ser pre-procesada en el receptor previo a la decodificación. El objetivo es minimizar la probabilidad de error de esta decodificación, maximizando la relación señal-ruido en el receptor. Este pre-amplificador ha de conseguir dos objetivos a su salida: maximizar el nivel de la señal y minimizar el nivel de ruido.

Para ello, se debe implementar una etapa de amplificación. Ésta deberá maximizar la ganancia efectiva entre el nivel de presión acústica recibido, convertida en una señal eléctrica de cierto nivel por el transductor. Además de maximizar la ganancia, el amplificador debe considerar la impedancia de dicho transductor, puesto que en el caso de desadaptación el nivel a la salida no será el máximo posible. Por tanto, será necesario diseñar una red de adaptación adicional.

Adicionalmente, el ruido fuera de las frecuencias de interés debe ser eliminado. Este bloque, pues, incorpora un filtrado de tipo paso-banda. Para no introducir ruido adicional en el sistema, la etapa del amplificador deberá ser de mínimo ruido.

Por último, se ha de prestar un especial interés en el consumo de esta etapa, ya que puede permanecer activa durante periodos de tiempo más extensos que el periodo de transmisión. Como se comentará en futuras secciones, en caso de falta de sincronización entre los nodos, estos podrían permanecer largos periodos de tiempo a la espera de recibir mensajes, manteniendo esta etapa activa.

### **3.2.3 Unidad de Procesamiento y Control**

Los recientes avances en el campo de la microelectrónica han conducido a una mejora sustancial de la integración. Así, existen en el mercado una gran cantidad de microcontroladores que incorporan una serie de periféricos que facilitan la intercomunicación entre diferentes dispositivos y, en el caso que nos ocupa, el desarrollo de las redes inalámbricas de sensores acústicas. Por ejemplo, los nodos de una RAS necesitan de interfaces analógicas, temporizadores, interfaces con buses de datos (SPI/I2C/UART), etc. así como unidades de procesamiento de la señal específicas. Dentro de este campo destacan los microcontroladores con unidad aritmética de coma fija, coma flotante e incluso con una unidad de Multiplicación y ACumulación (MAC), operación recurrente y crítica en algoritmos de demodulación, filtrado, FFT, etc.

Existen una gran cantidad de trabajos que basan sus diseños en Procesadores Digitales de la Señal (DSP) [APM05; Fre+05; Bin+00]. La principal ventaja es la capacidad computacional de este tipo de controladores más específicos al procesamiento de la señal en aplicaciones en tiempo-real. Sin embargo, estos dispositivos consumen una potencia muy alta.

Otra alternativa interesante es el uso de dispositivos de lógica programable como las FPGA (en inglés Field Programmable Gate Array) [Ben+10]. Estos dispositivos permiten la programación de dispositivos con una lógica totalmente personalizable y cuyo hardware puede adaptarse a la aplicación a la perfección. Sin embargo, la reducción de la flexibilidad frente a los DSP y su elevado coste y consumo energético son una problemática para esta aplicación.

En la actualidad, el mercado ofrece una gran variedad de microcontroladores con una creciente capacidad de cálculo y que han sufrido una drástica reducción en su consumo energético. Se pueden encontrar microprocesadores con arquitecturas de 8, 16 ó 32 bits que consumen menos de 1  $\mu A$  en su modo de funcionamiento de más bajo consumo. De hecho, estos modos de bajo consumo se explotan de una manera recurrente tanto en las RIS, como en las RAS, debido a la lenta variación de algunas magnitudes (temperatura, humedad, radiación, etc.), con periodos largos entre medidas. Utilizando estos modos durante los periodos de inactividad se consigue alargar la vida de los nodos de la red de manera significativa. Algunos ejemplos de microcontroladores con consumos ultra-reducidos son la familias c8051F9xx de la compañía Silicon Laboratories [Sil12], MSP430 de Texas Instruments [TI12] y Cortex de ARM, con diversos fabricantes [ST12; Sil12; TI12]. De manera más reciente, estos dispositivos incorporan unidades de cálculo en coma fija y flotante, e incluso el módulo MAC, con lo que se pueden explorar como una interesante alternativa para el diseño de un módem acústico.

Las funcionalidades básicas que se implementan en este bloque son las siguientes:

### **Modulación**

La modulación permite trasladar la señal digital en banda-base, cuya frecuencia central es 0, a una banda de frecuencias más adecuada para la transmisión de la misma a través canal. En el receptor, se realiza la operación contraria, recuperando la información original. A los procesos anteriores se denominan modulación y demodulación respectivamente.

La selección de un esquema de modulación adecuado a la aplicación concreta es fundamental. Dos variables críticas en la tecnología de los módems acústicos están directamente relacionadas con esta elección:

1. La eficiencia espectral es la relación entre la velocidad binaria de transmisión y el ancho de banda requerido.
2. La complejidad del módem, que tiene una repercusión directa en la arquitectura necesaria, el coste y el consumo.

En pos de conseguir una eficiencia espectral máxima, los estudios anteriores proponen el uso de modulaciones multi-nivel como QPSK, M-PSK, M-FSK o M-QAM

[AOS08; Fre+05; Ilt+05]. Estas modulaciones requieren de algoritmos complejos de demodulación con varios generadores de onda y filtros con un consumo de potencia muy elevado como se muestra en [San+11a].

Como ya se ha discutido en la sección 2.3.5, otras alternativas exploran soluciones no-coherentes tanto en FSK [WYH06; JLB06; VDR07; Ben10] como ASK [WP12; Nam+09]. Los bloques necesarios se reducen a simples filtros y medidores de intensidad de la señal, pudiendo utilizar procesadores de bajos recursos y con muy bajo consumo.

Puesto que la eficiencia espectral y el consumo energético son objetivos enfrentados entre sí, se deberá alcanzar un compromiso entre ellos. En este proceso jugará un papel importante la capacidad de procesamiento de las unidades de procesamiento de bajo consumo, pues se debe intentar maximizar el rendimiento de las mismas para obtener los mejores resultados con el mínimo consumo.

### ***Ecuación***

Como se ha presentado en la sección 2.3.1, la velocidad de propagación del sonido en el agua (valor normalizado 1500 m/s) es significativamente inferior a la velocidad de las ondas electromagnéticas en el vacío ( $3 \cdot 10^8$  m/s). Además, como se enuncia en la ecuación (2.4), esta velocidad varía en función de varios factores, como por ejemplo la profundidad. Este efecto, junto con la reflexión de la onda acústica en el fondo y en la superficie y el movimiento relativo del emisor y el receptor dan lugar a dos efectos documentados en los módems subacuáticos acústicos: el efecto multi-camino y el efecto Doppler.

Como se describirá en profundidad en el capítulo 8, estos efectos causan una distorsión en la onda que provoca errores en la comunicación. Estos errores, al final, reducen la velocidad de transmisión efectiva y, por tanto, reducen la eficiencia espectral. Por tanto, se deben proporcionar los mecanismos, para mitigar estos efectos inherentes a la comunicación acústica.

Los módems basados en modulaciones no coherentes insertan bandas de guarda temporales en la señal transmitida para evitar interferencias [Sto06], disminuyendo la velocidad de propagación. Los módems con modulaciones coherentes (QPSK, OFDM, BPSK, etc.) necesitan algoritmos complejos y que se ejecutan en plataformas como DSPs y FPGAs [Sto06; Abd+11]. Por tanto, se trata de alcanzar un equilibrio entre las eficiencias espectral y energética.

### Otros Algoritmos

Otros algoritmos que son también importantes en la comunicación y que se deben ejecutar en la unidad de procesamiento son los de sincronismo. El decodificador debe muestrear los símbolos en el instante óptimo, minimizando la interferencia entre símbolos adyacentes y errores de decodificación (sincronismo de símbolo); se debe detectar unidades de información reconocibles y procesables en las señales detectadas en el canal (sincronismo de trama); se ha de ser tolerante ante variaciones de la fase y de la frecuencia (sincronismo de fase y de frecuencia); etc.

Además, los algoritmos de capas superiores, como la de acceso al medio o de enlace de datos, se han de poder implementar en esta unidad de control. Dependiendo de la aplicación final, es posible que algunas de estas funcionalidades estén implementadas en el módem o en un controlador externo.

Por norma general, los dispositivos periféricos necesitan de un pequeño software para su correcto control, lo que se conoce como driver. Los diferentes sensores que se conecten, así como los módulos de acondicionamiento de la señal, normalmente requieren de estos módulos de control que se implementan en la unidad de control.

Este tipo de funcionalidad no supone un gran esfuerzo de diseño en unidades basadas en micro-procesadores, no siendo tan inmediato en dispositivos de lógica programable. Sin embargo, los primeros deberán de disponer de los periféricos necesarios para su rápida interconexión.

#### 3.2.4 Sincronización

Como se ha comentado durante el capítulo 2, uno de los mayores desafíos a los que se deben enfrentar las redes inalámbricas de sensores subacuáticas es reducir el consumo energético de sus nodos, permitiendo despliegues de redes cuyo mantenimiento, debido al reemplazo de baterías, no suponga una restricción.

Dentro del modo de funcionamiento de un microcontrolador se encuentra el modo de *inactividad* (tal y como se referencia en la Tabla 2.2), también conocido como *estado dormido* (sleep mode). En este estado se reduce el consumo al mínimo, desconectando la unidad central de procesamiento (CPU) y el máximo número de periféricos posibles. En un funcionamiento normal, estos dispositivos suelen poder reactivarse tras un reinicio del sistema, la variación de uno ó varios puertos de entrada ó gracias a un temporizador.

El uso de este modo de inactividad es una opción muy interesante en redes con una actividad baja. Sin embargo, se debe tener en cuenta que, mientras el nodo permanezca dormido, no se puede realizar ninguna actividad, en concreto, ni recibir, ni enviar mensajes por la interfaz inalámbrica. Es por ello que se necesita

proveer a los nodos de un método para reactivar al microcontrolador y la actividad normal del módem.

Las estrategias para activar (o despertar) un nodo se pueden agrupar en dos categorías fundamentales: síncronas, o asíncronas. Las estrategias de activación síncronas están basadas en la sincronización y en el concepto de reloj global virtual, mientras que las estrategias asíncronas se basan en la detección de estímulos externos. Dichas estrategias necesitan de unos sub-sistemas específicos y tienen una problemática asociada, descrita en profundidad en el capítulo 5.

Este bloque debe ser capaz de reducir el tiempo activo del nodo al mínimo indispensable para que el consumo de energía sea óptimo.

### 3.2.5 Sistema de Gestión de Energía

La energía disponible es un elemento finito y crítico que merece especial atención. Por ello, se deben seguir una serie de estrategias a la hora de diseñar un bloque que gestione la energía de manera eficiente.

Ese bloque debe asegurar que todos los bloques anteriores dispongan de una alimentación adecuada. Para ello se deberá proporcionar los niveles de tensión y responder ante las demandas de corriente. Es habitual encontrar módulos como amplificadores de potencia, con un rango de tensión de alimentación superior al resto (usualmente lógica CMOS de 3.3V) y, además, consumir de manera puntual una gran cantidad de corriente que se debe suministrar manteniendo el rango de funcionamiento.

Por otro lado, el consumo estático (con el módem en modo inactivo) se debe reducir al mínimo. Para ello se proporcionan los mecanismos para desactivar los diferentes bloques de manera individual, o por unidades funcionales.

Además, los bloques de control deben ser capaces de adecuar su funcionamiento y, en consecuencia, su consumo energético a las necesidades computacionales de las tareas a ejecutar. Para ello, este bloque se apoya en las avanzadas unidades de gestión de consumo de los sistemas basados en procesadores, que son capaces de regular tanto la frecuencia de funcionamiento, como la actividad de los diferentes módulos dentro del microcontrolador en función de la demanda.

Por último, destacar que este bloque debe presentar una flexibilidad tal que permita la incorporación de fuentes de energía renovables. En la actualidad, se está investigando en cómo extender la vida útil de las redes de sensores, antiguamente alimentados con baterías. Para ello, tal y como se describe en detalle en el capítulo 9, se incorpora una circuitería adicional que es capaz de recolectar energía de fuentes ambientales renovables como solar, eólica, undimotriz, vibraciones, etc. Para ello, debido a la naturaleza de las fuentes de energía, se requieren nuevos

dispositivos de almacenamiento. El manejo eficiente de la energía de estos almacenes requiere de una serie de bloques adicionales que consideren, al menos, la posibilidad de su uso a la hora de diseñar el módem.

### **3.2.6 Bloque de Expansión**

El objetivo último de una red de sensores, como su propio nombre indica, es el registro de una determinada magnitud. Por tanto, se deberá considerar a la hora del diseño la conexión de sensores como un elemento fundamental.

Los sensores, en última instancia, proporcionan una señal eléctrica que refleja la variación de la magnitud a observar. El registro de estas magnitudes por parte del sistema de control se puede llevar a cabo de diferentes maneras, dependiendo de la implementación del propio sensor.

Los sensores más sencillos necesitan de una circuitería de acondicionamiento para proporcionar un nivel adecuado en la lectura con un convertidor analógico digital. Sin embargo, los sensores más modernos integran toda esta circuitería, junto con el convertidor y una interfaz de comunicaciones digital (UART, SPI, I2C, I2S, etc.). Así, el módem en general, y el núcleo de control en particular, deben incorporar interfaces analógicas, buses comunes de comunicación digitales, entradas/salidas digitales genéricas, etc.

### **3.2.7 Interfaz de Usuario y Programación**

Por último, el módem en muchas ocasiones no va a ser un elemento autónomo y aislado que únicamente se comunica con sus sensores y con el resto de nodos de la red con una interfaz inalámbrica.

Los datos recogidos por la red deben poder ser extraídos de alguna manera y, por otro lado, un usuario externo debe poder ser capaz de interactuar con el módem y con la red. Un caso particular de este último ámbito de aplicación es la reprogramación de la funcionalidad del nodo en caso de realizar alguna actualización para la mejora del funcionamiento del sistema.

Los hechos anteriores demuestran la necesidad de la introducción de una interfaz cableada, independiente de la inalámbrica, que permita la comunicación del módem con un elemento externo a la red.

Esta conexión puede ser local, con interfaces seire (UART), USB, JTAG de programación, etc. Pero, no sólo eso, sino que se puede realizar esta misma funcionalidad de manera remota a través de puertas de enlace de redes más complejas como Internet gracias a una conectividad ethernet.

### 3.3 Resumen

En este capítulo se ha presentado una arquitectura de módem acústico, basada en la estructura básica de un nodo de una red inalámbrica. Con esta arquitectura se pretenden alcanzar, desde la concepción del sistema, una serie de objetivos fundamentales a la hora de trabajar con redes acústicas subacuáticas.

A continuación, se han descrito los bloques fundamentales de dicha arquitectura, identificando los elementos funcionales más importantes que se necesitan en un módem acústico.

Tras un análisis de las necesidades, funcionalidad y desafíos de cada una de los subsistemas, se han planteado los objetivos particulares de cada uno de ellos para la consecución de las metas generales.

En los capítulos posteriores se presentarán los bloques más críticos del sistema y la metodología de trabajo que han permitido el diseño de un módem de última generación de ultra-bajo consumo para redes de densidad media-alta en aguas someras: ITACA modem.





## Capítulo 4

# Metodología para el Diseño de Módems Acústicos

En la investigación de un sistema de comunicaciones para redes de sensores subacuáticas con unas prestaciones acordes con los retos presentados en el capítulo 2 se tienen que asentar las bases de una arquitectura flexible y escalable. Ésta debe permitir las mejoras y ampliaciones necesarias para futuras investigaciones. Es por ello que se ha diseñado una metodología basada en el modelado matemático que permite el desarrollo de soluciones genéricas, escalables y flexibles.

En la sección 4.1 se presentan los hechos que han motivado el desarrollo de esta trabajo. La plataforma creada, que se denomina IUmote, se describe en detalle en la sección 4.2. Por último, los aspectos más físicos de la implementación del módem como plataforma hardware se discuten en la sección 4.3.

### 4.1 Motivación

Actualmente existen numerosas plataformas de simulación que definen diferentes modelos de propagación de la señal acústica en el canal subacuático. De hecho, se ha llegado a afirmar que existen tantas herramientas de simulación para este propósito como protocolos de acceso al medio y de encaminamiento [LM12]. Los modelos de propagación de la señal acústica existentes varían desde los más simples, como la ecuación de Thorp [BL82] que se muestra en (2.5), hasta modelos complejos de trazado de rayos como Bellhop [PB87]. Ambos modelos se utilizan como base para simular redes y protocolos.

Es difícil comparar dos modelos diferentes a no ser que estén implementados en la misma plataforma de simulación. Incluso estando implementados en el mismo simulador, éste debe ser tan realista como sea posible, puesto que de otra manera, los resultados no son extrapolables.

Es por ello que las pruebas experimentales, aunque sean recreaciones simplificadas, son imprescindibles antes de realizar la implementación final. Este hecho reduce el potencial de las herramientas de simulación para predecir el funcionamiento de redes reales [LM12].

Para solucionar las imprecisiones derivadas de la simulación, recientemente se han iniciado una serie de líneas de investigación para obtener plataformas que faciliten la experimentación en redes inalámbricas subacuáticas en entornos reales [AAS12] [Cui+12] [KKM12]. Sin embargo, los experimentos que se pueden llevar a cabo en estas plataformas se limitan a las capas superiores de los protocolos de comunicación (como la capa de acceso al medio, la de encaminamiento, la de aplicación, etc). Las capas más bajas, como la física, están implementadas utilizando módems comerciales como los mostrados en la Tabla 2.2, que no pueden ser configurados con otras opciones diferentes definidas de serie.

De la combinación de las aproximaciones anteriores, de una simulación precisa y de una plataforma de test reconfigurable, surge la plataforma IUmote, cuyo objetivo es el desarrollo de redes inalámbricas subacuáticas. Una plataforma híbrida innovadora que permite un proceso de evaluación, experimentación y validación significativamente más corto que el tradicional.

El entorno IUmote combina una serie de elementos que reducen drásticamente tanto el tiempo como el esfuerzo que se requiere desde la propuesta de un algoritmo, hasta su despliegue efectivo. Estos son:

- Una arquitectura de módem especialmente diseñada para este fin.
- Un conjunto de herramientas de simulación.
- Una combinación de trazas reales y sintéticas.
- Un flujo de diseño optimizado.

Gracias al entorno de desarrollo, simulación y experimentación integrado, los módulos de las diferentes capas se pueden intercambiar de manera rápida y sencilla, re-evaluándose las nuevas prestaciones del módem. Como principal novedad, esta nueva plataforma permite también la re-configuración de la capa física, pudiéndose introducir incluso módulos hardware y algoritmos de procesamiento de la señal. Los cambios se pueden simular gracias a la incorporación de modelos de propagación de la señal, y trasladarlos de manera inmediata a un entorno de pruebas real, evaluándose la solución con pruebas de campo.

## 4.2 Entorno de Trabajo IUmote

### 4.2.1 Metodología de Trabajo Integrada

La Figura 4.1 muestra el diagrama de bloques de la plataforma IUmote. Éste combina el uso de herramientas de cálculo numérico, modelos de simulación, bancos de prueba en entorno real con dispositivos hardware y una arquitectura de módem especialmente diseñada para este efecto.

La parte derecha de la Figura 4.1 representa los componentes físicos que constituyen el módem que se integrarán en el nodo de comunicaciones definitivo.

La parte izquierda del diagrama de la Figura 4.1 recoge tanto las herramientas de cálculo numérico, como los modelos y herramientas de simulación integradas en la herramienta. Como se puede observar, para cada elemento físico de la parte derecha de la figura, existe una correspondencia biunívoca con un bloque de la parte izquierda.

Los módulos se organizan en capas y éstos pueden ser intercambiados de manera sencilla por otros, ya sean del entorno de simulación o hardware indistintamente, habilitando el flujo de diseño que se presenta en la sección 4.2.2.

En la parte derecha de la Figura 4.1 se pueden observar las capas más significativas a la hora de diseñar un módem acústico. A continuación se realiza una descripción de las mismas con un alto nivel de detalle.

En la parte inferior de la Figura 4.1, se muestra el canal de comunicación que, en este caso, corresponde con el canal acústico subacuático. En trabajos relacionados se ha demostrado que un modelado preciso del canal acústico es esencial para realizar simulaciones útiles y extrapolables al despliegue definitivo de redes en entornos reales [LM12].

De este modo, la herramienta permite integrar modelos de canal tan sencillos como la fórmula empírica de Thorp [BL82] - mostrado en la ecuación 2.5 en el capítulo 2. Aunque también pueden ser integrados modelos de canal de una complejidad muy alta que contemplan la dinámica oceánica para el cálculo de la respuesta del canal [Sen+12]. Sin embargo, estudios recientes muestran la preferencia de la comunidad científica por utilizar modelos de canal acústico basados en el trazado de rayos [LM12]. Estos modelos se fundamentan en la solución de las ecuaciones de rayos utilizando el perfil de velocidad del sonido en función de la profundidad, la batimetría y la composición de los sedimentos del suelo. Estos datos se pueden extraer de bases de datos públicas como WOSS [GCZ09] (World Ocean Simulation System) e importar al modelo de canal. Dentro de estos modelos, el modelo Bellhop

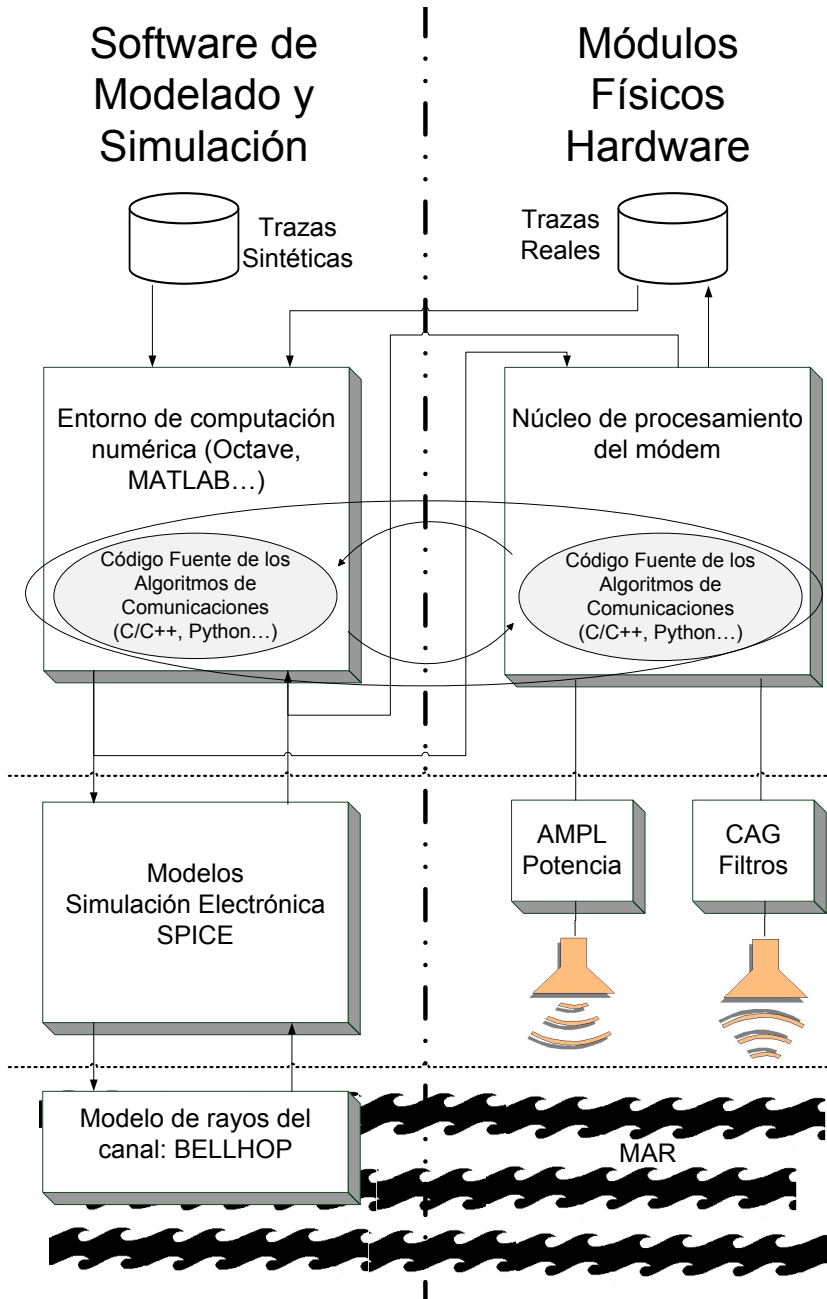


Figura 4.1: Diagrama de bloques de la plataforma IUmote

[PB87] asume simetría cilíndrica y la ecuación de rayos puede reescribirse como se muestra en la ecuación (4.1).

$$\begin{aligned} \frac{dr}{ds} &= c\xi(s) & , & & \frac{d\xi}{ds} &= -\frac{1}{c^2} \frac{dc}{dr} \\ \frac{dz}{ds} &= c\zeta(s) & , & & \frac{d\zeta}{ds} &= -\frac{1}{c^2} \frac{dc}{dz} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Donde:

- $s$  es la longitud del arco de la trayectoria del rayo.
- $r(s)$  y  $z(s)$  son las coordenadas en sistema de representación cilíndrico.
- El par  $c(s)$   $[\xi(s), \zeta(s)]$  representa un vector tangente a la trayectoria del rayo.

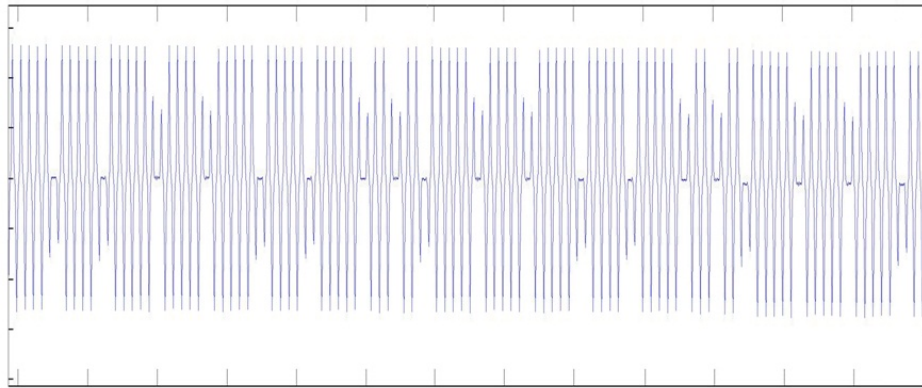
Existen implementaciones del modelo Bellhop tanto para herramientas de cálculo numérico como Octave o Matlab, como para simuladores de redes tales como ns-3 [Ns3] y opnet [OPN]. Esta portabilidad ha propiciado que este modelo haya sido seleccionado como el modelo por defecto en la herramienta de simulación de IUmote.

La siguiente capa, por encima del canal, contiene los transductores que convierten la señal eléctrica en acústica y viceversa. Como se discutirá en el capítulo 6, la tecnología preferida para este tipo de aplicaciones son los transductores piezoeléctricos debido a su alta eficiencia. En esta capa también se incluirá la electrónica relacionada con el acondicionamiento de la señal tanto en transmisión, con un amplificador de potencia adecuado, como en recepción, utilizando redes de adaptación, filtros, pre-amplificadores, etc. La plataforma IUmote es capaz de incluir estos bloques tanto con modelos funcionales en una herramienta de cálculo como Matlab u Octave, o ejecutando herramientas de simulación de componentes electrónicos más complejas como Spice [EEC].

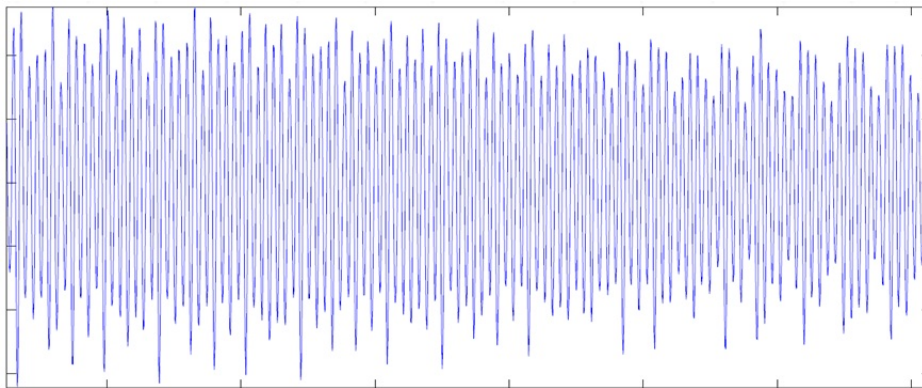
En la capa superior se encuentra el núcleo de procesamiento del módem. En la parte derecha del diagrama de bloques de la plataforma (Figura 4.1), que corresponde con la plataforma de pruebas real, se dispone de una arquitectura de módem basada en un micro-controlador que será descrita en detalle en la sección 4.3.

Los algoritmos asociados con la comunicación a mas bajo nivel, así como con los protocolos de más alto nivel, se pueden implementar utilizando tanto el lenguaje de programación de la herramienta de cálculo numérico (Matlab en nuestro caso, pudiéndose integrar incluso bloques de la herramienta Simulink), como con funciones descritas en código fuente (usualmente en C/C++) que se pueda compilar y ejecutar en el núcleo de procesamiento seleccionado.

En los primeros pasos en el flujo del diseño, cuanto mayor nivel de abstracción y, en consecuencia, cuando el lenguaje de descripción es de más alto nivel, más



(a) Traza sintética obtenida con el simulador utilizando el modelo de canal Bellhop



(b) Traza real capturada durante un experimento en un puerto deportivo

**Figura 4.2:** Ejemplo de una traza sintética y una traza real obtenidas con el entorno IUmote

rápido se puede disponer de los primeros prototipos de las soluciones propuestas, reduciendo el tiempo de diseño.

La entrada de los diferentes bloques puede ser tanto trazas sintéticas (generadas artificialmente por otros modelos de simulación), o trazas reales recogidas en los experimentos realizados en el entorno real. Como ejemplo, la Figura 4.2 muestra una traza sintética generada a partir de un canal con propagación multicamino y una traza real obtenida en un entorno subacuático en unas condiciones similares a las simuladas.

Esta característica puede ser explotada para realizar experimentos en un entorno real de manera inmediata. La onda acústica generada para ser transmitida por

el canal puede ser redirigida desde la herramienta software de cálculo numérico al módem físico. En el otro extremo, las ondas recogidas y grabadas durante una campaña de experimentos pueden re-introducirse en la herramienta de simulación para diseñar los diferentes bloques de manera rápida y tener resultados de funcionamiento en un campo de pruebas real de manera rápida. Esta mezcla en la relación entre los bloques ahorra mucho tiempo en las campañas de experimentación ya que las trazas grabadas pueden ser procesadas con diferentes algoritmos posteriormente.

### 4.2.2 Flujo de Diseño con IUmote

El entorno de simulación presentado anteriormente está integrado en una metodología de diseño que se explica en esta sección. La Figura 4.3 muestra un diagrama de este flujo de diseño.

El flujo de diseño que se propone es un bucle cerrado realimentado. Se puede comenzar a diseñar en cualquiera de los diferentes estados, siempre y cuando se asuma que existe suficiente material procedente de diseños pasados que puede ser reutilizado para avanzar en los pasos posteriores. Sin embargo, con el propósito de una mejor comprensión, se asumirá que el flujo comienza en el paso denominado como “propuesta”. Los pasos fundamentales se describen a continuación:

1. En la etapa “propuesta” se propone un nuevo algoritmo o un módulo hardware.
2. En la etapa de “implementación”, el algoritmo o hardware propuesto se describe, bien con un modelo SPICE de simulación electrónica, bien con una herramienta de cálculo numérico o bien con una implementación en código fuente C/C++ que se puede compilar y ejecutar en la plataforma hardware real que se ha integrado en la plataforma IUmote.
3. En la etapa de “simulación”, el comportamiento del algoritmo o del hardware propuesto se puede evaluar utilizando trazas sintéticas obtenidas a partir de los modelos de simulación del canal acústico.
4. En la etapa de “banco de pruebas”, los algoritmos y el hardware se prueban en un campo de pruebas real. Para ello, se puede conectar los modelos de simulación al módem, que únicamente se encargará de registrar las trazas de los experimentos. En etapas posteriores la propuesta se puede implementar en el módem real, ejecutando los algoritmos en el propio procesador del módem. Por la propia definición de esta etapa, se requiere de un entorno acuático para su realización; bien sea en un tanque acuático disponible en el laboratorio o campañas en el mar. En esta etapa, a diferencia de la anterior, se utilizan trazas reales.

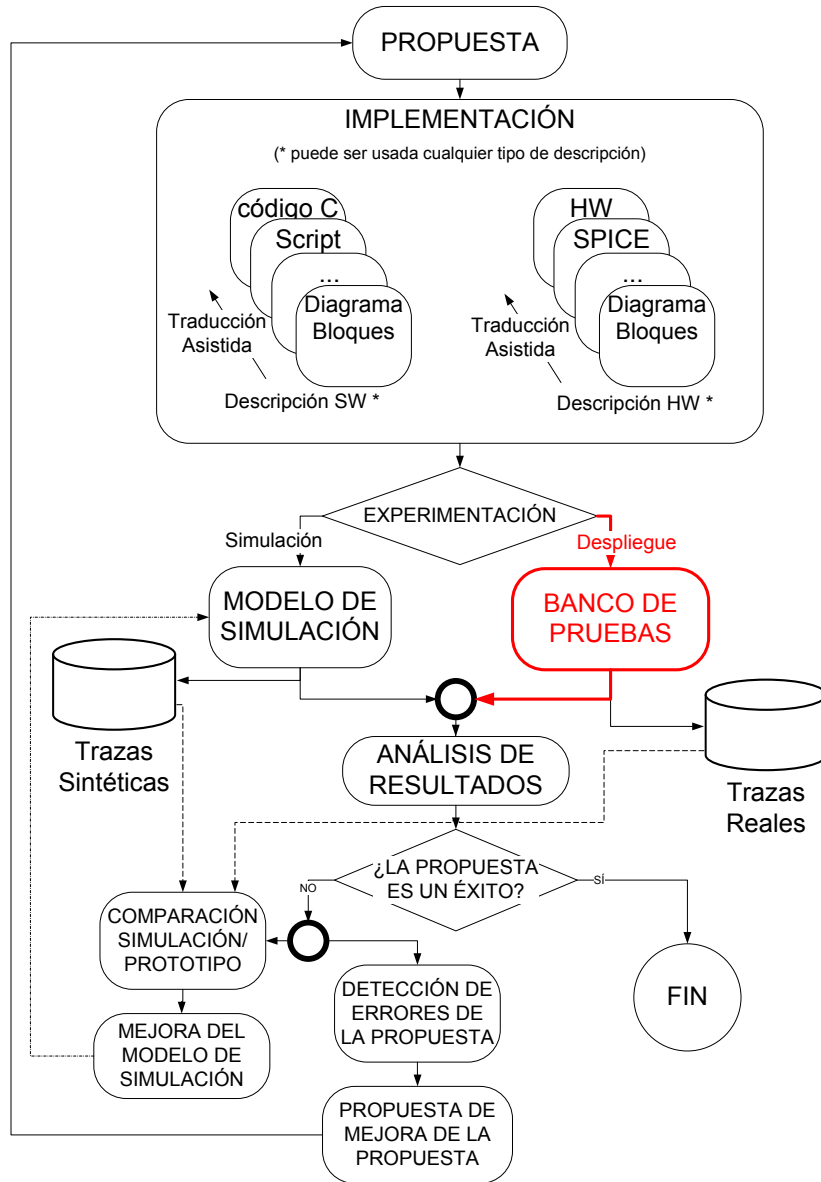


Figura 4.3: Diagrama del flujo de diseño propuesto

5. En la etapa de “análisis de resultados”, las salidas de las simulaciones o las trazas reales se analizan y/o son utilizadas como realimentación para



la ejecución de este flujo de diseño en futuras propuestas, simulaciones y campañas.

Aunque inicialmente las trazas sintéticas se basan en modelos de ruido como los descritos en la Sección 2.3.3, propagación multi-camino basado en el modelo de Bellhop (ecuación (4.1) [PB87]) y la distorsión de la onda producida por el efecto Doppler (que se describirá convenientemente en el capítulo 8). La respuesta de estos modelos se pueden ajustar utilizando las trazas reales recolectadas a lo largo de los experimentos: condiciones reales de ruido, sonidos producidos por el ser humano tales como el sónar, etc. Gracias a esta realimentación, se puede mejorar el diseño de algoritmos y de hardware en los primeros pasos de posteriores diseño.

### 4.3 Módulo Hardware para Pruebas Experimentales

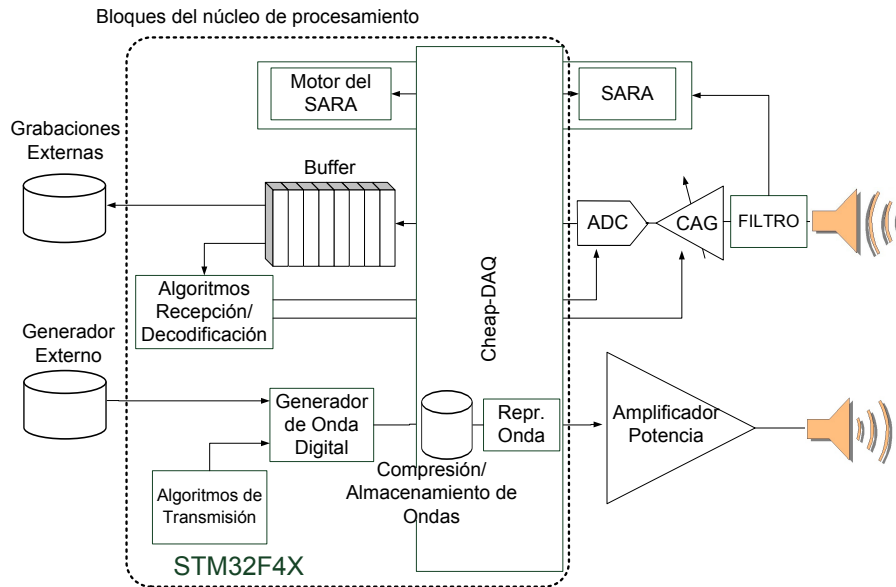
Se ha diseñado una arquitectura específica de módem que se integra de manera óptima dentro del flujo de diseño descrito anteriormente. Ésta cumple de manera simultánea con dos requisitos fundamentales, como son: la alta flexibilidad de la plataforma y el consumo energético reducido.

De este modo el módem es capaz de ejecutar algoritmos de procesamiento de la señal de alta complejidad sin la necesidad de utilizar un hardware específico como los DSPs y las FPGAs, con consumo energéticos mucho más elevados. En la Figura 4.4 se muestra el diagrama de bloques propuesto para el módem.

La unidad de procesamiento principal es un microcontrolador basado en la arquitectura ARM Cortex-M4, en concreto la familia STM32F4x de la empresa ST-microelectronics [ST12]. Estos dispositivos integran en un mismo chip un núcleo procesador Cortex con una frecuencia de funcionamiento máxima de 168 MHz, una gran variedad de periféricos (Ethernet, SPI, I2C, USART, ADC, DAC, RTR, USB-OTG, etc.) y una unidad específica para el cálculo en coma flotante de precisión simple. El consumo en estado inactivo está por debajo de los 30  $\mu$ W, lo que le convierte en un candidato idóneo si se compara con el consumo de los módems comerciales presentados en la Tabla 2.2).

El software embebido necesario está basado en el proyecto de código abierto CheapDAQ [Per]. Este proyecto surge con el objetivo de implementar un sistema de adquisición de datos de bajo coste basado en un microcontrolador, siendo su principal objetivo el generar una abstracción del hardware en diseños de sistemas del tipo maestro-esclavo o autónomos. Esta aproximación simplifica la tarea y reduce el esfuerzo necesario para desarrollar un software que sea capaz de acoplarse tanto a la plataforma de simulación, como al módem como sistema autónomo.

Tanto los componentes físicos, como el software han sido diseñados para proporcionar un conjunto de módulos independientes con unas interfaces claramente de-



**Figura 4.4:** Diagrama de bloques del hardware del módem implementado para la plataforma IUmote

finidas que facilitan su reemplazo. Existen bloques que necesariamente deben ser implementados con módulos hardware, como por ejemplo: filtros, bloque de control automático de ganancia, conversión de la señal analógica a digital y un amplificador de potencia para la etapa de salida en transmisión. Sin embargo, la complejidad de estos módulos se puede reducir utilizando técnicas de procesado de la señal digital implementadas en el núcleo microcontrolador.

El aspecto más destacable de este núcleo de procesamiento es el desacople de cada etapa del procesamiento de la señal. Para ello se ha utilizado un software segmentado que enlaza la salida de cada uno de los algoritmos de procesado con la entrada del siguiente. Esta filosofía de diseño permite al usuario ejecutar algoritmos complejos en una plataforma con recursos de computación limitados, facilitando el intercambio entre la plataforma de simulación y el módem real de los algoritmos desarrollados.

Como ejemplo, se analiza el funcionamiento del núcleo de procesamiento para la recepción de tramas. En un primer paso el convertidor analógico-digital muestrea la señal periódicamente y la almacena en memoria con una estructura de cola. Los datos recolectados bien pueden ser transferidos a una unidad de almacenamiento externa (operación realizada cuando se requiere la conexión con la pla-

taforma de simulación), o bien procesados internamente utilizando un algoritmo pre-programado en la propia plataforma. Gracias a una arquitectura con una gran cantidad de memoria, no es necesario el procesamiento de los datos en tiempo real, lo que se traduce en la relajación de las restricciones temporales, con la flexibilidad que con ello se consigue.

De manera análoga se implementa el caso de la transmisión. La onda de salida se puede generar bien con el software de simulación, o bien con un algoritmo pre-programado en el módem. En ambos casos, la onda se transfiere a una cola en la memoria del núcleo de procesamiento. Para ahorrar memoria, en ambos casos la señal puede ser comprimida, sin por ello perder prestaciones de los algoritmos de procesamiento.

Los beneficios de este diseño segmentado son:

- Optimización de los recursos de computación. Gracias al diseño segmentado, cada etapa tiene unos requisitos computacionales específicos que no afectan al resto de etapas.
- Reducción de las exigencias de procesamiento. La arquitectura segmentada presentada elimina las restricciones temporales, eliminando la necesidad de utilizar plataformas de altas prestaciones para el procesamiento de la señal como DSPs o FPGAs para ejecutar algoritmos complejos de comunicación.
- Implementación/depuración de algoritmos utilizando código fuente sencillo. Al reducirse la exigencia de los algoritmos necesarios al relajar las restricciones temporales, éstos se pueden desarrollar con un conocimiento básico de C/C++. Por la propia concepción del sistema, el mismo código generado se podrá ejecutar tanto en la plataforma de simulación, como en el módem real.
- Adaptación del consumo energético en función de la complejidad del algoritmo. El propio diseño permite desarrollar, con la misma plataforma y el mismo flujo de trabajo, tanto algoritmos orientados a soluciones de consumo energético muy reducido, como algoritmos complejos que requieran de una mayor cantidad de operaciones y, en consecuencia, un mayor consumo energético.

Sin embargo, este tipo de diseño no está exento de inconvenientes, como son:

- Existe un retardo entre que la trama es recibida y ésta es completamente decodificada. Este retardo es proporcional a la complejidad del algoritmo y afectará al flujo de información que se pueda decodificar con este tipo de sistemas. Sin embargo, en el peor caso en el que las prestaciones no fuesen las necesarias, siendo el algoritmo el correcto, el problema se reduciría a

implementar una única solución óptima, que presentará los resultados ya cuantificados previamente con esta plataforma.

- El diseño propuesto necesita gran cantidad de memoria RAM que permita almacenar los buffers de entrada/salida de los diferentes bloques de la arquitectura segmentada. Este hecho no supone una restricción tecnológica, ya que en la actualidad es común encontrar sistemas con Megabytes e incluso Gigabytes de memoria RAM.

Estos inconvenientes, como se ha discutido, se pueden obviar, sobre todo si se comparan con los beneficios obtenidos en la mayoría de los escenarios posibles. De este modo, esta plataforma se puede utilizar para evaluar cualquier tipo de propuesta que, en etapas posteriores, se pueden implementar dentro de una solución comercial final.

#### 4.4 Resumen

En este capítulo se ha presentado una metodología basada en el modelado matemático para el diseño de redes inalámbricas de sensores subacuáticas: IUmote. La metodología propuesta facilita el desarrollo de soluciones genéricas, escalables y flexibles.

El entorno de trabajo se fundamenta en una arquitectura de módem específicamente diseñada, un conjunto de herramientas de simulación, un modelo de canal acústico preciso, una combinación de trazas sintéticas y reales y, por último, un flujo de diseño optimizado.

El resultado es una reducción efectiva del tiempo entre la generación de una propuesta (bien sea de un algoritmo o de un sub-sistema hardware) y su despliegue en un sistema real. Gracias a esta metodología basada en el modelado, los distintos bloques que componen el diseño de un módem se pueden modificar o reemplazar y re-evaluar de manera inmediata.

## Capítulo 5

# Sistema de Activación Remota Asíncrono (SARA)

Como se ha comentado durante el capítulo 2, uno de los mayores desafíos a los que se deben enfrentar las redes inalámbricas de sensores subacuáticas es reducir el consumo energético de sus nodos, permitiendo despliegues de redes cuyo mantenimiento, debido al reemplazo de baterías, no suponga una restricción.

En este capítulo se presenta una técnica que permite reducir el consumo global de las redes a niveles cercanos al óptimo: los Sistemas de Activación Remota Asíncronos (SARA). Este tipo de sistemas permiten a los nodos reaccionar ante un estímulo determinado, reduciendo su consumo cuando no es necesario.

Primero, se realiza una breve introducción a la problemática asociada y el trabajo previo relacionado en la sección 5.1. Tras una descripción de los requisitos del sistema propuesto en la sección 5.2, la sección 5.3 presenta una descripción detallada de un SARA específicamente diseñado para comunicaciones subacuáticas con enlace acústico. El diseño se integra en la plataforma IUmote, descrita en el capítulo 4, tal y como se describe en la sección 5.4 tanto en la herramienta de simulación como en el hardware asociado para la experimentación real. En la sección 5.5 se describe cómo este módulo ha sido mejorado para detectar diferentes señales de activación simultáneamente. El resultado es una solución innovadora, robusta, de muy bajo consumo y aplicable tanto a las redes subacuáticas, como a las terrestres.

Por último, para un mayor nivel de detalle del SARA propuesto, en el Anexo B se demuestra la flexibilidad del mismo, integrando una modificación en un nodo de una red de sensores de radio frecuencia.

## 5.1 Introducción y Trabajo Relacionado

La tecnología de los microprocesadores está avanzando en una dirección que beneficia a los sistemas que requieren de una gran autonomía. Los microcontroladores actuales suelen disponer de varios modos de funcionamiento que, dependiendo de las necesidades de potencia de cálculo, pueden conmutar entre diferentes fuentes de reloj para minimizar el consumo de energía. La proporcionalidad entre la frecuencia de funcionamiento y el consumo energético se deriva de la ecuación de la potencia dinámica consumida, que se muestra en (5.1) [Cir87]; donde  $A$  es un factor de actividad ( $0 \leq A \leq 1$ ),  $C$  es la capacidad equivalente asociada al circuito integrado,  $V$  es la tensión de alimentación y  $f$  es la frecuencia del reloj.

$$P = ACV^2f \quad (5.1)$$

En los microcontroladores también se han embebido avanzadas unidades de control de potencia (Power Management Units o PMU) para desactivar, de manera selectiva, diferentes recursos en caso de no ser usadas, reduciéndose aún más el consumo energético.

Entre los modos de funcionamiento de un microcontrolador se encuentra el modo de **inactividad** (tal y como se referencia en la Tabla 2.2), también conocido como **estado dormido** (sleep mode). En este estado se reduce el consumo al mínimo, desconectando la unidad central de procesamiento (CPU) y el máximo número de periféricos posibles. Estos dispositivos suelen poder reactivarse tras el reinicio del sistema, la variación de uno ó varios puentes de entrada ó gracias a un temporizador.

El uso de este modo de inactividad es una opción muy interesante en redes con una actividad baja. Sin embargo, se debe tener en cuenta que, mientras el nodo permanezca dormido, no se puede realizar ninguna actividad, en concreto, ni recibir, ni enviar mensajes por la interfaz inalámbrica. Es por ello que se necesita proveer a los nodos de un método para reactivar al microcontrolador y la actividad normal del módem.

Las estrategias para activar (o despertar) un nodo se pueden agrupar en dos categorías fundamentales: en síncronas, o en asíncronas. Las estrategias de activación síncronas están basadas en la sincronización y en el concepto de reloj global virtual, mientras que las estrategias asíncronas se basan en la detección de estímulos externos.

En más detalle, las estrategias síncronas necesitan de un hardware adicional relativamente sencillo. La sincronización se puede mantener utilizando Relojes de Tiempo Real (RTR), o incluso temporizadores. Este tipo de sistemas han sido ampliamente estudiados y su uso es común. Su consumo es muy reducido [STM05],

e incluso están integrados dentro del mismo chip del microcontrolador [Sil12] [STM13]. Sin embargo, las estrategias para activar los nodos de manera síncrona se basan en que dos nodos que quieren mantener una comunicación, deben tener activas sus interfaces inalámbricas al mismo tiempo, basándose únicamente en su referencia temporal. Así, se puede afirmar que en los protocolos basados en la sincronización, el ahorro energético depende de la eficiencia de los mecanismos de sincronización de los relojes de los diferentes nodos. De manera general, las estrategias de activación síncrona pueden desperdiciar una cantidad considerable de energía, comparados con el escenario ideal en el que se asume que las interfaces de radio permanecen activas únicamente el mínimo indispensable para realizar la comunicación [Sch+02].

Las estrategias de activación asíncronas, sin embargo, requieren de un módulo específico. Los nodos deben ser capaces de detectar ciertos estímulos aun cuando están dormidos. Por ejemplo, una señal acústica determinada puede utilizarse para reactivar un nodo, pero se necesita de un mecanismo para detectar esta señal acústica de manera eficiente. Este mecanismo se denomina circuito de activación disparado acústicamente. Este circuito debe consumir lo menos posible al permanecer siempre conectado, independientemente de que el nodo esté activo o dormido. Si el gasto energético adicional no se traduce en un consumo global de la red superior, se ha comprobado que el uso de la activación remota asíncrona permite reducir el consumo en comparación con las técnicas síncronas [HSZ09] [HSZ06]. Como se muestra en dichos estudios, el uso de sistemas de activación remota asíncronos proporciona soluciones muy cercanas al caso ideal.

Los estudios en los que se apoyan las afirmaciones anteriores ([HSZ09] [HSZ06]) realizan una serie de simulaciones para comparar el consumo energético de un protocolo de activación síncrona como STEM [Sch+02], con un sistema de activación remota asíncrono [WYH06]. Los autores concluyeron que “para redes de sensores inalámbricas en las que la expectativa de generación de tráfico es menor a un paquete por nodo en el periodo de unas horas, el modo de activación remota asíncrona ahorrará energía comparado con técnicas de desactivación cíclica. Este ahorro no está determinado en términos de obtener el mejor consumo energético de los nodos individuales, sino incrementando el tiempo de vida de la red al retrasar la muerte del primer nodo”.

Desgraciadamente, la investigación en este tipo de sistemas en el ámbito subacuático es relativamente escasa. Aunque una gran cantidad de módems acústicos comerciales incorporan esta funcionalidad (como se resume en la tabla 2.2 en la columna  $P_{espera}$ ), el consumo energético no es tan reducido como cabría esperar (superior a los 5 mW). El trabajo más destacado en este área fue realizado por los investigadores Wills, Ye y Heidemann en 2006 [WYH06]. Los autores proponen dos características fundamentales que deben cumplir los sistemas de activación remota asíncronos: un consumo energético muy reducido y precio reducido. La circuitería

adicional necesaria que se propone en [WYH06] disipa  $500 \mu\text{W}$  a la espera de un señal de activación acústica válida.

Para disponer de una mayor variedad de trabajos en este área, se han analizado los resultados de estudios aplicados a las redes de sensores terrestres utilizando radiofrecuencia. Como se resumen en la Tabla 5.1 las prestaciones de estos sistemas son mucho más prometedoras. A tenor de los datos, se podría esperar un consumo adicional de entorno a los  $11 \mu\text{W}$ , basando el funcionamiento en modulaciones muy sencillas, como OOK (On-Off-Keying), y demoduladores de escasa complejidad y muy bajo consumo.

**Tabla 5.1:** Estado del arte de los módulos de activación remota asíncrona de radiofrecuencia. Donde:  $f_c$  es la frecuencia de la portadora,  $d$  es la distancia máxima de detección y  $V_{cc}$ ,  $P$ , Sens son la tensión de alimentación, la potencia que consume y la sensibilidad (mínima potencia recibida que es posible decodificar) del módulo de recepción.

Solución	$f_c$ (MHz)	$V_{cc}$ (V)	$P$ ( $\mu\text{W}$ )	Sens. (dBm)	$d$ (m)
Berkeley 2008 [PGR09]	2000	0.5	52	-72	n/a
Berkeley 2007 [PGR07]	1900	0.5	65	-50	n/a
Durante [DM09]	2400	1.5	11	-57	n/a
B. van der Doorn [VKL09]	868	2.7V	177	n/a	2
J. Ansari [APM09]	869	3.0V	12.6	n/a	10

Dados estos resultados, se ha investigado en la posibilidad de extrapolar los diseños de SARA de radio-frecuencia al entorno subacuático, donde se transmiten ondas acústicas.

## 5.2 Requisitos del Sistema de Activación Remota Asíncrona

Hasta este momento, el SARA para redes subacuáticas de mejores prestaciones disipa  $500 \mu\text{W}$  [WYH06]. Este consumo adicional podría ser razonable al combinarlos con módems con un alto consumo en estado inactivo, como los mostrados en la Tabla 2.2. Así lo demuestra el estudio realizado en [WYH06], donde se combina este SARA con el módem desarrollado por el WHOI [WHO].



Idealmente, en los objetivos propuestos para la arquitectura del módem en la sección 3.1 se propone un hardware con un consumo en modo inactivo muy inferior a  $500 \mu\text{W}$ , con lo que sería conveniente un SARA con un consumo más reducido.

Con la premisa anterior presente, y fijándonos en el trabajo relacionado en redes de sensores terrestres, se proponen los siguientes requisitos:

- *Activación disparada acústicamente.* Las redes subacuáticas utilizan las ondas acústicas para la comunicación. Por tanto, este sistema debe ser capaz de reaccionar frente a este tipo de señales.
- *Consumo energético.* Al permanecer activo continuamente, el consumo debe ser el menor posible. Sería deseable que se alcanzase un consumo de potencia del orden de magnitud del módem al que se quiere conectar en modo inactivo. De acuerdo con lo propuesto en el capítulo 3, el consumo debe ser del orden de  $10 \mu\text{W}$ .
- *Compatibilidad con otros módems.* Aunque el sistema de activación remota está pensado para incorporarlo a la arquitectura presentada, sería conveniente realizar un sistema que se pudiera instalar en otros módems, optimizando las redes desplegadas con esta nueva mejora.
- *Banda de frecuencia de trabajo.* El rango de frecuencias de funcionamiento debe ser lo más flexible posible. Sin embargo, el objetivo de esta tesis son las redes de densidad media/alta, en las que las distancias a cubrir por cada nodo es menor a un kilómetro. Bajo esta premisa y fijándose en la relación señal a ruido previamente calculada en la Figura 2.7, se fija este rango entre los 20 y los 100 kHz. Este rango se puede expandir atendiendo a los rangos de frecuencia de los módems comerciales existentes (Tabla 2.2).
- *Distancia de detección.* La señal de activación debe ser detectada a una distancia mayor o igual a la que el módem original es capaz de comunicarse. Para disponer de un parámetro de diseño, se puede fijar que la sensibilidad de este sistema debe ser igual o superior a la del módem al que se quiere incorporar.
- *Capacidad de activación selectiva de nodos.* Los protocolos de capas superiores, como la de acceso al medio, podrían aprovecharse de la activación selectiva de nodos. Por tanto, el sistema propuesto debe ser reconfigurable y capaz de detectar uno (o una serie) de patrones que provocarán la activación posterior del nodo.
- *Coste.* Además, el coste del módem final no debe encarecerse de manera significativa por la instalación de un SARA.

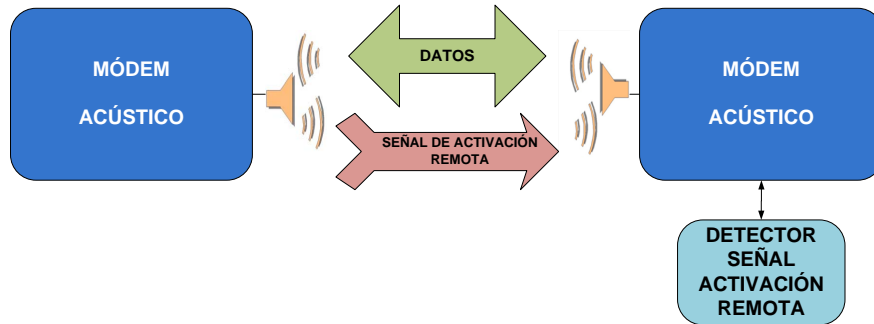


Figura 5.1: Diagrama de bloques general del SARA

### 5.3 Propuesta de SARA basado en Tecnología RFID

La Figura 5.1 muestra el diagrama de bloques de la arquitectura propuesta para el SARA. Este diagrama simplificado se basa en los trabajos de investigación anteriores [VKL09] [WYH06]. Las principales características son la integración del transmisor de la señal de activación acústica en el propio módem de comunicaciones, y la necesidad de un receptor adicional para decodificar dicha señal, interactuando éste con el núcleo del módem de comunicaciones.

Como se puede deducir, por el mismo canal de comunicaciones se propagarán tanto los datos, como las señales de activación remota. Puesto que ya se dispone de una etapa de transmisión adaptada, es una tendencia extendida la reutilización del hardware existente para tal fin. Esta filosofía favorece la integración y reduce el coste del sistema final [VKL09].

El acondicionamiento, la demodulación y la decodificación de la señal de activación remota requieren de un módulo hardware específico que cumpla con los requisitos enumerados en la sección 5.2. Especial atención requiere el consumo, por lo crítico de este parámetro al permanecer este módulo activo de manera permanente.

Por otra parte, en el campo de detección de señales inalámbricas con ultra-bajo consumo, los sistemas RFID (IDentificación por Radio-Frecuencia) son los de mayor difusión y popularidad. El estado del arte de circuitos integrados con esta tecnología chips integran los bloques esenciales para la detección de una señal inalámbrica: impedancia de entrada reconfigurable, Amplificador de Ganancia Variable (AGV) con Control Automático de Ganancia (CAG), un demodulador de

señal desplazada en amplitud (Amplitude-Shift Keying o ASK) basado en detectores de envolvente, un correlador, etc.

En este apartado se presenta la aplicación de SARA mediante una novedosa solución que adapta la tecnología RFID de radio-frecuencia a los sistemas de comunicación acústica submarina.

### 5.3.1 Receptor de la Señal de Activación Remota

La búsqueda de chips comerciales con esta funcionalidad, revela que una de las compañías que han realizado un trabajo con mayor potencial para el diseño de un SARA es Austria Microsystems. En concreto, con el lanzamiento de los circuitos integrados AS3930 [Ausa], y el posterior AS3933 [Ausb]. Las diferencias entre ambos circuitos son una mejora del ancho de banda, la sensibilidad del receptor y el número de canales que se pueden decodificar de manera simultánea (aumentándose de 1 hasta 3 en el AS3933). Las pruebas experimentales demuestran que este chip es el candidato ideal.

Basándonos en las características del chip, las prestaciones que presenta el sistema de detección final son las siguientes:

- Amplio rango de frecuencias. El sistema es capaz de detectar señales de entre 15 y 150 kHz. En concreto, se puede configurar el receptor para trabajar dentro de una de las cinco bandas de frecuencias siguientes: 15-23, 23-40, 40-65, 65-95 y 95-150 kHz.
- Detección tanto de tonos (presencia de una señal de determinada frecuencia), como de patrones de 16 ó 32 bits.
- Tensión de alimentación flexible unipolar en el rango entre 2.4 y 3.6 V.
- Un consumo de corriente de 2.7  $\mu\text{A}$  (@ 3.0 VDC) en el modo normal de funcionamiento.
- Control de falsas señales de activación utilizando un proceso de realimentación con el nodo principal.
- Un receptor ASK con un codificador Manchester configurable.
- Un temporizador de ultra-bajo consumo adicional.
- Reconfiguración utilizando el bus estándar de comunicaciones SPI (Serial Peripheral Interface).

Sin embargo, estos dispositivos han sido concebidos para la decodificación de señales acopladas magnéticamente a través de bobinas utilizadas como antenas. Por tanto, para el uso de este chip en las redes acústicas subacuáticas, es necesario

anteponer una red específica de adaptación de impedancias basada en bobinas, basándonos en la naturaleza inductiva de la antena de los sistemas RFID. Esta red de adaptación se discutirá en profundidad el capítulo 6.

### 5.3.2 Señal de Activación Remota

Dado el receptor seleccionado y las características del canal acústico subacuático, las características de la señal de activación son las que se enumeran a continuación:

#### *Medio de Propagación*

En nuestro sistema, tanto datos, como señales de activación remota se transmiten a través del canal subacuático, recibiendo la señal de todos los nodos dentro del radio de alcance. Las características son similares a las estudiadas en la sección 2.3 para la comunicación de datos y, por tanto, la problemática y los modelos estudiados para las comunicaciones de datos son igualmente válidos.

#### *Espectro Frecuencial de la Señal de Activación*

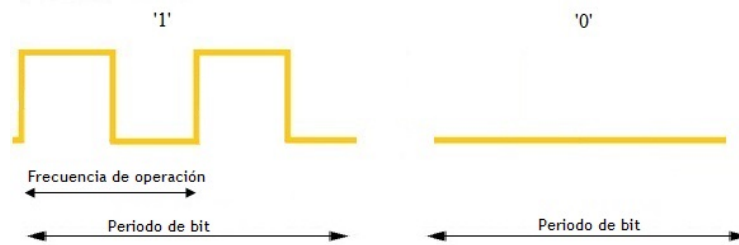
Al utilizar el mismo elemento hardware para transmitir tanto datos como señales de activación remota, el espectro frecuencial de la señal de activación debe, pues, estar dentro de las frecuencias de funcionamiento del módem objetivo. Adicionalmente, este rango tiene que estar también dentro de las frecuencias de funcionamiento del receptor propuesto: de 15 a 150 kHz.

Aunque esta decisión simplifica la arquitectura del sistema, introduce una nueva problemática que debe ser estudiada por los protocolos de capas superiores: la colisión entre los datos y las señales de activación.

#### *Modulación de la Señal de Activación Remota*

De acuerdo con el receptor propuesto, la señal debe estar modulada con un desplazamiento en amplitud (ASK). En concreto, el esquema más sencillo es la modulación OOK. Como se muestra en la Figura 5.2, en una modulación OOK el símbolo 'cero' se codifica como la ausencia de señal durante un periodo de bit y el símbolo 'uno' se codifica como una portadora de cierta amplitud durante el periodo de bit.

Como se ha mencionado anteriormente, el receptor es capaz de detectar tanto tonos, como patrones de 16 y 32 bits. Para la detección de estos últimos la señal recibida debe presentar una estructura determinada tal como se presenta en la Figura 5.3. Así, un patrón codificado de manera válida presenta tres partes diferentes:



**Figura 5.2:** Modulación de los símbolos en una modulación OOK

1. *Portadora*. Durante un tiempo determinado se debe detectar un nivel suficiente de señal de la frecuencia de funcionamiento en el canal de comunicaciones.
2. *Preámbulo*. Antes de la transmisión del patrón en si mismo, se debe realizar una serie de transiciones entre '1' y '0' para la reconstrucción del reloj al utilizarse un código Manchester.
3. *Patrón*. Utilizando codificación Manchester, se transmite el patrón de 16 ó 32 bits a continuación.

Cuando el correlador del AS3933 detecta la secuencia anterior con el patrón pre-programado, lo señaliza cambiando el estado de una línea de solicitud de interrupción.

Únicamente señalar que, en el caso de detección de tono únicamente, la señal de interrupción se activa al recibir la parte de la señal catalogada como *Portadora* en la Figura 5.3.

### 5.3.3 Transmisor de la Señal de Activación Remota

De acuerdo con la arquitectura del SARA propuesta, cuando un nodo desea establecer una comunicación, este debe emitir cierta señal de activación remota que activará a los nodos con los que se quiera comunicar.

Como se muestra en la Figura 5.1 y se discute en el trabajo previo [VKL09] [WYH06], no se propone ningún módulo adicional para la transmisión de la señal de activación remota. Al elegir la sencilla modulación OOK, ésta se puede implementar de manera inmediata en módems basados en cualquier otro tipo de codificaciones (FSK, PSK, etc.). Basta con activar y desactivar la interfaz inalámbrica de transmisión (o variar la potencia de salida si es posible) durante periodos de tiempo precisos, generando los diferentes símbolos de una modulación OOK (mostrados en la Figura 5.2). El sincronismo de bit en recepción se consigue gracias a la codificación Manchester propuesta.

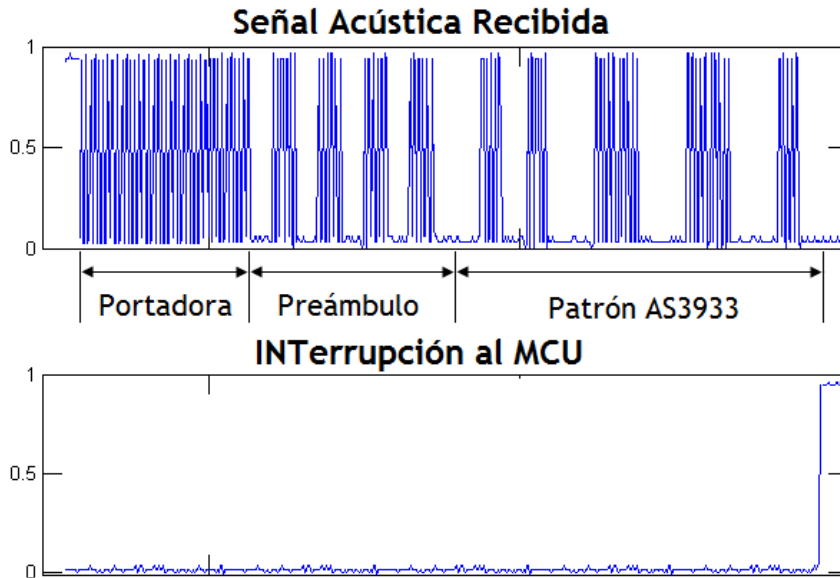


Figura 5.3: Ejemplo de detección de un patrón por el chip AS3933

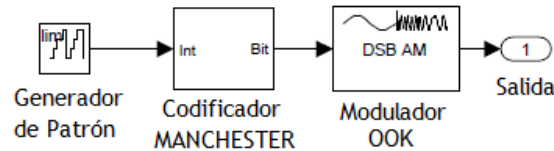
#### 5.4 Integración del módulo SARA en la Plataforma IUmote

Como se ha justificado en el capítulo 4, la integración de los diferentes módulos relacionados con la comunicación en un entorno que combina tanto herramientas de simulación, como con una plataforma de pruebas de campo, es esencial para acelerar la introducción de nuevas funcionalidades a los módems.

Es por ello que, siguiendo el flujo de diseño propuesto para la plataforma IUmote en la Sección 4.2.2, comenzamos con la propuesta del SARA descrito en la sección 5.3.

En el paso posterior en el flujo de trabajo, se propone una primera implementación. Para evaluar las prestaciones del módulo en las primeras etapas, se usa un modelo de simulación basado en la herramienta de Simulink del entorno Matlab [Mat]. Los modelos generados se muestran en las Figuras 5.4 y 5.5.

Aunque el único hardware adicional específico que se requiere es un receptor, otros aspectos como la modulación OOK y la codificación Manchester también se deben modelar puesto que van a ser incorporados como algoritmos a ejecutar en el núcleo de procesamiento. El entorno Simulink permite realizar una abstracción del



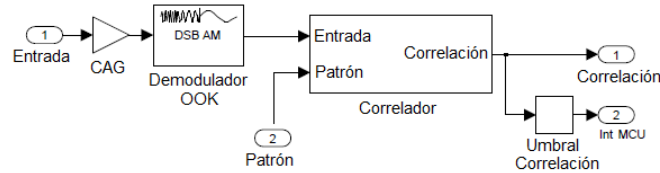
**Figura 5.4:** Modelo Simulink de un codificador OOK-Manchester

hardware y del software en bloques funcionales interconectables entre sí a modo de diagrama de bloques.

En realidad, lo que se necesitan son dos modelos independientes: por una parte se debe diseñar un codificador de la señal de activación remota, y por otra el decodificador de la misma. Ambos se muestran en las Figuras 5.4 y 5.5 respectivamente.

En la Figura 5.4 se muestra el diagrama de bloques, que corresponde con la implementación en Simulink, de la funcionalidad de la que se debe dotar a un nodo para que sea capaz de transmitir la señal de activación remota. Este módulo se conectará a la etapa de amplificación y al transductor para que la onda generada se transmita a través del agua. De acuerdo con la arquitectura del sistema propuesta, este módulo se ejecutará como parte del software programado en el núcleo microprocesador del módem. Así, a partir del patrón deseado, se genera una señal de activación válida, que cumple con las especificaciones descritas en la sección 5.3.2.

El diagrama de bloques del receptor se muestra en la Figura 5.5. Este diagrama se basa en la descripción del circuito integrado AS3933 [Ausb]. La amplitud de la señal recibida se normaliza con un valor constante gracias a un AGV con CAG. La señal, modulada en OOK, se decodifica y se compara con la señal esperada utilizando un correlador programable. Éste último permite la detección tanto de tonos como de secuencias de bit codificadas en Manchester. La salida de este bloque es una señal que se activa al detectar el patrón deseado. Para propósitos de depuración, se ha incorporado una salida adicional al modelo que indica el porcentaje de similitud entre la señal recibida y la esperada. Este valor de correlación es fundamental para la configuración, en un último estadio, del chip AS3933, ya que su tolerancia es configurable.



**Figura 5.5:** Modelo Simulink de un decodificador OOK-Manchester con acondicionamiento de señal

## 5.5 Propuesta para la Detección de Múltiples Señales de Activación Simultáneamente

Con lo descrito hasta este punto, un nodo es capaz de reaccionar ante un tono o ante un único patrón de activación. Sin embargo, sería muy interesante el poder detectar diferentes estímulos, ante los que pueda reaccionar de manera diferente ante ellos. Los siguientes ejemplos pretenden ilustrar dos situaciones en las que la funcionalidad que se presenta es de extrema utilidad:

- *Multidifusión en redes orientadas a la unidifusión.* Supongamos que cada nodo está configurado para activarse al recibir un patrón diferente y único en la red, favoreciendo la unidifusión. La única manera de conseguir una multidifusión es la emisión individual de todos los patrones existentes en la red, uno a uno, antes de realizar la difusión en cuestión. Si, por el contrario, se optara por programar el mismo patrón en todos los receptores, todos los nodos se activarían ante el mismo estímulo. Este último comportamiento es muy conveniente para las difusiones, pero en las comunicaciones punto a punto también se activarían una gran cantidad de nodos innecesariamente. Ya sea con una opción u otra, se produce un malgasto de energía considerable que, en redes subacuáticas, es crucial.
- *Reducción de paquetes de control.* Algunos mensajes de señalización se pueden evitar forzando un comportamiento diferente del módem en función del patrón de activación recibido. Como ejemplo se propone un dispositivo enrutador en una red con múltiples saltos. A este dispositivo se le podría solicitar que reciba un mensaje que tiene que ser re-transmitido, o que envíe los mensajes pendientes con señales de activación diferentes. Al tratarse de una detección de señales de control con un consumo reducido, el ahorro de energía es considerable.

Analizando la arquitectura de SARA propuesta, la problemática asociada con la detección de múltiples patrones se localiza en el decodificador de la señal. El resto de módulos, o bien son reconfigurables (como el codificador), o bien no necesitan de ninguna modificación (amplificadores, transductores, etc.). Concretamente, el



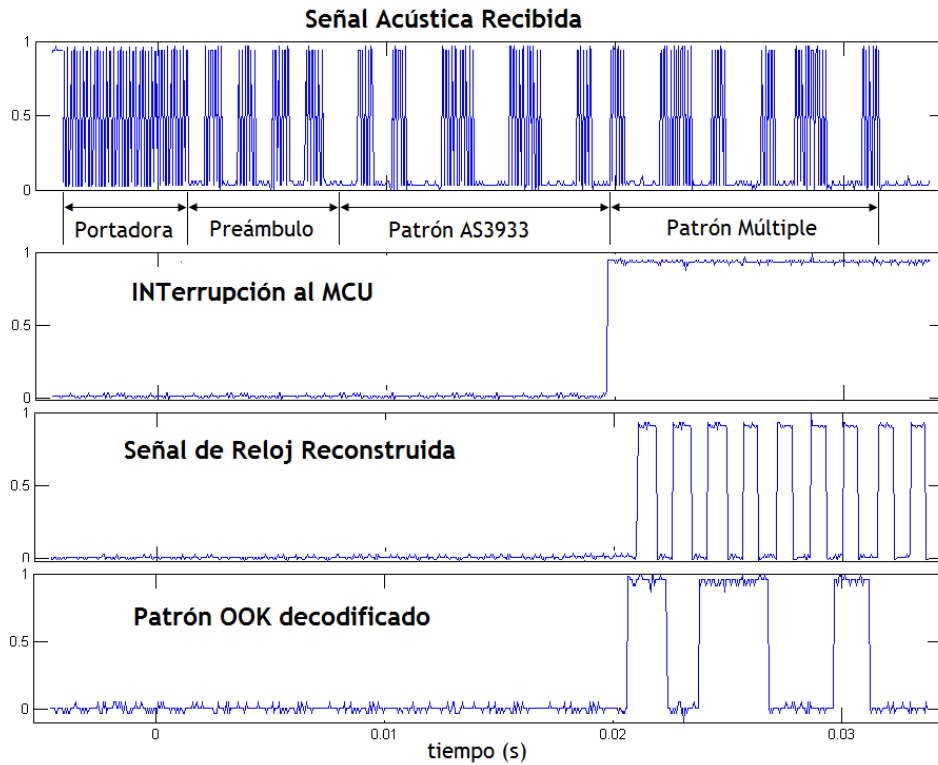


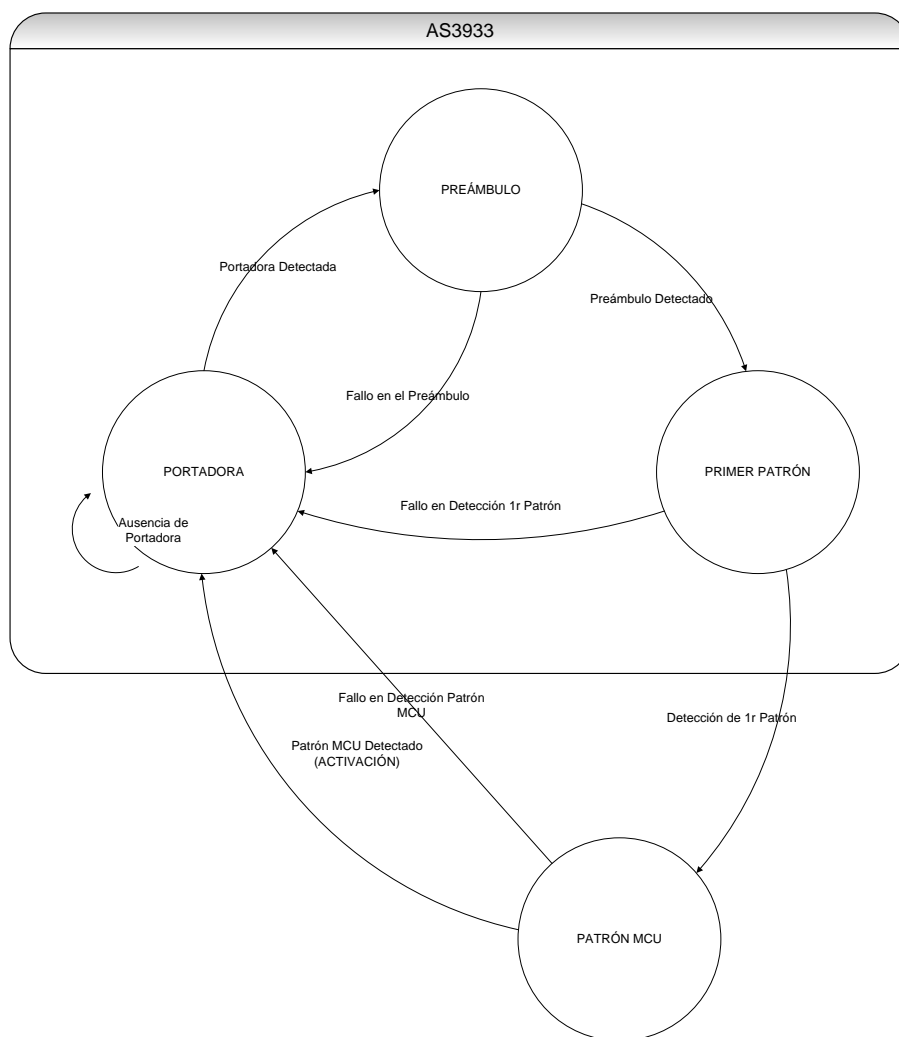
Figura 5.6: Ejemplo de detección de patrones múltiples utilizando el chip AS3933

problema se traduce en que el núcleo del decodificador SARA propuesto (AS3933), no es capaz de detectar más que un único patrón.

Para reconocer múltiples patrones, el formato original de la señal de activación descrito en la sección 5.3.2 y que se muestra en la Figura 5.3, se ha extendido en el formato que se propone en la Figura 5.6. A las partes originales (portadora, preámbulo y patrón) que podían ser detectadas por el chip AS3933, se ha añadido un segundo patrón adicional. Este segundo patrón es la clave que permite la activación selectiva. Ambos patrones continúan modulándose utilizando OOK y se usa la codificación Manchester para la reconstrucción del reloj y facilitar el sincronismo de bit.

El algoritmo para detectar múltiples patrones se muestra en la Figura 5.7:

- El microcontrolador principal del módem permanece en estado de inactividad mientras que el decodificador de la señal de activación remota espera el patrón pre-programado.



**Figura 5.7:** Diagrama de estados simplificado para la detección de múltiples patrones simultáneamente

- Tras la detección de la portadora, el preámbulo y el primer patrón (denominado patrón AS3933), éste activa una señal que avisa al microcontrolador principal de la validez de la señal recibida (señal INTerrupción al MCU en la Figura 5.6).
- En este instante, el chip AS3933 comienza a decodificar los bits sucesivos. Gracias a la codificación Manchester empleada, el dispositivo es capaz de reconstruir tanto los datos, como la señal de reloj, coincidiendo un flanco de subida de este último con el instante óptimo de muestreo del símbolo recibido.
- Gracias a la disponibilidad de una señal de reloj y de datos, la detección del segundo patrón (denominado Patrón Múltiple en la Figura 5.6) es inmediata.
- Al realizarse la detección de este último patrón en un microcontrolador, se puede programar la detección de diferentes patrones.

En la detección del primer patrón se disipan únicamente  $8.1 \mu\text{W}$  adicionales. Para la detección del segundo patrón, cuya velocidad se fija a 1 kbps (por especificación del AS3933), un microcontrolador es capaz de detectarlo con una frecuencia de funcionamiento muy baja. Tras una serie de pruebas, se ha determinado que un microcontrolador de 8 bits [Sil12] es capaz de detectar este patrón con una frecuencia de funcionamiento de 406 kHz. Gracias a esta reducción de frecuencia, la potencia consumida también se reduce hasta  $540 \mu\text{W}$ , utilizando el microcontrolador C8051F920 de Silicon Laboratories [Sil12]. La duración de este segundo patrón es de 16 ó 32 ms, dependiendo de si se desea decodificar patrones adicionales, codificados en Manchester, de 8 ó 16 bit

## 5.6 Resumen

En este capítulo se presentan los Sistemas de Activación Remota Asíncronos (SARA). Este tipo de soluciones consiguen una reducción del consumo energético ahorrando energía al conectar la interfaz inalámbrica únicamente cuando es necesario.

La solución propuesta reutiliza el hardware del módem acústico para la transmisión de la señal de activación remota, proponiéndose un hardware específico con menor consumo energético que las soluciones presentadas hasta el momento ( $8.1 \mu\text{W}$ ). Asimismo, se han descrito en profundidad el resto de elementos relacionados con este tipo de sistemas como las características de la señal de activación (modulación OOK) y los algoritmos de generación de las señales de activación.

Para facilitar el análisis en capítulos posteriores, se ha integrado el sistema propuesto en la plataforma IUmote descrita en el capítulo 4.

Por último, se han propuesto una extensión al sistema básico de activación asíncrona, dotándole de la capacidad de reacción ante diferentes señales de activación.

## Capítulo 6

# Metodología para Adaptar SARA a un Módem Acústico

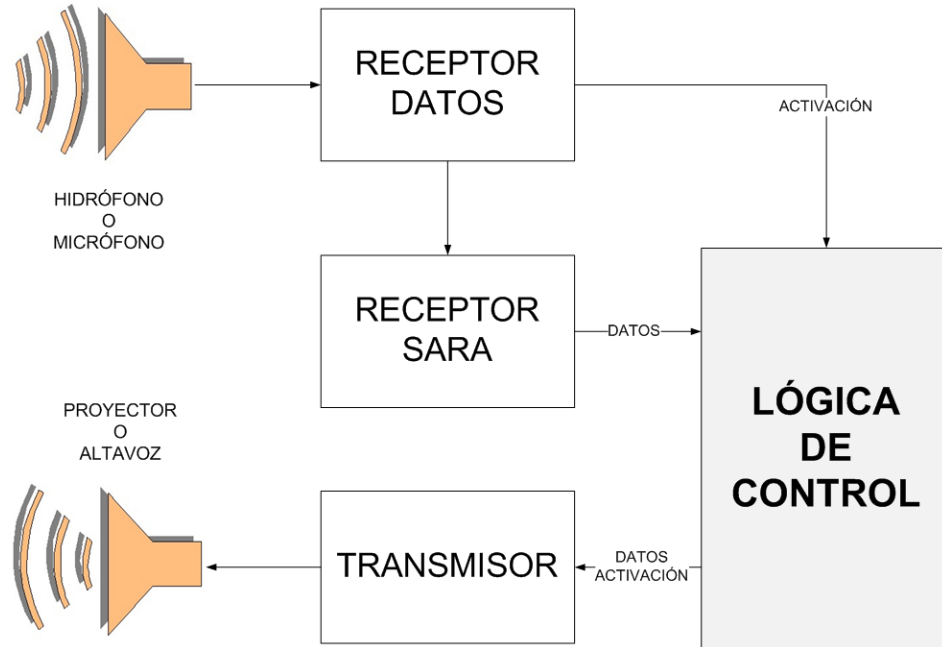
En este capítulo se muestra una metodología para conectar, de manera genérica y óptima, los diferentes bloques de un módem de comunicaciones con capacidad de activación acústica. Para ello, se propone tanto una arquitectura de bloques genérica aplicable a cualquier módem que no disponga inicialmente de un SARA, como un flujo de diseño para el conexionado a partir de un único transductor electro-acústico.

La estructura de este capítulo es la siguiente: tras una introducción al problema en cuestión en la sección 6.1, se enuncia la propuesta genérica 6.2, describiéndose el diseño de los bloques individualmente. Esta metodología se aplica a un caso de estudio en el capítulo 7, validándose entonces los resultados.

### 6.1 Motivación

Como se ha presentado en el capítulo 5, los trabajos de investigación hasta el momento actual únicamente han presentado un módem acústico con un SARA que consume menos de 1 mW [WYH06]. El diagrama de bloques de la arquitectura de dicho sistema se muestra en la Figura 6.1. Conectados a un bloque de control lógico, se encuentran tres bloques relacionados con la comunicación:

1. *Receptor SARA*. El sistema de activación remota asíncrona requiere de un receptor específico para la detección de una señal acústica pre-definida. Anteriormente se ha discutido la necesidad de que este receptor consuma lo mínimo posible, ya que permanece continuamente activo [LRW04].



**Figura 6.1:** Diagrama de bloques del módem acústico con SARA más relevante hasta la actualidad [WYH06]

2. *Receptor de DATOS.* La señal recibida se procesa y decodifica para obtener la información original.
3. *Transmisor.* Tanto la señal de activación remota, como los datos transmitidos, se amplifican para ser enviados a través del canal subacuático.

El problema clave en el diseño de este tipo de sistemas con capacidad de activación remota, es cómo inter-conectar estos tres bloques de manera eficiente.

La solución no es trivial ya que la mayoría de los módems sólo implementan un transmisor y un receptor sin SARA alguno ([Fre+05; PPD08; Ben+06],etc.) y la única solución con activación remota, tal como se muestra en la Figura 6.1, presenta una serie de inconvenientes:

- *Se necesitan dos transductores.* Este elemento es relativamente caro (varios cientos o miles de dólares), con lo que es deseable el uso de un único transductor que sirva tanto para la transmisión, como para la recepción de datos y señales de activación remota.
- *La arquitectura no es genérica.* El receptor de datos y el detector de SARA tienen una serie de bloques comunes. Con un diseño de bloques desacoplados,

cada uno de ellos se podría optimizar de manera individual e independiente. Esta nueva filosofía permitiría actualizar cualquier módem con la capacidad de activación remota asíncrona.

Por tanto, se busca la conexión en paralelo de los tres bloques de comunicaciones al transductor en el que, por un lado, se transfiera la máxima potencia al transductor desde el amplificador de transmisión y, por otro, la señal detectada en ambos receptores no sufra atenuación o degradación alguna.

Se pueden encontrar muchos estudios centrados en la optimización de problemas similares basados en la adaptación de impedancias. Sin embargo, éstos nunca se han aplicado a módems acústicos subacuáticos. Inspirados en los sistemas de radio-frecuencia [Poz04; Viz95], en este capítulo se presenta no sólo una arquitectura de módem genérica con un único transductor, sino una metodología para que cualquier módem pueda incorporar un SARA.

## 6.2 Metodología Genérica de Inter-conexión

Teniendo en cuenta los inconvenientes del trabajo de Wills [WYH06], se propone una nueva solución en la Figura 6.2. Esta arquitectura utiliza un único transductor y desacopla los tres bloques de comunicación principales presentados en la sección 6.1: receptor SARA, receptor de datos y transmisor.

Inspirados en los sistemas de radio-frecuencia [Poz04; Viz95], los bloques se conectan a una red de adaptación de impedancias que, a su vez, es el único elemento conectado al transductor electro-acústico. Este bloque es crítico y su diseño requiere una atención especial. Además, para no influir en el consumo energético del módem, este bloque se construye a partir componentes pasivos como se discute en [WYH06].

Es conveniente dividir el problema planteado en dos sub-problemas inicialmente independientes: adaptación de impedancias en transmisión y en recepción. En la evaluación posterior se validarán las prestaciones de la red en su totalidad.

### 6.2.1 Red de Adaptación en Transmisión

La etapa de salida de la mayoría de amplificadores de potencia es similar a la presentada en la Figura 7.7. Los transistores Q1 y Q2 constituyen una etapa que se denomina Push-Pull, presente en amplificadores de clase AB y D, las arquitecturas más comunes utilizadas en las RAS [Ben10].

Adicionalmente, se puede añadir un transformador entre el amplificador y el transductor para elevar la tensión de salida y tratar de extender el rango de la comunicación [PPD08].

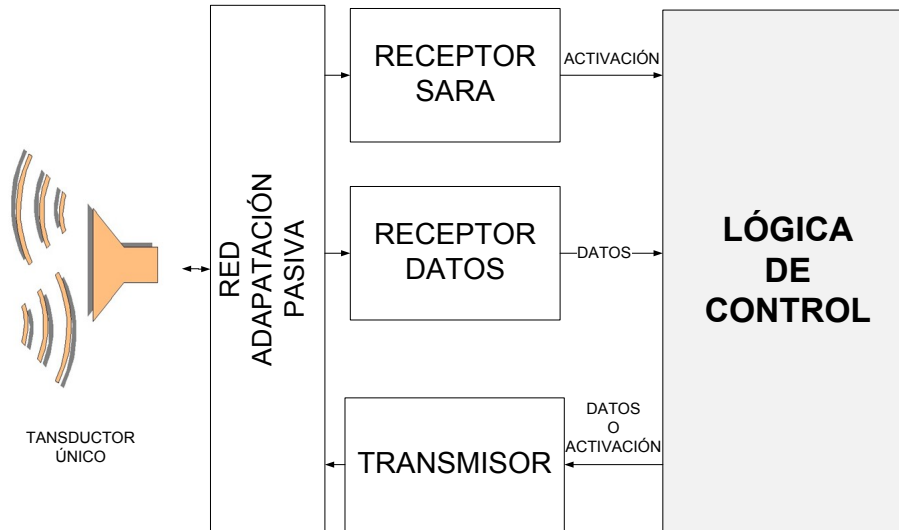


Figura 6.2: Diagrama de bloques de la arquitectura genérica propuesta

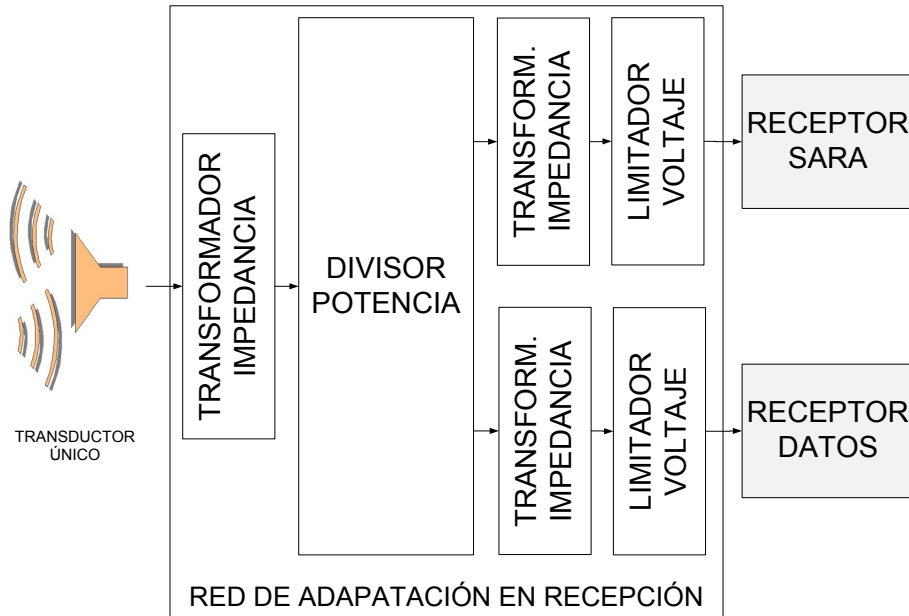
Se ha comprobado que, en ocasiones, la conexión en paralelo de elementos sencillos como bobinas maximiza la transferencia de potencia al transductor [Ben10]. Sin embargo, como se demuestra en el caso de estudio del capítulo 7, en otras ocasiones la propia configuración de etapa de potencia y del transductor no requieren de ningún elemento adicional.

### 6.2.2 Red de Adaptación en Recepción

El problema en la recepción consiste en dividir la señal de entrada entre dos receptores (SARA y datos), con características eléctricas diferentes. Aunque este problema es común en los sistemas de radio-frecuencia, su aplicación a los módems acústicos presenta una gran novedad.

La solución más extendida en radio-frecuencia es el uso de un divisor de potencia. En concreto, la arquitectura más utilizada es el divisor Wilkinson [Viz95; Poz04] debido a sus excelentes propiedades de aislamiento. En el caso que nos ocupa, es posible que se deban añadir otros elementos como redes de adaptación de impedancia y elementos de protección. El diagrama de bloques de la red propuesta en recepción se muestra en la Figura 6.3.





**Figura 6.3:** Diagrama de bloques general de la red de adaptación en recepción

### *Divisor Wilkinson*

La estructura de un divisor de potencia Wilkinson se muestra en la Figura 6.4. Este sistema está formado por dos líneas de transmisión ideales de una determinada longitud ( $T_1, T_2, T_{1l}, T_{2l}$ ) y una resistencia de aislamiento ( $R_1$ ).

Podemos considerar que el divisor de potencia es óptimo cuando se maximiza la transferencia de señal desde la entrada a sus dos salidas por igual, minimizando las pérdidas en la propia red. Además, es deseable un aislamiento entre los dos receptores conectados a su salida: señales introducidas por el puerto de salida 1, no deben propagarse al puerto de salida 2, y viceversa.

Asumiendo que todos los elementos conectados al divisor Wilkinson tienen la misma impedancia (ecuación (6.1)), el divisor Wilkinson óptimo cumple con (6.2) [Viz95].

$$Z_{entrada} = Z_{salida1} = Z_{salida2} = Z_0 \quad (6.1)$$

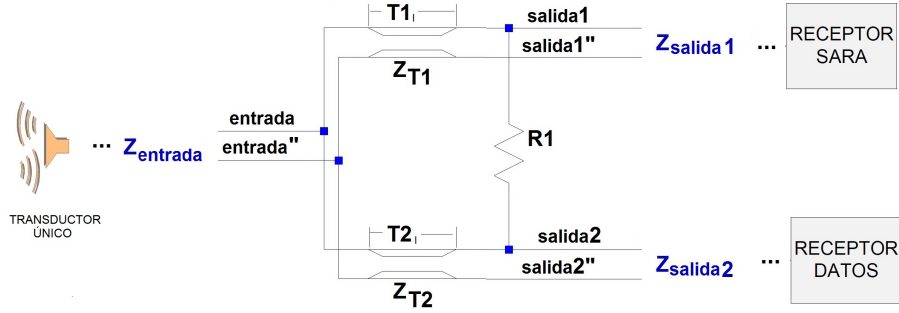


Figura 6.4: Divisor de potencia Wilkinson genérico

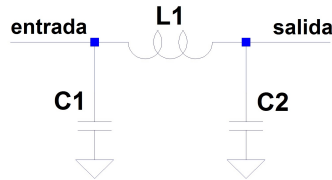


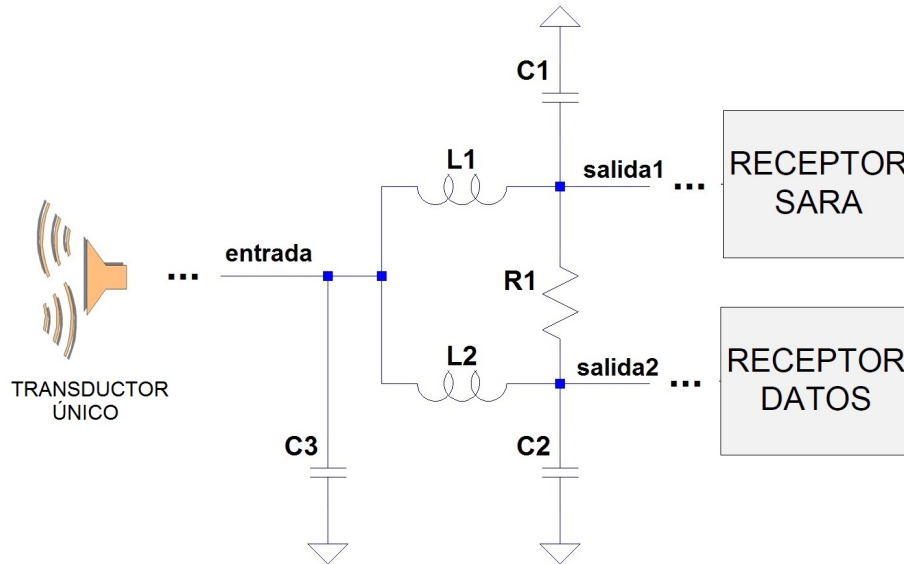
Figura 6.5: Circuito equivalente de una línea de transmisión

$$\begin{aligned}
 Z_{T1} &= Z_{T2} = Z_0\sqrt{2} \\
 T1_l &= T2_l = \lambda/4 \\
 R_1 &= 2Z_0
 \end{aligned}
 \tag{6.2}$$

Sin embargo, el divisor Wilkinson con líneas de transmisión no se puede construir físicamente en aplicaciones acústicas. Considerando que las frecuencias de funcionamiento son inferiores a 100 kHz, la longitud de línea es de varios cientos de metros.

Así, se propone sustituir las líneas de transmisión por su circuito equivalente, basado en componentes discretos, mostrado en la Figura 6.5. Este circuito se comporta igual que la línea de transmisión original alrededor de la frecuencia de diseño. Los valores concretos para una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda ( $\lambda/4$ ) como las necesarias, se describen en la ecuación (6.3). Esta substitución introduce una respuesta en frecuencia de tipo paso-bajo, como se mostrará en la Figura 7.13 en el capítulo 7.

$$\begin{aligned}
 C_1 &= C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 Z_T} \\
 L_1 &= \frac{Z_T}{2\pi f_0}
 \end{aligned}
 \tag{6.3}$$



**Figura 6.6:** Divisor Wilkinso propuesto para módems acústicos con componentes discretos pasivos

El divisor Wilkinson propuesto para sistemas acústicos se muestra en la Figura 6.6. De acuerdo con las premisas descritas en las ecuaciones (6.2) y (6.3), las bobinas L1 y L2 son del mismo valor y los condensadores C1 y C2 también. C3 es la suma de C1 y C2, puesto que las dos líneas están conectadas en paralelo en ese punto.

Por cuestiones de optimización del diseño, especialmente a la hora de diseñar los transformadores de impedancia, se debe elegir la impedancia menor de los tres bloques conectados a la red de adaptación como impedancia característica ( $Z_0$ ).

### ***Transformador de Impedancia***

Durante el proceso de diseño del divisor Wilkison, se asume que los bloques conectados presentan la misma impedancia. Sin embargo, esta afirmación no es necesariamente cierta. En caso de diferentes impedancias, la red estaría adaptada a un único puerto, requiriendo el resto de una red de adaptación adicional.

Para ello se utilizan transformadores de impedancia basados en tecnología capacitiva, cuyo esquema se muestra en la Figura 6.7. En la banda de frecuencias alrededor de la central, la relación entre la impedancia de entrada ( $Z_{entrada}$ ) y de salida ( $Z_{salida}$ ), cumple la ecuación (6.4).

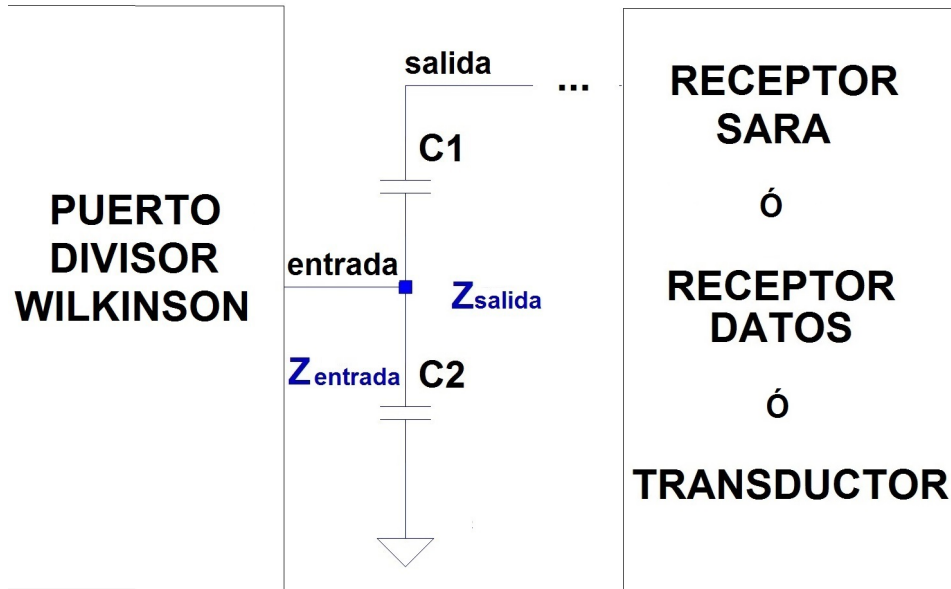


Figura 6.7: Transformador de impedancias capacitivo

Al elegir como impedancia característica la menor de los elementos conectados, estos transformadores son efectivos para adaptar todos los elementos que así lo requieren que, en consecuencia, tienen una impedancia mayor a la característica ( $Z_0$ ). Además, este bloque realiza un filtrado paso-banda adicional.

$$Z_{salida} = Z_{entrada} \left( 1 + \left( \frac{C_2}{C_1} \right)^2 \right) \quad (6.4)$$

### 6.2.3 Limitador de Voltaje

El amplificador de potencia del transmisor está conectado en paralelo con el transductor, consecuentemente, éste está conectado al puerto de entrada de la red de recepción. Por tanto, la diferencia de tensión aplicada al transductor durante la transmisión se va a propagar hasta las entradas de los dos receptores. Puesto que valores altos de voltaje en la entrada de receptores de alta sensibilidad puede ocasionar daños en los mismos, se propone incluir un limitador. Un esquema efectivo para realizar esta tarea se muestra en la Figura 6.8.

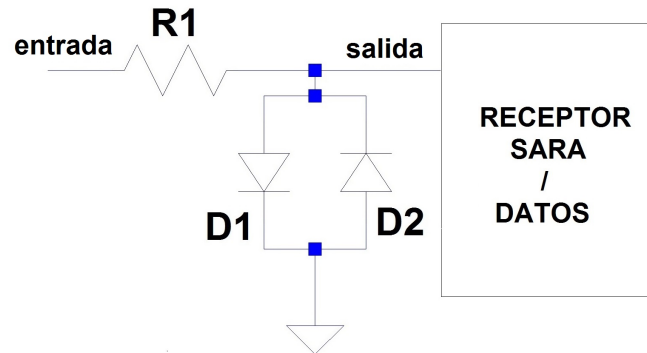


Figura 6.8: Limitador de Voltaje basado en Diodo

Los mejores resultados se observan cuando se realiza la limitación en la entrada de cada uno de los receptores de manera independiente. Estos bloques se conectan a la salida de los puertos del divisor de potencia o, en caso de ser necesarios, de los transformadores de impedancia.

Como consideración final, la resistencia del limitador propuesto (R1 en la Figura 6.8) tiene que alcanzar un compromiso: por un lado debe ser tan alta como sea posible para reducir la disipación de potencia en caso de limitación y, por otro, valores muy elevados de impedancia pueden ocasionar pérdida de sensibilidad en los receptores o generar condiciones en las que no es posible diseñar la red de adaptación.

### 6.3 Resumen

En este capítulo se ha presentado una arquitectura genérica que permite la mejora de módems acústicos con un sistema de activación remota asíncrona genérico. El esquema presentado soluciona la conexión de los tres bloques principales relativos a la comunicación (Transmisor, Receptor SARA y Receptor de Datos) con un único transductor electro-acústico.

La solución presenta una relativa novedad ya que, hasta el momento, no se han aplicado para obtener módems con altas prestaciones y consumo reducidos. Además, su novedosa concepción a partir de bloques independientes, permite la mejora o substitución de los diferentes elementos sin afectar al resto de elementos del sistema.

También, se ha propuesto una metodología para el diseño preciso de este bloque crítico. Tanto arquitectura, como metodología se aplican a un caso de diseño y se validan en el capítulo 7.

## Capítulo 7

# Módem ITACA: un nodo acústico para Redes Subacuáticas de Ultra-Bajo Consumo

Durante los capítulos anteriores se han descrito tanto las bases, como una metodología innovadora para el diseño de los diferentes elementos de un módem para redes subacuáticas con capacidad de activación asíncrona a partir de una señal acústica. En este capítulo se presentan el resultado práctico de esta investigación: el módem ITACA.

El objetivo es, más allá del resultado concreto, mostrar cómo la investigación fundamental desarrollada hasta este punto de la tesis, se traduce en un sistema real que pretende conseguir un objetivo muy concreto: un módem eficiente energéticamente, con unas prestaciones superiores al estado del arte y de bajo coste.

En la sección 7.1 se realiza el diseño de los diferentes bloques de la arquitectura fundamental del módem presentada en el capítulo 3. En la sección 7.2 se evalúan las prestaciones del módem ITACA, así como del sistema SARA diseñado e integrado.

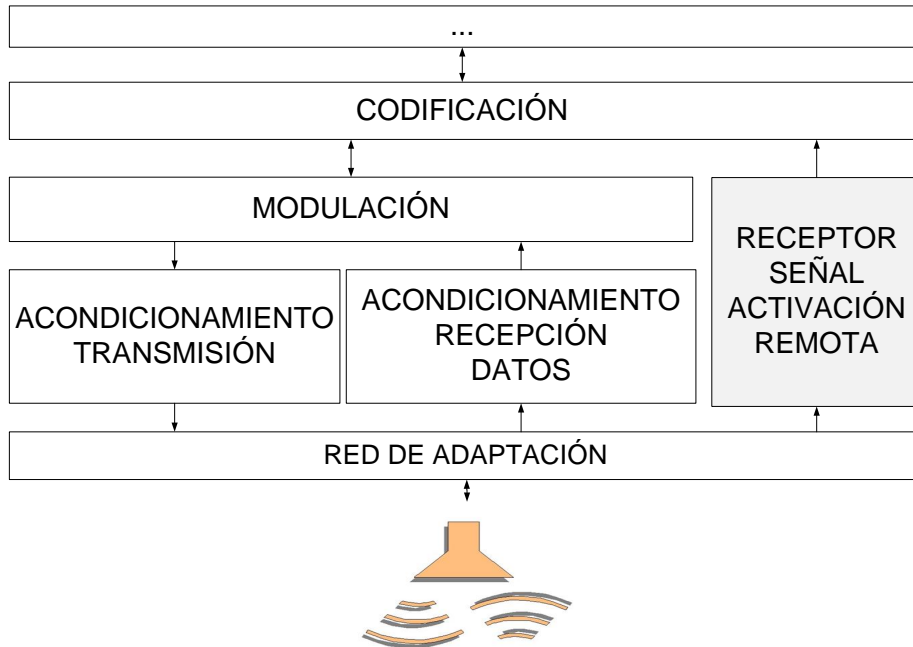


Figura 7.1: Modelo de capas para el diseño básico de un módem acústico

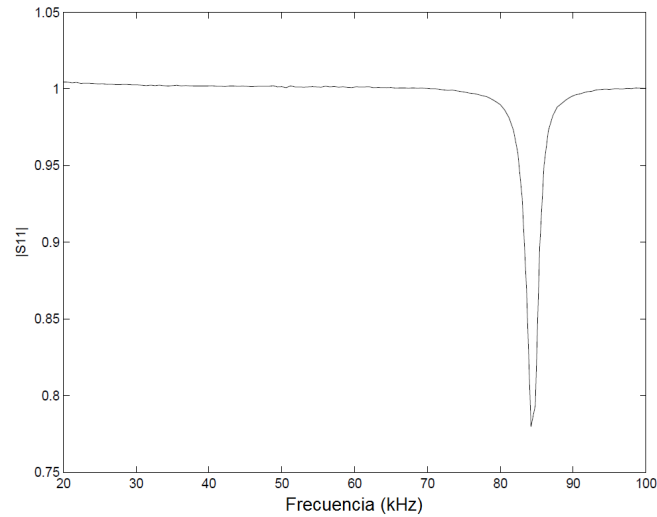
## 7.1 Diseño de los Elementos del Módem

El diseño de un módem implica el trabajo en diferentes capas, como se muestra en la Figura 7.1. Para el diseño de las mismas, tradicionalmente se utilizaban las metodologías “de arriba a abajo” (Top-Down) o “de abajo a arriba” (Bottom-Up). Sin embargo, se ha demostrado que el diseño transversal e integral de las capas genera soluciones más óptimas, especialmente cuando existen fuertes restricciones energéticas [Jur06; AMC07; CF06; Mad+06].

El primer paso del diseño se centra en el análisis del bloque más cercano al medio acuático: el transductor electro-acústico. Se ha encontrado que este elemento es de los más críticos del sistema, pues éste determina factores fundamentales en el módem como el rango de frecuencias, la sensibilidad, el precio, etc.

Posteriormente, y gracias a una metodología de diseño transversal, se abstraen en un primer momento los bloques de acondicionamiento. De este modo se pueden tomar decisiones a alto nivel sobre la modulación. Como se demuestra a lo largo del procedimiento, estas decisiones tienen un alto impacto en las prestaciones del sistema y permitirán realizar simplificaciones en las capas inferiores, que serán diseñadas en última instancia.





**Figura 7.2:** Coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) medido para el transductor HUMMIMBIRD XP 9 20

### 7.1.1 Transductor Electro-Acústico

Siguiendo los resultados presentados en la sección 3.2.1, en esta sección se detalla el proceso de caracterización de un transductor piezo-eléctrico. En concreto, se aplica al transductor HUMMIMBIRD XP 9 20 [Hum], dispositivo originalmente diseñado para aplicaciones relacionadas con sondas instaladas en embarcaciones de recreo. Este transductor es el elegido puesto que se ajusta a los requerimientos: frecuencia de operación, ancho de banda, disponibilidad, precio, etc.

En el Anexo A se encuentra un listado de características de otros transductores piezoeléctricos de diferentes marcas comerciales.

#### *Caracterización de un Transductor Piezo-Eléctrico*

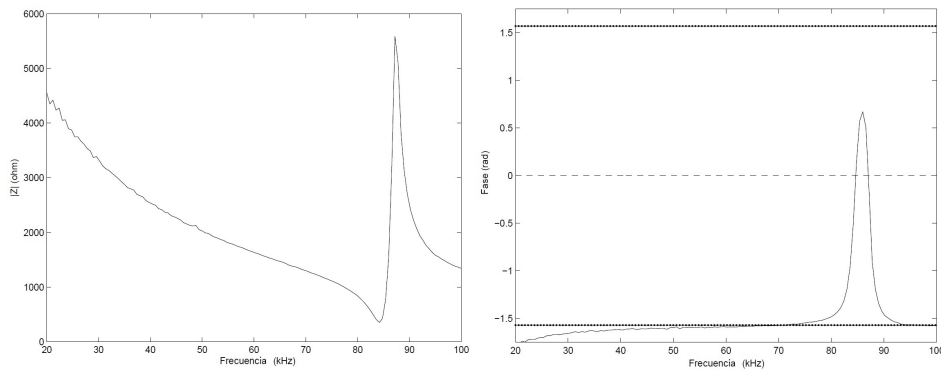
Con un Analizador de Redes Vectorial (Vector Network Analyzer o VNA) se calcula el coeficiente de reflexión ( $S_{11}$ ) de una red con un único puerto, como es el caso de un transductor. El resultado del dispositivo HUMMIMBIRD XP 9 20 en la banda de estudio se muestra en la Figura 7.2.

A partir del factor de reflexión, la impedancia del transductor se calcula utilizando la ecuación (7.1), donde  $Z_0$  es la impedancia característica del VNA ( $50 \Omega$  en este caso). Los valores de módulo y fase de impedancia se muestran en la Figura 7.3.

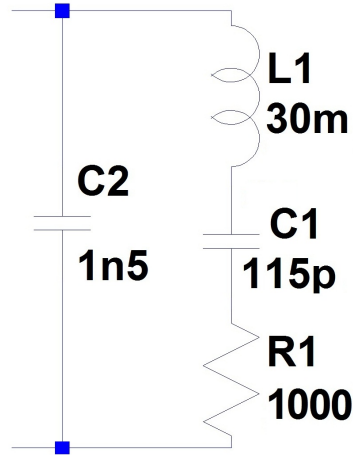
$$S_{11} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (7.1)$$

Conocida la impedancia, el transductor se puede describir a partir de su circuito equivalente R-L-C como el mostrado en la Figura 7.4. Los valores de los componentes calculados para el transductor de HUMMIMBIRD también se muestran en la Figura. Para su cálculo son necesarias las siguientes nociones sobre los materiales piezo-eléctricos:

- Se definen las frecuencias de resonancia ( $f_r$ ) y de anti-resonancia ( $f_a$ ) como las frecuencias a las que el transductor presenta una impedancia mínima y máxima respectivamente.
- $C2$ : en frecuencias bajas, la fase de la impedancia del transductor es aproximadamente  $\pi$  radianes y la magnitud es inversamente proporcional a la frecuencia. Este comportamiento corresponde con el de un condensador y, en concreto, con el condensador C2 (Figura 7.4). Éste se calcula con la ecuación básica de la impedancia de un condensador
- $C1$ : su cálculo es inmediato a partir de C2, la frecuencia de anti-resonancia y la ecuación (7.2).
- $L1$ : a partir de C1, la frecuencia de resonancia y la ecuación 7.3 se dimensiona esta bobina.



**Figura 7.3:** Impedancia del transductor HUMMIMBIRD XP: magnitud (izquierda) y fase (derecha)



**Figura 7.4:** HUMMIMBIRD XP piezoelectric transducer RLC model

- $R1$ : este parámetro se obtiene de manera experimental. Puesto que en un circuito como del de la Figura 7.4 el único elemento que disipa potencia activa es la resistencia, se puede aproximar la potencia activa disipada por el transductor con la de la resistencia  $R1$ .

$$f_a = f_r \sqrt{\frac{C1}{C2} + 1} \quad (7.2)$$

$$w_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L1 \cdot C1}} \quad (7.3)$$

Otros parámetro interesantes en los transductores son la relación entre la tensión aplicada en los extremos del transductor y la presión sonora que se genera y vice-versa: sensibilidad en transmisión y en recepción. También es necesario caracterizar la geometría del haz de proyección del transductor, es decir, qué cantidad de la energía es proyectada (recibida) hacia una determinada dirección. El proceso para la obtención de estos parámetros está detallado en [Ben+10]. Los valores obtenidos para el transductor de HUMMIMBIRD son: frecuencias de funcionamiento entre 84.5 y 85.5 kHz, sensibilidad en transmisión 115 dB (re 1  $\mu\text{Pa}/\text{V}$  @ 1m), sensibilidad en recepción -154 dB (re 1  $\text{V}/\mu\text{Pa}$  @ 1 m) y la geometría del haz se muestra en la Figura 7.5, cuyo ancho de haz a -3dB de 30°.

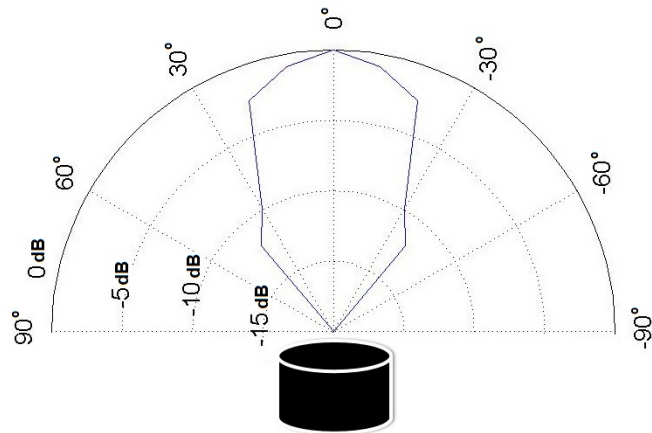


Figura 7.5: Geometría del haz medida para el transductor HUMMIMBIRD XP 9 20

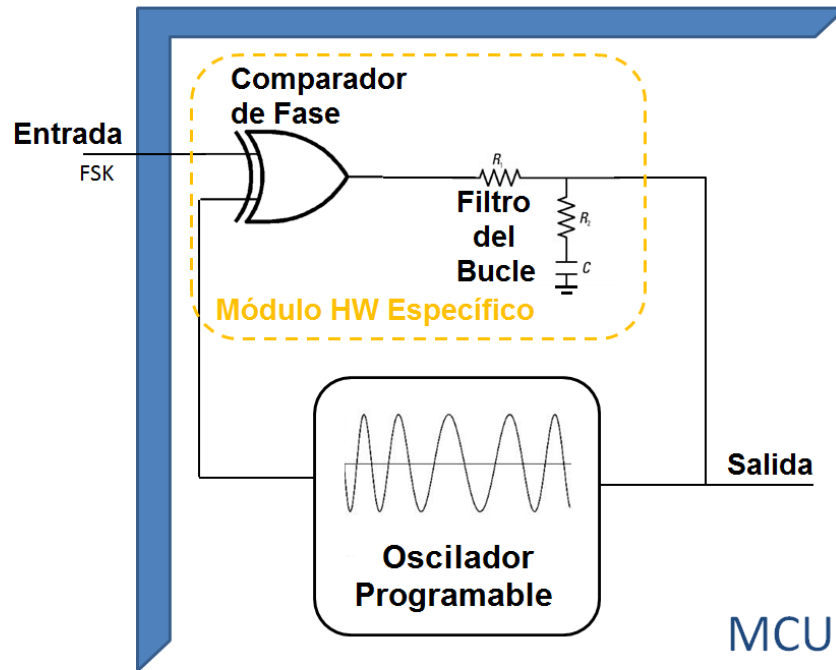
### 7.1.2 Modulación

La solución que se plantea para la modulación del módem ITACA, como ya se hiciera en [Ben+10], pretende encontrar un compromiso entre la simplicidad y robustez de las modulaciones no coherentes, y la eficiencia de las coherentes descrita en la sección 3.2.3.

En este trabajo se toma como base la modulación binaria en frecuencia (FSK) usada en [Ben+10]. La separación mínima para que las frecuencias que codifican los dos símbolos sean ortogonales, corresponde con la mitad de la velocidad binaria máxima. Esta condición se cumple siempre y cuando la modulación sea coherente y no existan discontinuidades en la fase. Por tanto, cabría esperar una eficiencia espectral de hasta 2 bits/símbolo. En la práctica, esta separación suele ser igual a la velocidad binaria.

El resultado es una solución “híbrida” entre las dos tendencias actuales: modulación FSK y coherente. La complejidad de los algoritmos de modulación y de demodulación necesarios son de una complejidad moderada:

- La modulación FSK coherente es un algoritmo muy sencillo: se varía la frecuencia de la señal transmitida en función del bit actual. Esta tarea se realiza de manera inmediata, y sin apenas consumir recursos, ajustando el valor de un temporizador.
- El demodulador, conocido como Bucle de Enganche de Fase (en inglés Phase-Locked Loop o PLL), se muestra en la Figura 7.6. Este sistema es relativamente complejo pues incluye tres bloques de procesamiento: detector de fase, un filtro paso-bajo y un oscilador programable.



**Figura 7.6:** Diagrama de bloques e implementación en el módem ITACA de un PLL

### **Implementación Hardware**

Evaluando la propuesta con la plataforma IUmote tanto en simulación, como en experimentos con trazas reales, se comprueba que el funcionamiento óptimo corresponde cuando, utilizando el piezoeléctrico de HUMMIMBIRD seleccionado, se codifican los símbolos con las frecuencias 84.5 kHz y 85.5 kHz a una velocidad de 1 kbps. Este resultado supera en prestaciones a los módems FSK no coherentes tales como [Ben+06] (96 bps con un ancho de banda de 320 Hz) y [Bin+00] (2.4 kbps con 10 kHz).

Cuando se busca una solución lo más óptima posible, el diseño del hardware y de los algoritmos se debe realizar de manera transversal, explorando diversas soluciones dentro del paradigma de co-diseño HW-SW (hardware / software). En este caso de estudio se va a aplicar este co-diseño aprovechando el potencial de la plataforma IUmote. Para ello, una vez introducido el modelo en la plataforma, se evalúa el tiempo de ejecución de cada uno de los bloques de procesamiento del receptor a

Bloque	% Instrucciones	Periférico Asociado
Detector de Fase	0.12 %	Unidad Aritmético-Lógica (XOR)
Filtro <sup>a</sup>	99.26 %	Unidad Multiplicación-ACumulación
Oscilador Programable	0.62 %	Temporizador

**Tabla 7.1:** Distribución de recursos de un algoritmo PLL evaluada con IUmote

<sup>a</sup>En simulación se estima que es necesario un filtro FIR de 21 coeficientes

partir del número de instrucciones ejecutadas de los mismos. Los resultados se resumen en la Tabla 7.1.

Como se observa en la Tabla 7.1, el bloque que requiere de más recursos es el filtro. Además de suponer la práctica totalidad del tiempo de ejecución del algoritmo, se necesita una unidad especial de Multiplicación-ACumulación para el cálculo eficiente en tiempo real. Es por ello que, desde el punto de vista del co-diseño, sería conveniente optimizar este bloque.

La solución que se propone en la Figura 7.6 implica realizar el filtrado en un hardware externo construido a partir de componentes pasivos. Para que este bloque sea efectivo, se requiere que el comparador de fase sea externo. El resultado es un demodulador re-configurable, con un núcleo microcontrolador y una unidad de procesado externa formada por un filtro lead-lag y una puerta XOR.

Gracias a este co-diseño, la complejidad de computación en el microcontrolador es ahora prácticamente despreciable y similar a la del modulador. Por tanto, se propone utilizar un núcleo de control y procesado de menos recursos y menor consumo que el de IUmote. Para el módem ITACA se elige el microcontrolador de ultra-bajo consumo C8051F920 de Silicon Laboratories [Sil12].

La experimentación en el laboratorio con los modelos propuestos (evaluados con la plataforma IUmote) y con un prototipo basado en la plataforma propuesta muestran un 0% de errores con paquetes de 64 bits enviados a una velocidad de 1 kbps.

### 7.1.3 Acondicionamiento de la Señal

#### *Transmisión*

Para el módem ITACA se ha decidido diseñar una etapa de amplificación personalizada y optimizada al tipo de transductor propuesto, debido a los prometedores resultados de trabajos previos siguiendo esta filosofía [Ben+10] según lo discutido en la sección 3.2.2. Su objetivo es maximizar la transferencia de potencia desde la alimentación (baterías), al transductor.

El esquema básico se muestra en la Figura 7.7 y se denomina *amplificador de clase B con control digital de la etapa push-pull de salida* (D\_PP\_B). Este bloque combina un control digital con una etapa de potencia controlable.

En una etapa push-pull, la mayor parte de la energía que se desperdicia lo hace en forma de calor debida a la activación simultánea de los transistores Q1 y Q2, constituyendo un camino de mínima impedancia entre la alimentación y la masa y, por tanto, circulando una alta corriente.

El control se asegura de que Q1 está en corte antes de comenzar la activación de Q2 y viceversa. Para ello, cada una de las salidas está desfasada  $180^\circ$  y tienen un ciclo de trabajo del 25 %. Bajo estas condiciones se demuestra que la potencia transmitida y la eficiencia son máximas en un mayor ancho de banda.

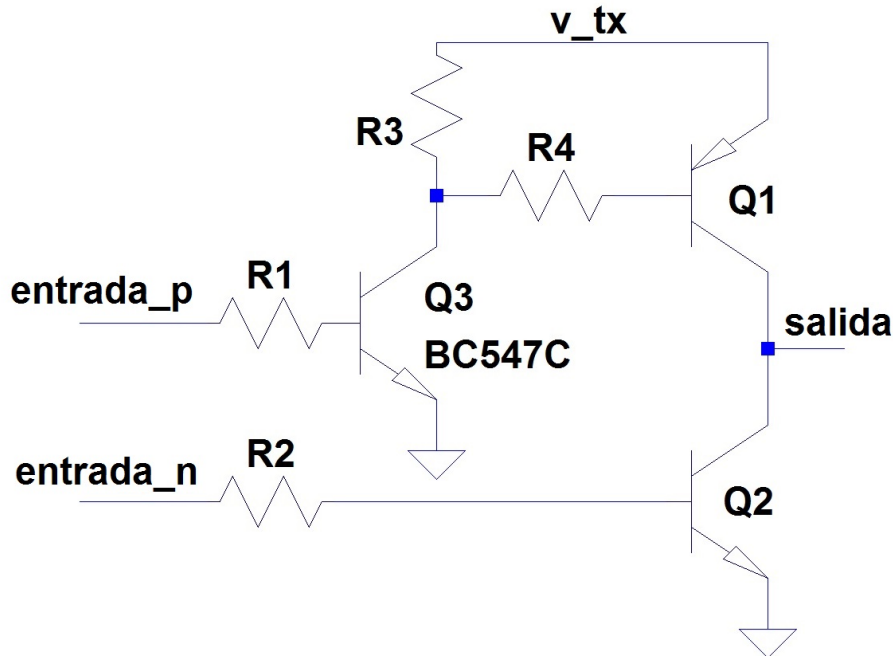
Además, como el módem ITACA está basado en una modulación FSK, el receptor es tolerante frente a la distorsión armónica, puesto que se pretende reconstruir la señal original a partir de la frecuencia y no de la fase. Como consecuencia, no es necesario generar una onda sinusoidal a la salida del amplificador, sino que una onda cuadrada sería suficiente. Este hecho permite conmutar los transistores entre los estados de corte y de saturación, evitando consumo de corrientes adicionales en las redes de polarización. Además, los armónicos introducidos por la onda cuadrada se atenúan por la propia respuesta paso-banda del transductor.

La tensión aplicada al transductor y, en consecuencia, la potencia entregada al transductor, se puede aumentar aumentando el voltaje de alimentación del amplificador mostrado ( $v_{tx}$ ). Los resultados de potencia entregada y de eficiencia del amplificador diseñado en función del voltaje aplicado al amplificador (constante del 70 %) se muestran en la Figura 7.8.

### **Recepción**

La etapa de acondicionamiento de la señal del receptor de datos se muestra en la Figura 7.9. En lugar de implementar únicamente una etapa de amplificación [PEC], se integra un filtro paso banda adicional para eliminar cualquier ruido o interferencia fuera de la banda de operación.

Debido a la baja frecuencia de operación, alrededor de 85 kHz, es posible utilizar diseños tradicionales con amplificadores operacionales. Además, cambiando las resistencias marcadas como R1 y R3 en la Figura 7.9 por potenciómetros digitales, se consigue un amplificador de ganancia variable, de entre 0 y 80 dB, con control automático de ganancia. Al utilizar una configuración con dos etapas, la respuesta global del filtro presenta una atenuación de 40 dB/década fuera de la banda de paso.



**Figura 7.7:** Esquema básico del amplificador diseñado de clase B con control digital de la etapa push-pull de salida (D\_PP\_B)

#### 7.1.4 Red de Adaptación Multi-Receptor

Los diferentes bloques necesarios para enunciar el problema de diseño de un receptor genérico con múltiples receptores se han descrito en el capítulo 6: transductor, transmisor, receptor de datos y receptor de la señal de activación remota.

La única información adicional necesaria es el diagrama de conexión concreto del chip AS3933 en el bloque receptor del SARA, mostrado en la Figura 7.10. Se ha comprobado experimentalmente que es necesario la conexión de este chip a través de un condensador en serie para evitar pérdidas de prestaciones por modificaciones en la polarización del mismo. Además, aunque la impedancia de entrada de este chip es configurable, proporciona las mejores prestaciones del sistema cuando se configura con su valor más alto:  $2\text{ M}\Omega$ .

La red de adaptación propuesta para el módem ITACA se muestra en la Figura 7.11.

Para el diseño del divisor Wilkinson, se selecciona como la impedancia característica el valor de la resistencia del modelo R-L-C del transductor ( $1000\ \Omega$ ). Ésta



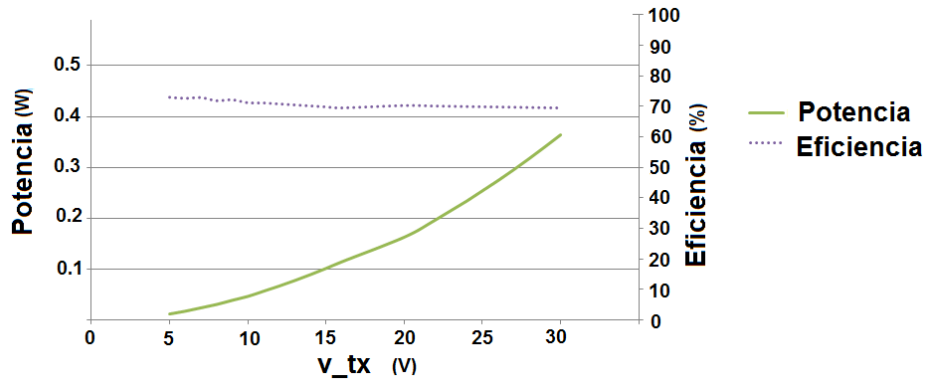


Figura 7.8: Potencia de salida y eficiencia del amplificador de transmisión diseñado

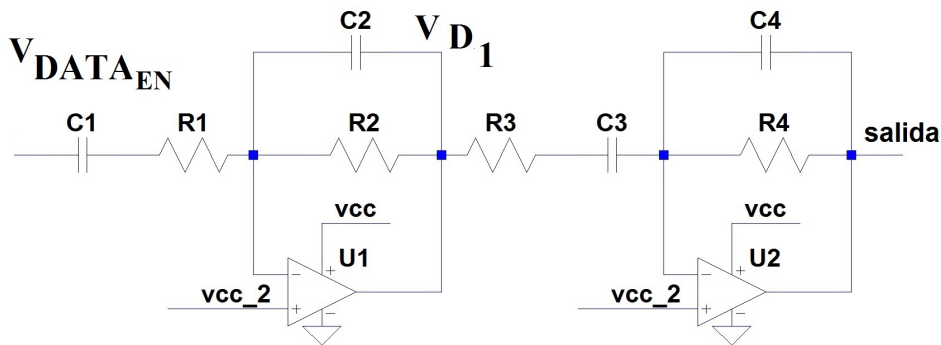


Figura 7.9: Etapa de acondicionamiento de la señal del receptor de datos

es menor que la del resto de elementos conectados a la red. Siguiendo el procedimiento descrito en la sección 6.2, se calculan los componentes del divisor: bobinas de 22 mH, condensadores de 300 pF y 150 pF y una resistencia de aislamiento de 2000  $\Omega$ .

Son necesarios transformadores de impedancia para los dos receptores. Éstos se han integrado con el divisor Wilkinson tal y como se muestra en la Figura 7.11.

Por último, el valor de la resistencia de los limitadores de voltaje es 10 k $\Omega$ . En el caso del receptor de datos, esta resistencia se integra con la resistencia de entrada de la primera etapa de amplificación. Para el receptor del SARA, 10 k $\Omega$  conectados en serie es un valor despreciable frente a la impedancia de entrada del chip de 2 M $\Omega$ .

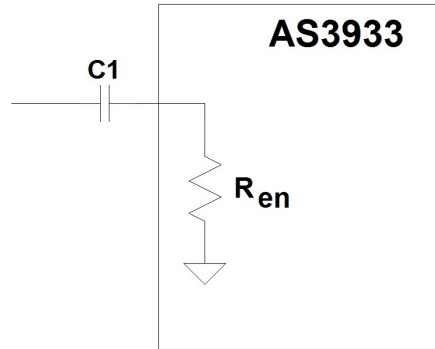


Figura 7.10: Diagrama de conexión del chip AS3933 en el receptor de sistema de activación remota

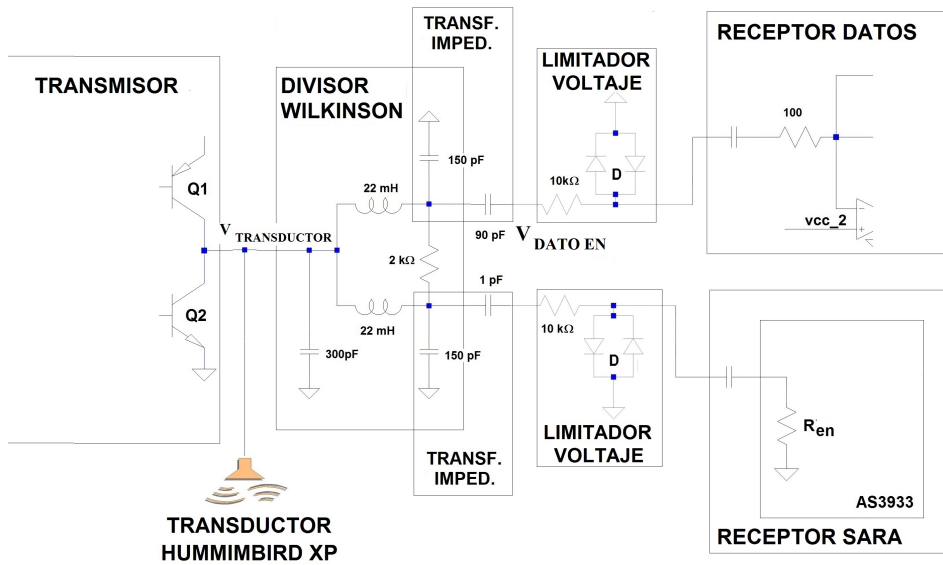


Figura 7.11: Red de adaptación propuesta para el módem ITACA con SARA

## 7.2 Evaluación

### 7.2.1 Adaptación Multi-Receptor

El circuito propuesto se ha introducido en la plataforma IUmote, a partir de la descripción de su circuito, y se ha simulado. Para evaluar las prestaciones de la red de adaptación propuesta, se realizan las siguientes medidas de tensión en el circuito:

en el transductor, en la entrada del receptor de datos y en la entrada del receptor del SARA (VTRANSDUCTOR, VDATOEN, VSARAEN respectivamente en la Figura 7.11), además de la salida de la primera etapa del acondicionador de la señal del receptor de datos (VD1 en la Figura 7.9). Esta última medida pretende evaluar el siguiente efecto observado: aún observando un nivel adecuado en la entrada, la desadaptación de impedancias provoca que a la salida del amplificador no se obtenga el nivel esperado.

Los resultados de la simulación son los siguientes:

- La conexión de la red de transmisión no afecta a la eficiencia de la etapa de transmisión, manteniéndose los mismos valores que en la Figura 7.8.
- En el caso de la recepción, los resultados obtenidos para el sistema con y sin la red de adaptación se muestran en las Figuras 7.13 y 7.12 respectivamente.
  - La intensidad de la señal a la entrada de los receptores aumenta 3 dB alrededor de 85 kHz cuando se utiliza la red de adaptación.
  - El amplificador del receptor de datos no se excita de manera adecuada si no se utiliza la red de adaptación tal y como se anunciaba. Aunque en la Figura 7.12 se observa que la tensión a la entrada es el adecuado sin la red, el nivel a la salida del amplificador (VD1) no es el esperado: -42 dB en vez de 40 dB esperados (7.13).

La validación experimental inicial de esta red se llevó a cabo en el laboratorio. Se despliegan dos módems en los extremos del tanque de agua de 2.4 metros de longitud que se muestra en la Figura 7.14. Debido a la escasa distancia, se fija la tensión de excitación del transductor a 5 V pico-pico. Los resultados son los siguientes:

- Inicialmente, únicamente se conecta el bloque de transmisión a uno de los módems, no conectándose ningún bloque al transductor en el extremo del receptor. El nivel registrado es 220 mV pico-pico .
- Se conectan diferentes elementos en paralelo con el amplificador de potencia del transmisor para optimizar la transmisión. En ningún caso se superan los 220 mV pico-pico en el receptor, con lo que no se añade ningún elemento para la adaptación del transmisor.
- A continuación, se conectan el resto de bloques (red de adaptación y receptores) al módem transmisor para evaluar las posibles pérdidas en el mismo debidas a la conexión de la red. El voltaje pico-pico recibido permanece en 220 mV, con lo que la red no introduce ningún efecto negativo en la transmisión.

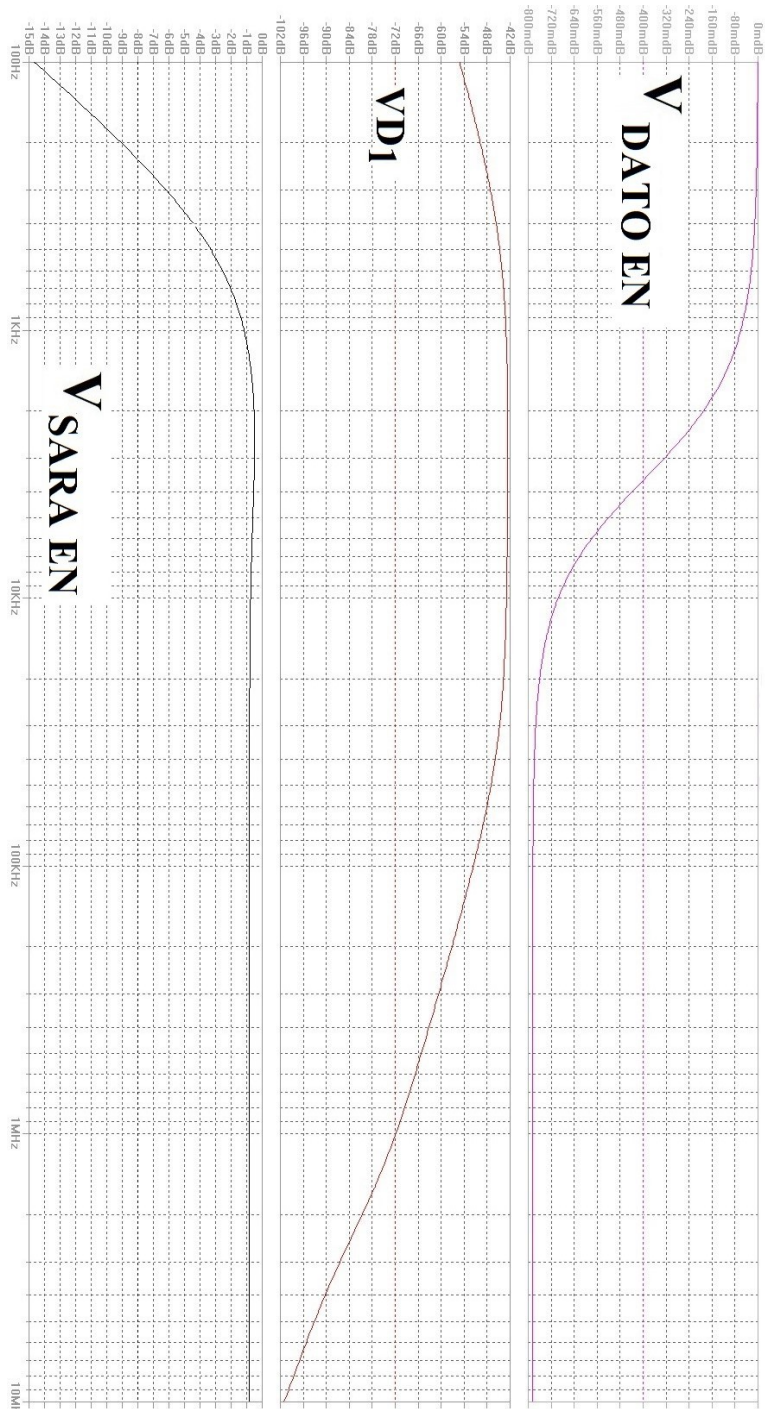


Figura 7.12: Análisis frecuencial de los niveles de tensión en los nodos propuestos del sistema SIN la red de adaptación

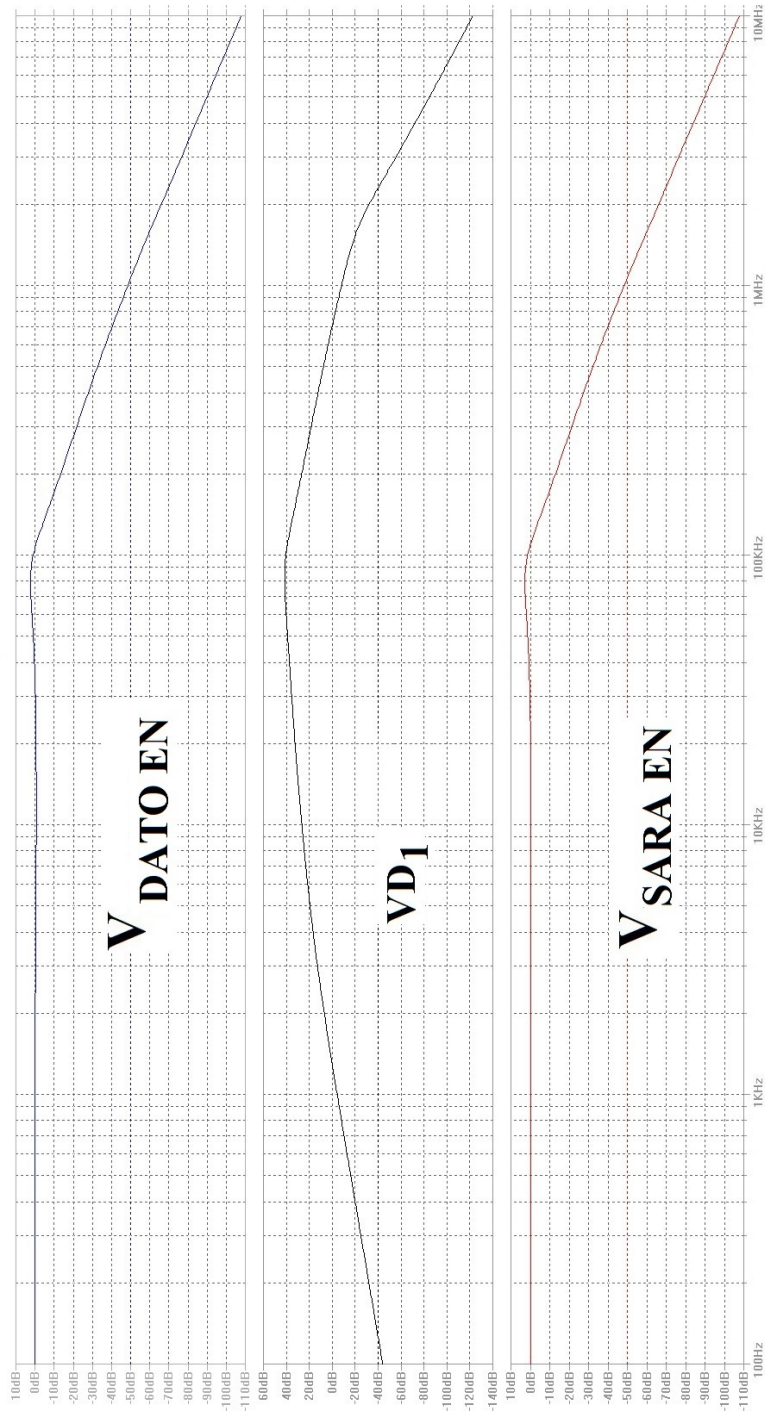
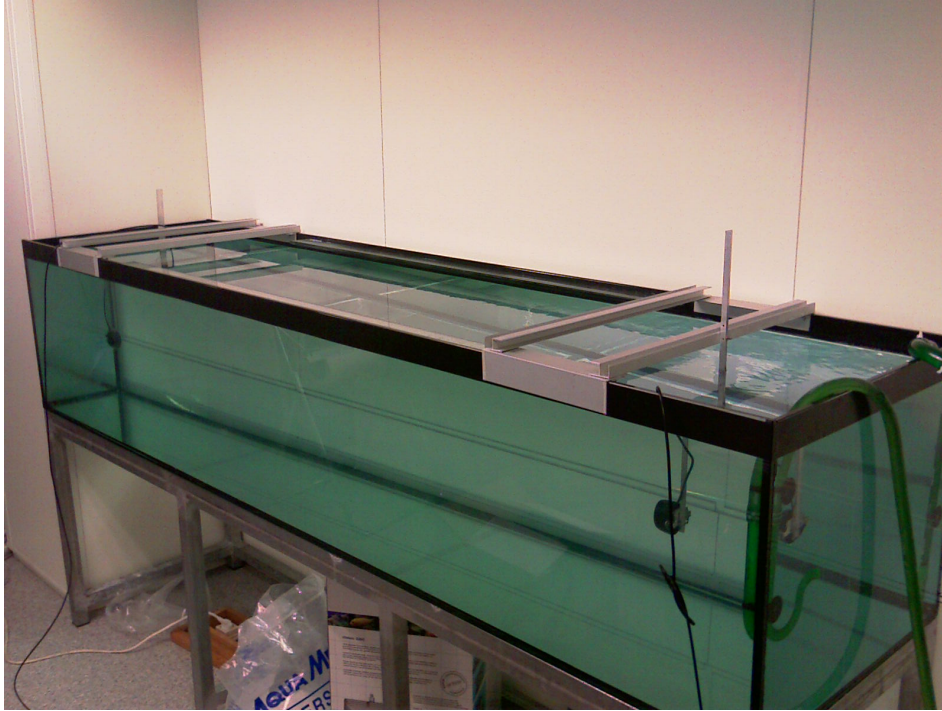
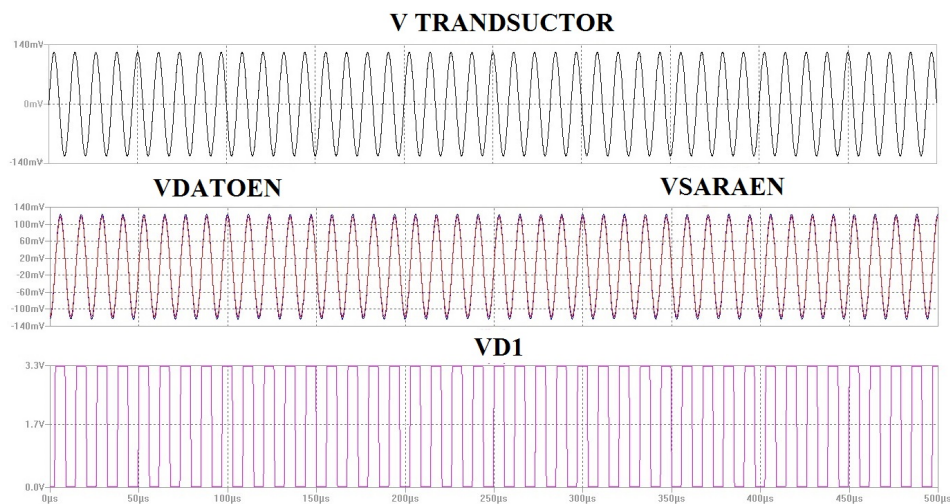


Figura 7.13: Análisis frecuencial de los niveles de tensión en los nodos propuestos del sistema CON la red de adaptación



**Figura 7.14:** Tanque de agua para la experimentación con RAS en el laboratorio del instituto ITACA (dimensiones 2.4 x 0.6 x 0.6 m)

- El receptor de datos primero, y el receptor del SARA después, se conectan de manera separada al transductor del módem receptor. Se comprueba que el voltaje pico-pico es 220 mV, decodificándose datos y señales de activación de manera correcta en cada uno de los casos.
- Se conectan el receptor de datos y el receptor del SARA directamente al transductor en el módem receptor. Se observa que, aunque se siguen detectando las señales de activación, los datos no se decodifican. Aunque el nivel a la entrada de ambos receptores continua siendo 220 mV pico-pico, a la salida del amplificador de datos únicamente se observa ruido.
- Por último se conecta la red de adaptación junto con los receptores y el transmisor siguiendo la configuración propuesta en la Figura 7.11. Se decodifican adecuadamente tanto las señales de activación, como los datos. Las ondas en los diferentes nodos propuestos se muestran en la Figura 7.15. El voltaje pico-pico a la entrada de ambos receptores es 220 mV y la salida del amplificador de datos alcanza el nivel máximo (3.3 V).



**Figura 7.15:** Medida de voltaje en los diferentes nodos propuestos en el prototipo desarrollado

La sensibilidad de cada uno de los receptores, una vez conectados a la red de adaptación, mantienen los valores medidos de manera independiente:  $80 \mu\text{V}$  para el receptor de SARA y  $30 \mu\text{V}$  para el receptor de datos.

La versión final del prototipo se muestra en la Figura 7.16. El tamaño del sistema es de 30 x 60 mm.

### 7.2.2 Consumo de Energía

El consumo del módem en estado inactivo es  $3 \mu\text{W}$ , disipados fundamentalmente por el núcleo microcontrolador. Cuando se activa el receptor del sistema SARA presentado, se disipan  $8.1 \mu\text{W}$  adicionales. Esto supone un consumo global de alrededor de  $11 \mu\text{W}$  en el estado catalogado como *espera* en la sección 2.4.1. Este valor es claramente inferior a cualquier solución presentada con anterioridad: se puede ahorrar hasta un 97% comparado con [WYH06].

En el estado activo, y con una frecuencia máxima de reloj de 24.5 MHz, el módem consume 12 mW. Este estado corresponde con fases de lectura de sensores o procesamiento de información que no requieren del uso de la interfaz inalámbrica.

En recepción, el módem disipa 24 mW. Este valor, aunque similar al módem de investigación con mejores prestaciones en este sentido (25 mW) [WYH06], representa un avance comparado con el consumo de varios cientos de mW de los módems comerciales presentados en la Tabla 2.2.

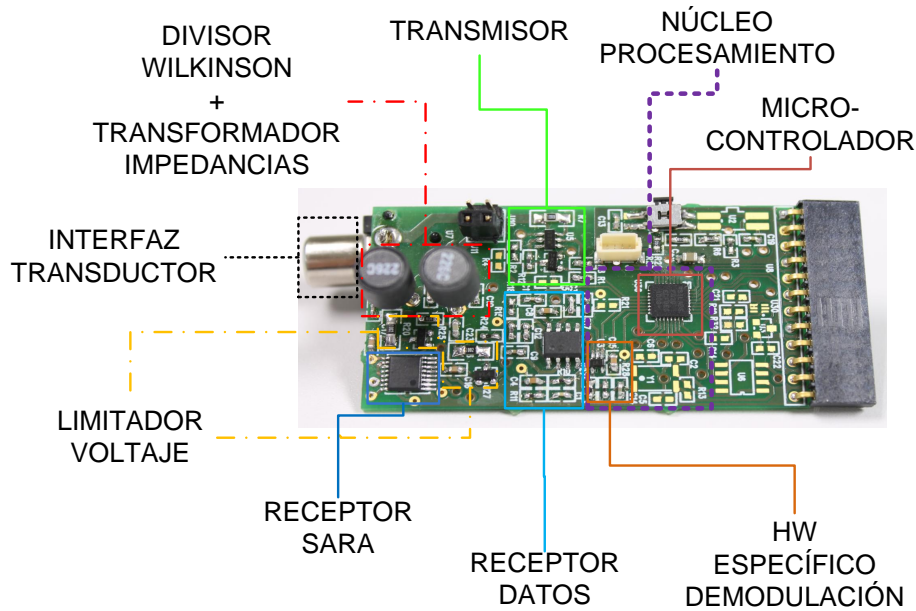


Figura 7.16: Prototipo avanzado del módem ITACA

Se comprueba en la Figura 7.8 que la potencia disipada en el transductor es proporcional al cuadrado de la tensión aplicada al transductor. Para tensiones de alimentación del amplificador de potencia ( $v_{tx}$ ) de 5, 10 y 15 voltios, se disipan 12, 48 y 108 mW respectivamente. En el estado de transmisión, al consumo del amplificador se deben añadir 12 mW correspondientes al funcionamiento del microcontrolador.

Por último, la introducción de la red de adaptación no supone un sobre-consumo ni en recepción, ni en el estado de espera. Sin embargo, las resistencias de los limitadores de tensión (mostrados en la Figura 7.11) disipan cierta potencia. Se ha observado que, en el caso de la tensión máxima de funcionamiento del amplificador (30V), se disipan 12 mW adicionales.





Figura 7.17: Escenario de pruebas en el puerto de Gandía

### 7.2.3 Rango de Funcionamiento

La primera batería de pruebas en campo abierto se realizó en el puerto de Gandía, Valencia (España). La ubicación de las diferentes pruebas se muestra en la Figura 7.17. El módem desarrollado se encapsuló junto a una batería de plomo de 15 V y 5 Ah, fijando la tensión de alimentación del amplificador de potencia y la potencia transmitida a 108 mW @ 15 V.

Se realizaron dos experimentos con enlaces verticales tanto dentro del puerto (Figura 7.17B), como en mar abierto (Figura 7.17C). Las distancias son de 10 y 17 metros respectivamente. En los dos experimentos la probabilidad de error es despreciable en ambos sentidos: del fondo a la superficie y viceversa.

También en el puerto de Gandia, se efectuaron test preliminares de distancia máxima en enlaces horizontales. Es muy costoso alcanzar una zona con una profundidad superior a 25 metros en el litoral Valenciano. En estos tests, aunque se demostró que la comunicación era posible hasta a 100 metros de distancia (Figura 7.17), se observó que la alta direccionalidad del haz del transductor ( $15^\circ$  por cada lado como se muestra en la Figura 7.5) se convierte en un factor a tener en cuenta a la hora de futuros despliegues.



Figura 7.18: Escenario de pruebas en el puerto de Poble de Farnals

Tras un proceso de ajuste y optimización, se repitió el experimento de comunicación horizontal. Esta vez se llevó a cabo en un puerto deportivo situado en Poble de Farnals (Figura 7.18), Valencia (España). El resultado de máximo alcance se fija en 240 metros con una tensión pico-pico del transductor de 15 V (108 mW). En caso de cubrir distancias menores, se puede reducir la tensión aplicada al transductor, reduciendo el consumo de potencia del amplificador (por ejemplo un enlace de 20 metros con 5 V).

#### 7.2.4 Sistema de Activación Remota Asíncrono Acústico

Una vez integrado el SARA propuesto en el capítulo 5, se procede a la evaluación de las prestaciones del mismo. Ésta se realiza en cuatro fases: un análisis a partir del modelo integrado en IUmote de la robustez del sistema, validación con resultados experimentales a partir de prototipos en el tanque del laboratorio, una evaluación energética en una comunicación punto a punto y, por último, una serie de experimentos en campo abierto.

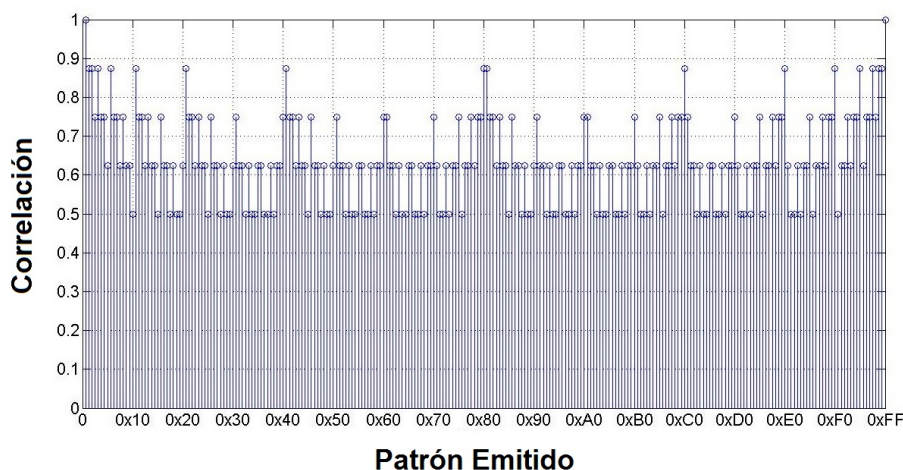


Figura 7.19: Correlación cruzada del patrón 0x00

### *Robustez del Sistema Frente a Diferentes Patrones*

La propia construcción del receptor del SARA y, en especial, la trama de activación con patrones mostrada en la Figura 5.3, provoca que pueda haber un solapamiento entre patrones. La codificación del preámbulo y la codificación Manchester del patrón, puede inducir a un error en el decodificador, dando como válidas varias secuencias, cuando sólo una está programada para ser detectada. Por ejemplo, se ha demostrado de manera experimental que, al programar el patrón hexadecimal 0xFF, el sistema también se activa cuando se recibe el patrón 0x00.

#### *Test de Correlación*

Para estimar la probabilidad de error y la incertidumbre en la detección de cierto patrón, se ha realizado la correlación cruzada de cada uno de los posibles patrones programables, con todas las señales que se puedan recibir. Para este análisis se utiliza los modelos de IUmote descritos en la sección 5.4, con condiciones ideales.

Por ejemplo, en la Figura 7.19 se detalla la correlación cruzada con el patrón 0x00. Como se puede observar, la correlación es del 100 % tanto con el patrón 0x00, como con el 0xFF. Este último caso provoca una detección y una activación del sistema en falso.

De hecho, debido a la tolerancia del decodificador, se ha observado que patrones con una correlación cruzada por encima del 87.5 % también pueden causar falsas detecciones. Este efecto se ha denominado como “solapamiento” y se evalúa en la Figura 7.20. Para ello, se ha realizado la correlación cruzada de todas las com-

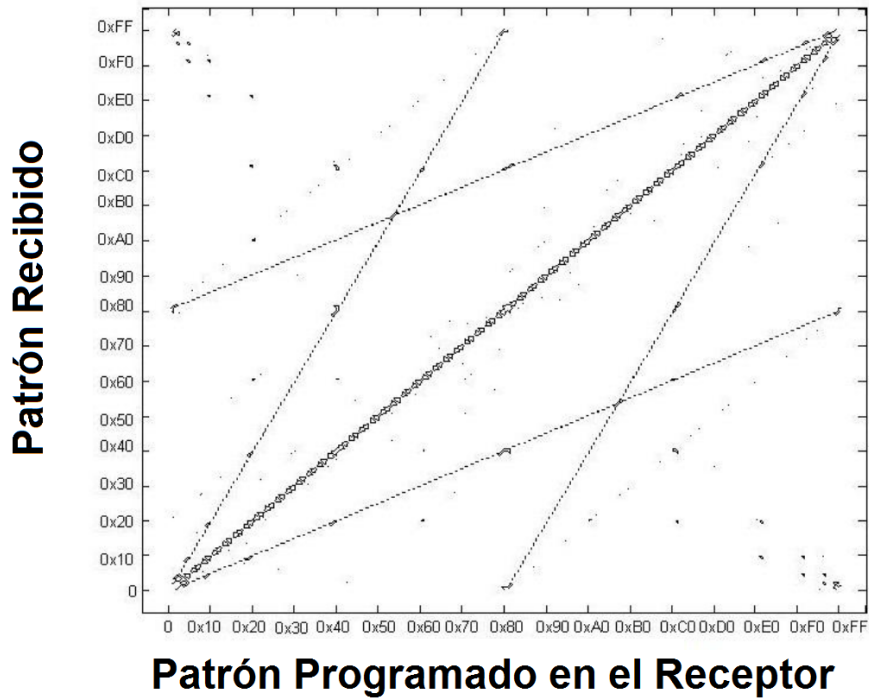


Figura 7.20: Correlación cruzada entre los diferentes patrones

binaciones de patrones de 8 bits con codificación Manchester, oscureciendo en la Figura 7.20, las combinaciones con posibilidad de *solapamiento*.

#### *Test Experimental de Fallos.*

Para la evaluación experimental del fenómeno anterior y otros que no se hayan considerado en el modelado, se ha realizado un test intensivo con dos prototipos en el tanque de agua del laboratorio. Uno de los módems emite de manera continua y cíclica 16 patrones diferentes, mientras que el otro está a la espera de un patrón pre-programado. Cada combinación se programa durante 24 horas, variando el patrón a detectar en el siguiente experimento.

Se han evaluado dos variables durante el experimento: por un lado, el número de activaciones en falso (el módem se activa con un patrón diferente al esperado) y, por otro, el número de fallos en la detección (el módem no se activa cuando se emite el patrón programado). Los resultados se muestran en la Figura 7.21.

Se han dividido los experimentos en tres categorías:

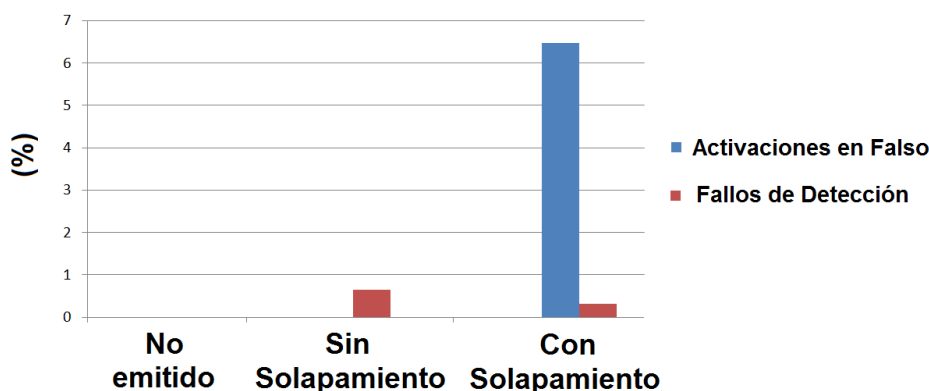


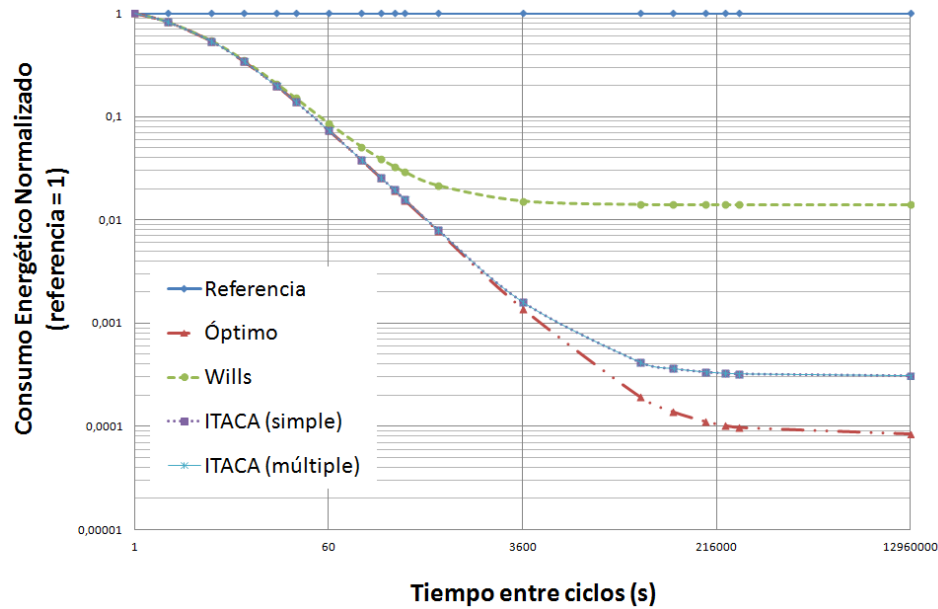
Figura 7.21: Experimentos de fallos del SARA en el peor caso

- *No emitidos.* Durante estos experimentos no se emite el patrón esperado en el receptor, ni ningún posible patrón con solapamiento. Únicamente se analiza la cantidad de activaciones en falso. Como se puede observar, este valor es 0.
- *Sin solapamiento.* Entre los 16 patrones emitidos, uno está programado en el receptor y no se envían patrones “solapados” a éste. En este caso se observa que la máxima tasa de fallos en la detección es del 0.6 %.
- *Con solapamiento.* En estos experimentos, entre los 16 patrones, se programa en el receptor un determinado patrón, enviándose éste y su patrón “solapado”. En la Figura 7.21 se observa alrededor de un 6 % de falsas activaciones (un patrón de 16), son lo que el patrón “solapado” activa efectivamente el módem igual que el original.

### *Evaluación Energética*

El objetivo de esta sección es comparar el impacto energético del uso del SARA del módem ITACA en el funcionamiento de un enlace punto a punto sencillo. El resultado se compara con el SARA de mayores prestaciones presentado antes de este trabajo [WYH06].

El algoritmo de funcionamiento básico del nodo es una secuencia cíclica repetitiva: el nodo está a la espera de una señal de activación remota válida, tras esta señal, se recibe un mensaje y se envía de vuelta un mensaje de reconocimiento. Se asumen los siguiente parámetros de funcionamiento del módem ITACA para enlaces verticales de hasta 25 metros:  $P_{TX}$  28 mW,  $P_{RX}$  24 mW, potencia inactivo (sin SARA)  $3\mu\text{W}$ , mensajes de 64 bytes, velocidad de transmisión 1 kbps y sin errores.



**Figura 7.22:** Energía consumida por las diferentes configuraciones con diferentes intervalos de generación

En evaluaciones energéticas previas de este tipo de sistemas [HSZ09; HZ07], el SARA propuesto por Wills [WYH06] se evalúa conectándolo, de manera virtual, al módem WHOI [Fre+05]. Sin embargo, debido al alto consumo de este módem, en este estudio se conectan, también de manera virtual, el SARA de Wills y el propuesto en el capítulo 5, al módem ITACA presentado.

Para establecer los límites de consumo esperables, se añaden dos casos más al estudio. Por un lado se considera el caso de que el nodo permanece en recepción a la espera del siguiente mensaje. Este esquema de funcionamiento supone el peor caso y se establece como *referencia*, estableciéndose como valor de energía consumida 1 para todos los casos. Por otro lado, se propone el caso *óptimo* en el que se asume que el nodo es capaz de permanecer el máximo tiempo posible en estado inactivo, activando la recepción mientras se reciben los paquetes. Éste es un caso ideal que necesita de una perfecta sincronización, y marca el límite inferior de consumo.

Para este experimento se variará, bajo las condiciones de trabajo especificadas, el tiempo entre mensajes sucesivos con valores comprendidos entre 0 y 300 s. Los resultados de energía consumida se muestran en la Figura 7.22, extrayéndose las siguientes conclusiones:

- Cuando la comunicación es continua (0s entre mensajes), todos los casos consumen lo mismo.
- Hasta intervalos de un minuto (máximo periodo de tiempo considerado en [HZ07]), con ambos SARA se consigue reducir aproximadamente el 90 % del consumo de la *referencia*, con valores muy cercanos al caso *óptimo*.
- Con intervalos de cinco minutos, se pueden apreciar diferencias más significativas. El SARA propuesto por Wills consume dos órdenes de magnitud más que el óptimo, mientras que la solución propuesta en esta tesis está en el mismo orden.

Remarcar que las prestaciones de la extensión del SARA para la detección de múltiples patrones propuesta en la sección 5.5, no implica un consumo adicional significativo.

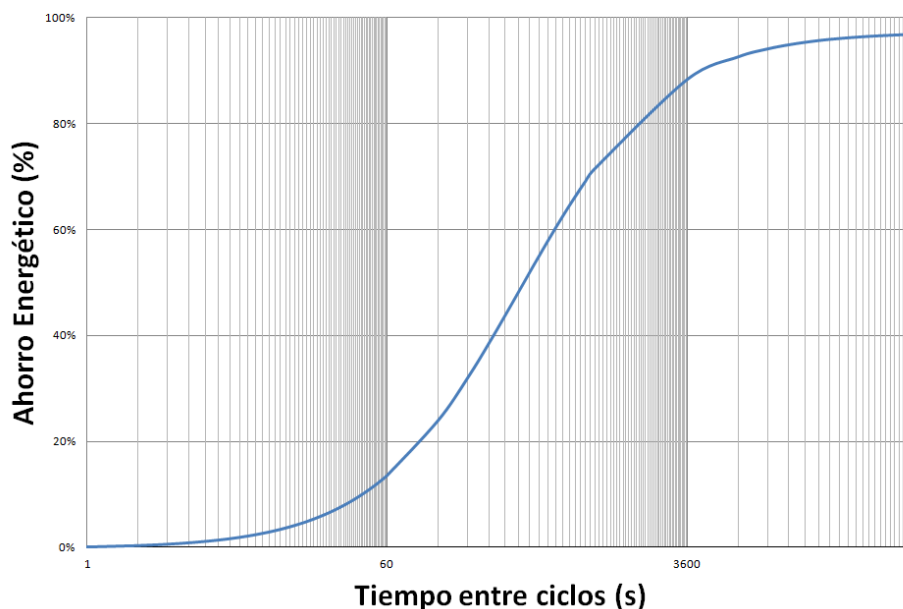
Para poner de manifiesto las diferencias entre los dos SARA para intervalos inferiores a 5 minutos, se extrae un detalle de la cantidad de energía ahorrada con la solución propuesta en esta tesis frente al trabajo de Wills, mostrado en la Figura 7.23. Como se puede observar, se estima un ahorro del 13 % cuando el periodo es de un minuto, del 88 % con una hora y un límite superior teórico del 97 %, prácticamente alcanzado con dos transmisiones por día.

### ***Experimentos en Campo Abierto***

Los experimentos en campo abierto se realizaron en el puerto de Poble de Farnals, escenario mostrado en la Figura 7.18. Un puerto deportivo como éste supone un escenario de pruebas ideal por las condiciones de actividad y de ruido que allí se encuentran.

Al igual que la transmisión de los datos, la máxima distancia alcanzada es de 240 metros, con una tensión aplicada al transductor de 15 V.

Para determinar la cantidad de posibles falsas activaciones, se configuró el receptor del SARA para detectar tonos y se sumergió el nodo durante 24 horas sin ningún otro módem al alcance. No se detectaron falsas activaciones. Cabe esperar el mismo resultado en el caso de la detección de patrones.



**Figura 7.23:** Detalle del ahorro energético del SARA propuesto frente al presentado por Wills [WYH06]

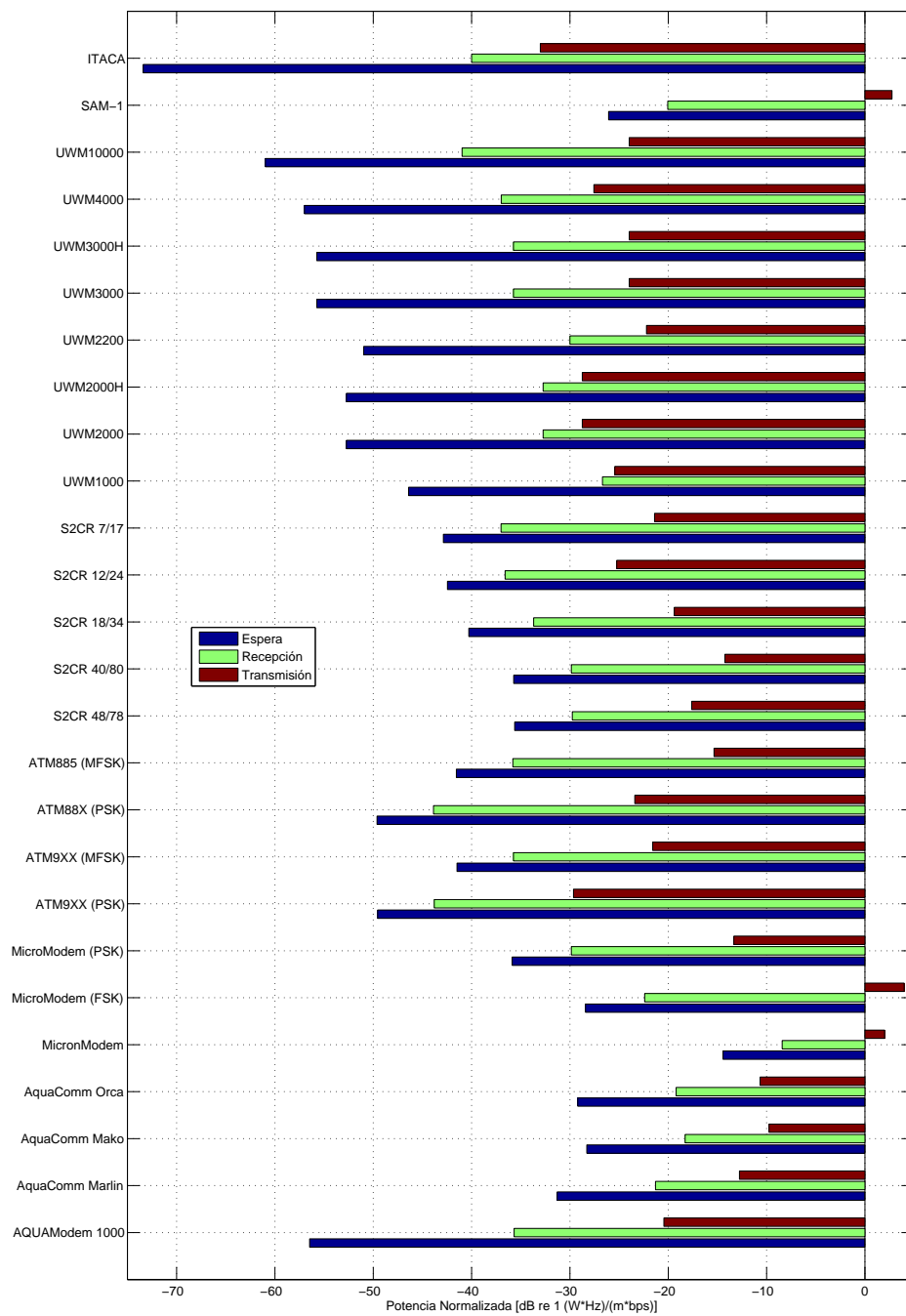
### 7.2.5 Análisis Comparativo a Través de la Potencia Normalizada

Una vez obtenidos los resultados de consumo, alcance, velocidad de transmisión y ancho de banda necesario, este módem se puede comparar con el resto de módems del estado del arte, de una manera objetiva, utilizando la definición de Potencia Normalizada, tal y como se discute en la sección 2.4.1.

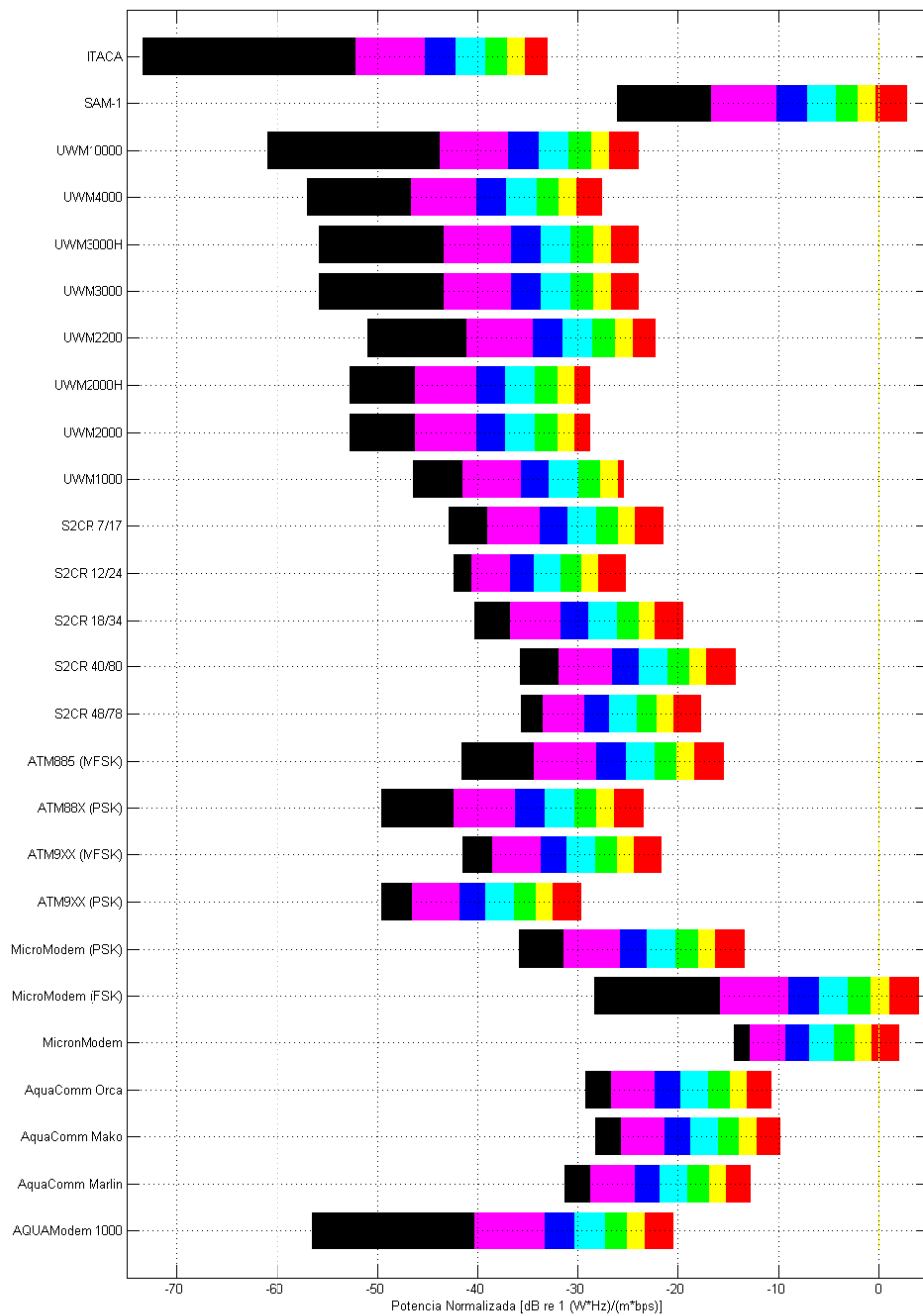
A la Tabla 2.2 de características de módems comerciales, se añaden los resultados del módem ITACA presentados a lo largo de esta sección: consumo en transmisión 120 mW, recepción 24 mW, espera 11  $\mu$ W, velocidad 1000 kbps, ancho de banda 1 kHz y distancia máxima 240 metros.

El análisis comparativo de las potencias normalizadas para los tres estados de funcionamiento de manera independiente se muestra en la Figura 7.24. La nueva solución representa una revolución para el estado de espera, ya que el consumo de 11  $\mu$ W reportado es muy inferior al del resto de módems. En el estado de transmisión, la eficiencia es también máxima gracias a la etapa específica diseñada en base a las características del módem. Por último, aunque la potencia normalizada en recepción no es la menor, mérito que le corresponde a los módems ATM de Te-





**Figura 7.24:** Potencia Normalizada de los módems comerciales estudiados en la Tabla 2.2 en los estados de espera, recepción y transmisión. Se incluye el módem ITACA obtenido



**Figura 7.25:** Potencia Normalizada de los módems comerciales estudiados en la Tabla 2.2 con diferentes ciclos de trabajo. Se incluye el módem ITACA obtenido

ledyne (uno de los mejor posicionados en el trabajo previo), el orden de magnitud es similar.

Repitiendo ahora el análisis comparativo en función del ciclo de la red que se realizó en la sección 2.4.1, se obtienen los resultados de potencia normalizados mostrados en la Figura 7.25. La explicación a los diferentes colores de la barra se muestra en la Figura 2.10, mostrando las transiciones entre valores del ciclo de trabajo desde 0 %, hasta 100 % de manera progresiva.

La excelente combinación de características del módem ITACA hace que la potencia normalizada en todos los casos sea la menor. Por tanto, se puede afirmar que, teniendo en cuenta este parámetro, el módem obtenido es, en potencia, la solución más óptima dentro de su rango de funcionamiento.

### 7.3 Resumen

En este capítulo se han propuesto el diseño del módem ITACA: un módem de prestaciones moderadas y ultra-bajo consumo. Los resultados presentados no son el único factor a valorar en este capítulo, aunque también son de alto impacto, sino la validación de la metodología y de las herramientas asociadas a IUote para futuros diseños.

El consumo en los diferentes estados es el menor reportado hasta la fecha:  $3 \mu\text{W}$  totalmente inactivo,  $11.1 \mu\text{W}$  a la espera de una señal de activación remota,  $12 \text{ mW}$  procesando información,  $24 \text{ mW}$  en recepción y  $120 \text{ mW}$  en transmisión a  $240 \text{ m}$ . La velocidad máxima alcanzada es de  $1 \text{ kbps}$ , con un ancho de banda de  $1 \text{ kHz}$ . Además, el coste es reducido: miniaturización de tamaño de  $(6 \times 3 \text{ cm})$ , un único transductor comercial de  $50 \text{ dólares}$  y un núcleo microcontrolador de bajas prestaciones. El análisis comparativo del módem obtenido, frente a los módems comerciales estudiados previamente, muestra que el módem ITACA es potencialmente la solución más óptima dentro de su rango de funcionamiento.

Durante el proceso de diseño del módem se ha evaluado la arquitectura y la metodología de diseño genéricas para módems con sistemas de activación remota asíncronos presentado en el capítulo 6. Asimismo, también se han evaluado las prestaciones del SARA propuesto en el capítulo 5 una vez integrado con el módem ITACA.



## Capítulo 8

# Propuesta de Algoritmo para la Corrección de los Efecto Multi-Camino y Doppler

Como se ha presentado en la sección 2.3.1, la velocidad de propagación del sonido en el agua (valor normalizado 1500 m/s) es significativamente inferior a la velocidad de las ondas electromagnéticas en el vacío ( $3 \cdot 10^8$  m/s). Además, como se enuncia en la ecuación (2.4), esta velocidad varía en función de varios factores, como por ejemplo la profundidad. Este efecto, junto con la reflexión de la onda acústica en el fondo y en la superficie y el movimiento relativo del emisor y el receptor dan lugar a dos efectos documentados en los módems subacuáticos acústicos: el efecto multi-camino y el efecto Doppler.

Los módems basados en modulaciones no coherentes insertan bandas de guarda temporales en la señal transmitida para evitar interferencias [Sto06], disminuyendo la velocidad de propagación. Los módems con modulaciones coherentes (QPSK, OFDM, BPSK, etc.) necesitan algoritmos complejos que se ejecutan en plataformas como DPSs y FPGAs [Sto06; Abd+11].

Aunque existe un módem previo con FSK coherente [Ben+10], esta corrección no está solucionada. Por tanto, el reto que se presenta en esta sección es el diseño de un algoritmo para la corrección del efecto Doppler y la propagación multi-camino para un módem FSK coherente.

Puesto que este algoritmo se pretende ejecutar en el módem ITACA presentado, se debe optimizar para arquitecturas con bajos recursos y bajo consumo. El resultado

es un módem flexible, adaptable a una gran cantidad de escenarios y que mantiene el compromiso entre velocidad de transmisión, complejidad y consumo energético.

En la sección 8.1 se presenta el algoritmo de corrección propuesto. La evaluación de dicho algoritmo se realiza gracias a diferentes simulaciones presentadas en la sección 8.2, como de manera experimental en la sección 8.3.

## 8.1 Algoritmos de Corrección

En la Figura 8.1 se muestra el diagrama de bloques del algoritmo propuesto. Éste está basado en un bucle de control en lazo cerrado, en detrimento de estimadores del desplazamiento por el efecto Doppler [Sha+00]. Como consideración general, el demodulador FSK utilizado en el módem se reutiliza y se incluye dentro del bucle de control. Para una corrección adecuada, es necesaria la convergencia del bucle durante una etapa de entrenamiento inicial.

### 8.1.1 Corrección del efecto Doppler

Como se describe en [Sha+00], el efecto Doppler se puede apreciar o bien como un desplazamiento en frecuencia, o bien como un escalado en el tiempo (compresión o descompresión). Los efectos sobre la señal original se muestran en la ecuación (8.1), donde  $s(t)$  y  $r(t)$  son las señales transmitidas y recibidas respectivamente.

$$r(t) = s((1 + \Delta)t) \quad (8.1)$$

Este escalado en el tiempo se traduce como un desplazamiento de la frecuencia de la señal, cuantificado en la ecuación (8.2). Es por ello que, si se utiliza un receptor FSK coherente capaz de detectar la frecuencia de la señal recibida, la decodificación de los símbolos se puede corregir simplemente desplazando la frecuencia umbral de decisión. Esta es una característica interesante a añadir al demodulador FSK diseñado para el módem ITACA, basado en un PLL como se describe en la sección 2.3.5.

$$f_r = (1 + \Delta)f_s \quad (8.2)$$

Durante el entrenamiento inicial, se ajusta la desviación de frecuencia máxima del PLL para que el bucle sea capaz de engancharse aún cuando la desviación debida al efecto Doppler es máxima. El algoritmo asume una señal de entrenamiento tal que, una vez codificada con FSK, su frecuencia media es igual a la frecuencia teórica central. La condición anterior se traduce en una secuencia de bits equi-probables. Ante esta premisa, la diferencia entre la frecuencia media recibida y la frecuencia

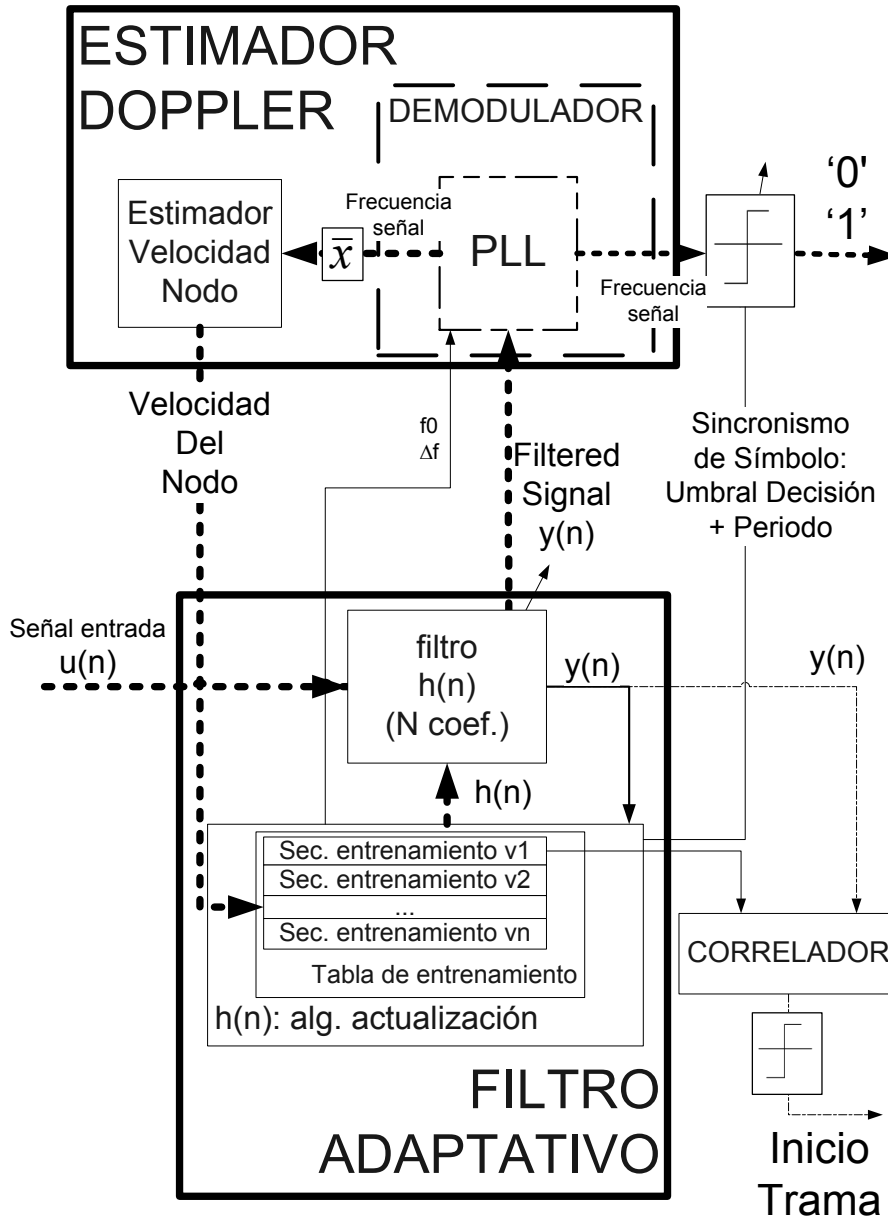


Figura 8.1: Diagrama de bloques detallado del algoritmo de entrenamiento

teórica central corresponde con  $\Delta \cdot f$ , donde  $\Delta$  es el factor de distorsión de la señal en las ecuaciones (8.1) y (8.2).

Cuando el efecto Doppler se produce por el movimiento relativo entre el emisor y el receptor, la velocidad relativa de los módems se puede estimar partir del factor  $\Delta$  y la ecuación (8.3). Tras la fase de entrenamiento, se re-configuran tanto la frecuencia central, como la desviación máxima de frecuencia del PLL, de acuerdo con el factor *Delta* calculado, maximizando la sensibilidad en la recepción.

$$\Delta = \frac{v_{s,r}}{c} \quad (8.3)$$

Se debe tener en cuenta que el periodo de símbolo también se ve afectado por el escalado temporal de la onda (8.2). Es por ello que se ajusta de manera fina el bloque de sincronismo de bit tanto en el periodo de muestreo, como para el umbral de decisión.

### 8.1.2 Ecuación de la Propagación Multi-Camino

El proceso de corrección de la distorsión de la señal original debido a la llegada de múltiples ecos de la misma se conoce como ecualización. Esta distorsión se produce por los múltiples caminos que puede recorrer la señal para llegar desde el transmisor, hasta el receptor.

Como se discute en la sección 2.3.5, existen diferentes técnicas de ecualización. Sin embargo, debido a las restricciones planteadas, se elige la más sencilla de ellas: un filtrado adaptativo que se incluye dentro del bucle del algoritmo general (Figura 8.1).

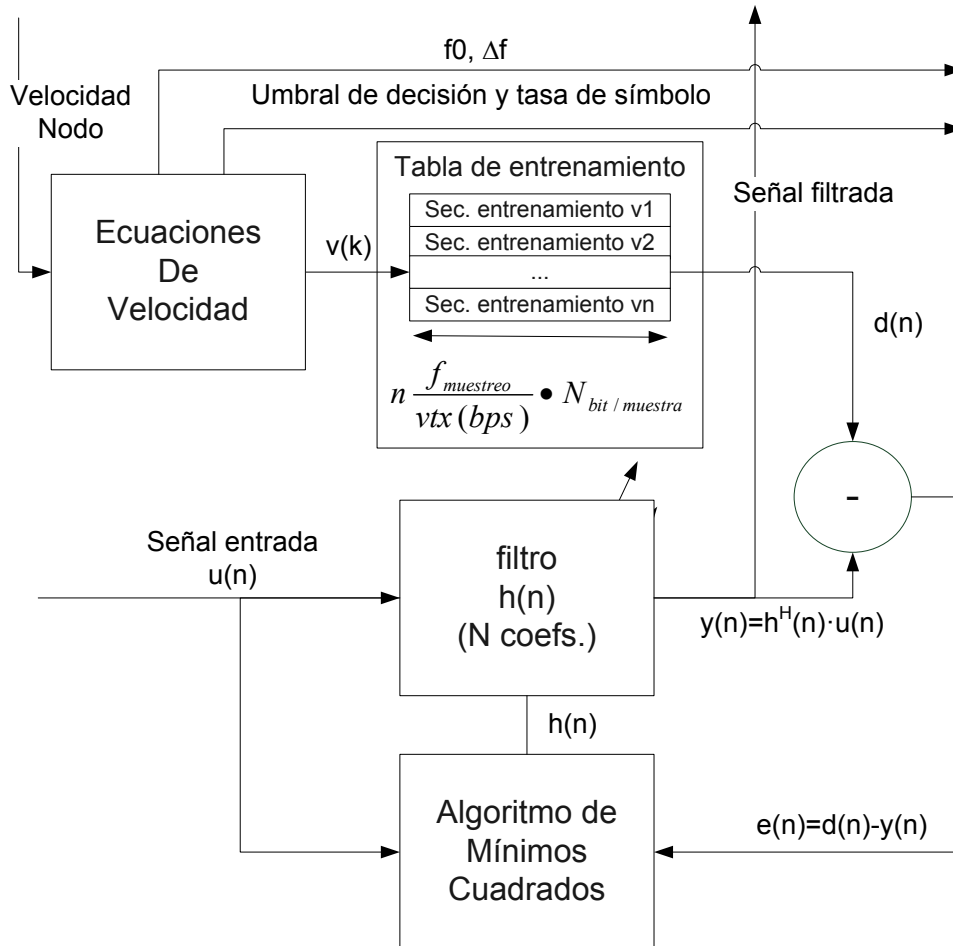
Con un poco más de detalle (Figura 8.2), los coeficientes de un filtro de coeficientes variables ( $h(n)$ ) se calculan iterativamente siguiendo el algoritmo de mínimos cuadrados LMS (Least Mean Square) descrito en la ecuación (8.4). Una vez finalizado el entrenamiento, el error ( $e(n)$ ) entre la señal de entrada filtrada ( $y(n)$ ) y la señal de referencia ( $d(n)$ ) es mínimo.

$$h(n+1) = h(n) + \mu u(n)e^*(n) \quad (8.4)$$

La etapa de entrenamiento finaliza cuando se detecta que se ha recibido la secuencia de entrenamiento. Para ello, se observa cuándo la correlación entre la señal recibida y la de entrenamiento supera cierto umbral.

Como se ha presentado en la sección 8.1.1, el efecto Doppler puede producir una compresión o expansión temporal de la señal recibida. En este caso la señal de entrenamiento almacenada ya no se corresponde con la señal recibida. La correc-

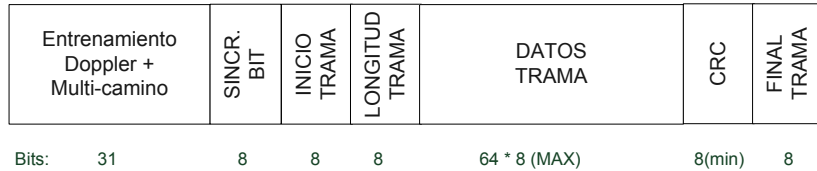




**Figura 8.2:** Diagrama de bloques del algoritmo de ecualización multi-camino

ción de este fenómeno pasa, según se propone en la literatura, en el re-muestreo de la señal recibida en función de la desviación de frecuencia detectada. Implementaciones recientes [Sha+00] utilizan un filtro interpolador para realizar esta tarea.

Como las prestaciones del módem ITACA son limitadas, se necesita de una nueva aproximación al problema. Con el objetivo de reducir al máximo la complejidad y, por tanto, el consumo energético, el re-muestreo no se ejecuta en tiempo real. En lugar de esto, la señal de entrada se compara con un conjunto de muestras pre-calculadas y almacenadas en un espacio de memoria no-volátil. Este procedi-



**Figura 8.3:** Formato propuesto de trama

miento permite reducir la complejidad de procesamiento, a expensas de una mayor cantidad de memoria. La cantidad de memoria necesaria se estima a partir de la ecuación mostrada dentro del bloque “Tabla de Entrenamiento” en la Figura 8.2. Esta cantidad es  $n$  veces superior a la necesaria en el caso de utilizar re-muestreo, donde  $n$  es el número de velocidades a las que se ha pre-calculado la secuencia de entrenamiento.

### 8.1.3 Formato de la Trama

El formato de la trama enviada a través del canal subacuático se muestra en la Figura 8.3. Se añade un campo al inicio de la misma que constituye la secuencia de entrenamiento del sistema de corrección propuesto.

El formato habitual de las tramas propuestas en soluciones anteriores incluyen dos señales de entrenamiento independientes:

1. Una señal denominada chirp que varía linealmente en frecuencia. Esta señal se considera libre de la influencia del efecto Doppler, y es idónea para estimar el desplazamiento en frecuencia por el efecto Doppler [He+09][Sha+00].
2. Una secuencia adicional para entrenar el filtro de corrección de la propagación multi-camino, basada en secuencias pseudo-aleatorias.

Puesto que el bloque de corrección propuesto es un único bucle de control, teóricamente se necesita de una única señal de entrenamiento. Sin embargo, esta secuencia de entrenamiento debe reunir una serie de características muy concretas para corregir ambos efectos a la vez:

1. Para el adecuado funcionamiento del corrector del efecto Doppler, la secuencia propuesta tiene que tener símbolos equi-probables, correspondiendo la frecuencia media de la señal FSK generada con la frecuencia central teórica.

2. Para una convergencia óptima del algoritmo LMS, se necesitan secuencias de entrenamiento con unas características adecuadas. La secuencia debe cumplir con la condición de auto-correlación descrita en la ecuación (8.5): la señal no debe estar correlada con una versión suya, desplazada temporalmente.

Este tipo de secuencias corresponden con las secuencias PN (Pseudo-Noise o ruido pseudo-aleatorio), obtenidas a partir de los polinomios característicos. Los resultados experimentales muestran un funcionamiento adecuado con secuencias PN de 31 bits, de los cuales se utilizan los 30 últimos para la corrección del efecto Doppler, puesto que son 15 '1' y 15 '0'.

3. Por último, la secuencia de bits generada se codifica FSK. La tabla de entrenamiento del receptor se almacena tras comprimir/expandir la señal modulada con diferentes velocidades relativas. La experimentación demuestra que se debe almacenar una secuencia por cada variación de 1 m/s.

$$\theta_x(l) = \begin{cases} N, & l=0 \\ 0, & l \in [1, N-1] \end{cases} \quad (8.5)$$

El resto de la trama se estructura de la manera siguiente: un byte para el sincronismo de bit, el siguiente para el sincronismo de trama, seguido de la longitud de los datos, los datos en sí, uno ó varios bytes para una detección/corrección de errores y un byte de parada. El sistema está preparado para la implementación de algoritmos de detección y corrección de errores (Viterbi, Reed Solomon, etc.).

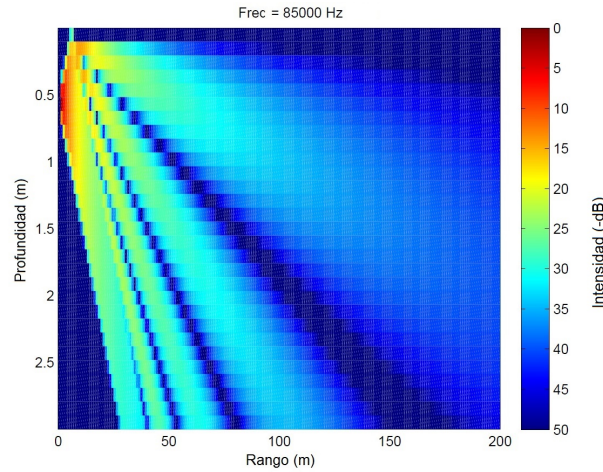
## 8.2 Resultados de Simulación

La descripción del módem ITACA introducida con anterioridad en la plataforma IUmote, se ha actualizado con el diagrama de bloques del algoritmo mostrado en la Figura 8.1.

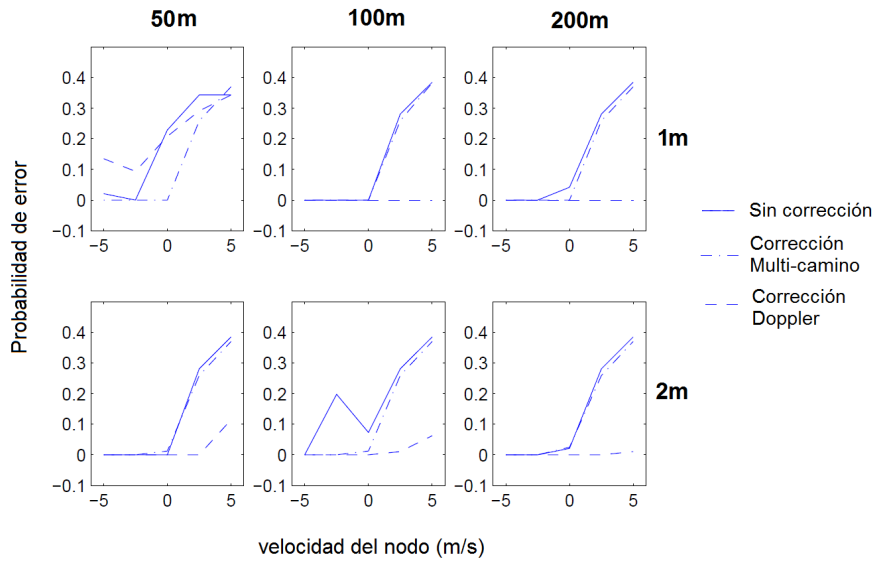
El escenario de simulación se ha generado de acuerdo al escenario final de las pruebas con el módem: el puerto deportivo de la Poble de Farnals mostrado en la Figura 7.18, con 200 metros de alcance y 3 metros de profundidad.

El diagrama de atenuación de la señal en el agua calculado con el modelo de Bellhop para el escenario propuesto, se muestra en la Figura 8.4a. Se ubica un módem fijo a una profundidad de 1.5 m en el origen de ordenadas, y se coloca un segundo módem en seis ubicaciones diferentes. Para cada una de estas ubicaciones, se varía la velocidad de movimiento del módem entre -5 y +5 m/s.

Los resultados de la probabilidad de error en función de la velocidad, para las diferentes localizaciones propuestas, se muestra en la Figura 8.4b. Para cada caso,



(a) Intensidad de la señal en el escenario recreado usando el modelo de canal Bellhop (200 m x 3 m en Pobla de Farnals)



(b) Resultados de simulación ( $p_{error}$  vs  $v_{nodo}$ ): distancia 50, 100 y 150m; profundidad 1 y 2 m

**Figura 8.4:** Entorno de simulación y resultados de probabilidad de error obtenidos

se muestran tres resultados: sin corrección alguna (línea continua), únicamente con corrección del multi-camino (punto- raya) y únicamente con corrección del efecto Doppler (línea discontinua). No existe una gráfica para el caso de utilizar el

**Tabla 8.1:** Probabilidad de error media medida experimentalmente con los algoritmos de corrección propuestos

	-1 m/s	0 m/s	+1 m/s
Sin corrección	6.5 %	15 %	29 %
Corrección multi-camino + Doppler	0 %	0 %	0 %

algoritmo completo que combina la corrección de doppler y multipath puesto que, al aplicarlo, la probabilidad de error que se obtiene es despreciable.

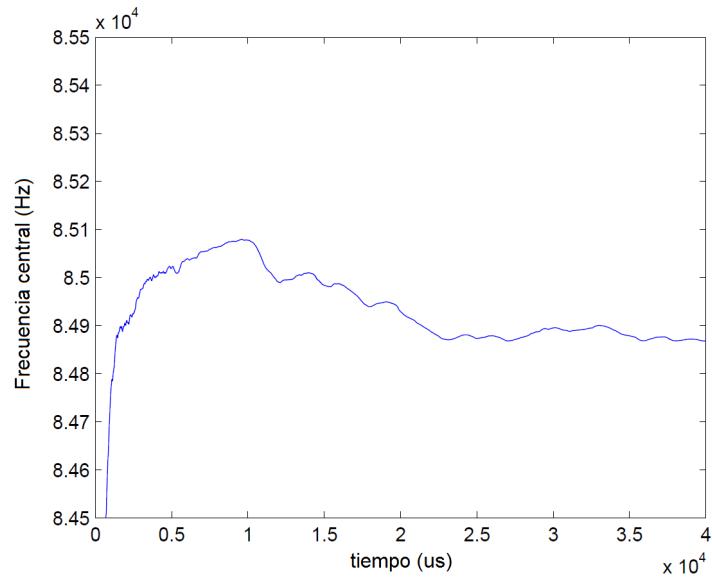
Únicamente con el algoritmo de corrección de Doppler activo, el módem ITACA es capaz de corregir la mayoría de los errores: el desplazamiento en frecuencia producido tiene consecuencias negativas en la decisión de los símbolos de una modulación FSK. Sin embargo, existen casos en los que la ecualización multi-camino es necesaria, especialmente en las comunicaciones de muy corta distancia. El caso de 50 m de distancia y 1 m de profundidad (gráfica superior-izquierda de la Figura 8.4b) necesita de esta corrección. Es por ello que una corrección combinada es necesaria.

### 8.3 Resultados Experimentales

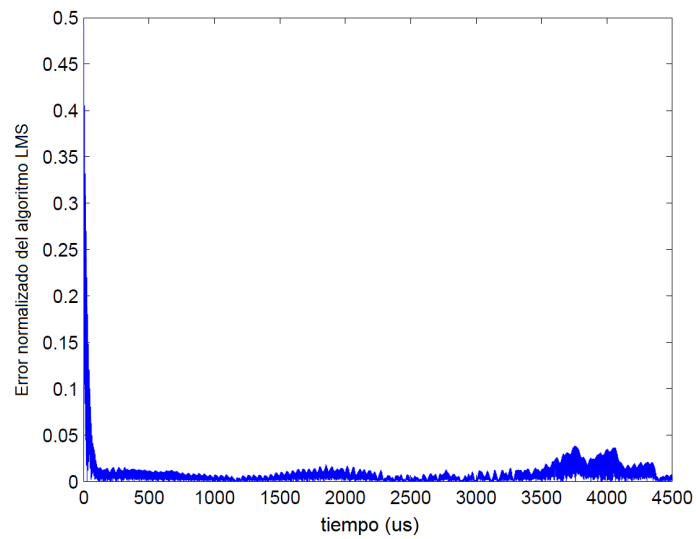
Utilizando el hardware de la plataforma IUmote, se han realizado una serie de pruebas en el puerto deportivo mostrado en la Figura 7.18.

Se separan los módems a una distancia de 10 metros y se mueven con una velocidad relativa de entre -1 y +1 m/s. Los resultados se han obtenido utilizando réplicas independientes hasta alcanzar un error del 5 %, con un intervalo de confianza del 95 %. Los valores de probabilidad de error se muestran en la Tabla 8.1. Con los algoritmos de corrección activos, los mensajes se decodifican correctamente. Además, tal y como ocurría en la simulación (Figura 8.4b), se observa la misma tendencia cuando no se aplican los algoritmos de corrección: cuanto mayor velocidad, mayor probabilidad de error.

La convergencia del algoritmo propuesto también se analiza de forma experimental. La convergencia de la frecuencia media (estimador del efecto Doppler) y el error del algoritmo LMS se muestran en la Figura 8.5. Por una parte, se observa que el corrector del efecto Doppler converge tras 25 símbolos (@ 1kbps) de la secuencia de entrenamiento en el peor caso (Figura 8.5a). Por otro, el algoritmo LMS converge con 4 símbolos únicamente, incluso en el peor de los escenarios (Figura 8.5b). Por tanto, los resultados demuestran que es necesaria una secuencia PN de 31 bits de entrenamiento.



(a) Estimación de la convergencia del algoritmo de corrección de Doppler a partir de la frecuencia media



(b) Error normalizado del algoritmo LMS

Figura 8.5: Convergencia del algoritmo de corrección propuesto

## 8.4 Resumen

En este capítulo se ha presentado el diseño y la evaluación de un algoritmo que corrige la distorsión multi-camino y el efecto Doppler. Este algoritmo está orientado a módems con una modulación FSK coherente como el módem ITACA presentado en el capítulo 7.

Este algoritmo ha sido concebido con la metodología de trabajo de IUmote presentada en el capítulo 4. Desde la concepción del algoritmo, su evaluación en simulación y en el entorno de pruebas real se han llevado a cabo gracias a las herramientas desarrolladas y el resultado final ha sido satisfactorio.

El algoritmo es de baja complejidad y permite ser ejecutado en plataformas con módems con poca potencia de cálculo, como el módem ITACA. De este modo el módem original adquiere una nueva funcionalidad, sin perder las prestaciones originales.





## Capítulo 9

# Propuesta para la Recolección de Energía en Redes Inalámbricas

Este capítulo presenta una nueva técnica de modelado para nodos sensores con capacidad de Recolección de Energía (RE) que hemos denominado SIVEH: Simulación basada en el cálculo I-V (corriente y tensión) para circuitos de recolección energética (en inglés Energy Harvesting). Este modelo se basa en el cálculo de las corrientes y tensiones de las diferentes ramas y nodos del circuito. Se comprueba que esta aproximación es más precisa que las técnicas de modelado tradicionales de este tipo de sistemas basadas en el cálculo del consumo de energía.

El modelo SIVEH se ha concebido de una manera flexible, con unas características óptimas para la simulación de RIS complejas:

- La reducción de la complejidad permite una simulación rápida de largos periodos de tiempo: varias semanas, meses o incluso años.
- Se pueden importar valores de la energía renovable disponible en un determinado instante y simular las prestaciones de una RIS bajo estas condiciones. Estos datos, para algunas fuentes como la radiación solar, están disponibles en bases de datos públicas.
- Se permite un ajuste dinámico del comportamiento de los diferentes componentes para poder realizar simulaciones complejas y realistas.

Adicionalmente se han desarrollado dos prototipos de acuerdo con el estado del arte de la RE tanto para redes inalámbricas terrestres, como para subacuáticas.

Gracias a este hardware, además de la descripción y comparación del modelo propuesto con la plataformas de simulación como SPICE (de reconocida precisión), se realiza una verificación funcional del modelo. Tras la validación, SIVEH se convierte en una herramienta muy potente para el apoyo a la hora de la toma de decisiones en el diseño de futuros sistemas.

Este capítulo se estructura de la manera siguiente: en la sección 9.1 se justifica la creación de un nuevo modelo de sistemas de recolección de energía para redes inalámbricas de sensores. La descripción matemática del modelo se realiza en la sección 9.2. La descripción de los mecanismos para la recolección de energía se realiza en la sección 9.3. En la sección 9.4 se muestra un diagrama genérico que resume el estado del arte de los sistemas de recolección de energía, al que se le aplica el modelo descrito. Además, se describen dos prototipos desarrollados con sus correspondientes modelos. Los detalles sobre la implementación de SIVEH se detallan en la sección 9.5. En la sección 9.6 se realiza una validación funcional del modelo con los dos prototipos, realizándose varios experimentos tanto en el laboratorio, como en exteriores. Por último, se proponen dos casos de estudio para ilustrar el potencial de SIVEH en la sección 9.7.

## 9.1 Motivación y Trabajo Relacionado

Como se ha ido justificando a lo largo de toda esta tesis, el consumo energético es una variable fundamental en las redes inalámbricas. Es por ello que, además de investigar en la reducción del consumo del nodo de la red, se debe trabajar en aumentar la cantidad de energía disponible.

Así, las técnicas de recolección de energía se utilizan para convertir parte de la energía disponible en fuentes ambientales, en energía eléctrica que se pueda reservar en un dispositivo de almacenamiento [RS11], consumiéndola posteriormente en caso de que estas fuentes no se encuentren disponibles.

Estos dispositivos de almacenamiento suelen ser o bien súper-condensadores, o bien baterías recargables [SK11]. Aunque muchos trabajos de RE incluyen baterías recargables como almacenamiento principal [AG08; Rag+05], éstas tienen un número limitado de ciclos de carga-descarga, que motivan la búsqueda de otro tipo de tecnologías.

La comunidad científica recomienda en muchos casos el uso de súper-condensadores el almacenamiento de energía en redes de sensores con RE [Rag+05; SC06; Zhu+09; Ali+11]. Ambas tecnologías no son excluyentes, pudiéndose combinar originando sistemas basados en súper-condensadores con baterías de respaldo [PC06; JPC05]. Par obtener la máxima eficiencia, los circuitos más modernos (fundamentalmente los que trabajan a partir de energía solar fotovoltaica), incorporan circuitos con algoritmos de búsqueda del Punto de Máxima Transferencia de Potencia (PMTP,

en inglés Maximum Power Point Tracking MPPT) [LNL08; LPG10] y módulos hardware específicos para la gestión eficiente de la energía [Zhu+09].

La motivación principal para trabajar en un nuevo modelo de RE es describir, de manera precisa, efectos frecuentes que dependen del estado del sistema en cierto momento. Para este nuevo modelo, se ha valorado la precisión de las herramientas de simulación que se basan en el cálculo de las corrientes y las tensiones como SPICE [EEC]. Las soluciones anteriores, basadas en energía, calculan la energía disponible en el sistema a partir de la suma o resta de la energía consumida o recolectada respectivamente durante cierto intervalo de tiempo [Mer+08; RJT09; Kan+07; Zhu+09]. Sin embargo, se encuentran ciertos inconvenientes a estos trabajos:

- En [Mer+08] no se contemplan dispositivos de gestión de la energía como convertidores conmutados DC-DC, o reguladores lineales.
- En [Kan+07] se consideran constantes tanto la recarga, como las pérdidas. En la práctica estos parámetros varían en función de las condiciones de funcionamiento [RJT09].
- En [RJT09], se incluyen circuitos de gestión de potencia conmutados DC-DC, concluyendo que se deben conocer las condiciones de corriente y tensión para el modelado de los mismos. El cálculo de estas condiciones en un modelo basado en energías supone un esfuerzo computacional adicional.
- El uso de modelos empíricos a partir de los resultados obtenidos con prototipos se explora en [Zhu+09]. Sin embargo, los modelos empíricos no siempre se pueden generalizar.

Dadas las deficiencias anteriores, se ha estimado la necesidad de crear un nuevo modelo de RE para la simulación de redes inalámbricas, terrestres o subacuáticas, con las siguientes características: alta precisión, alta velocidad de simulación y gran flexibilidad para simular redes con comportamientos complejos.

La disponibilidad de fuentes de energías renovables está ligada tanto a la ubicación final de la red inalámbrica, como del instante temporal. SIVEH permite la importación y uso de datos recogidos previamente sobre fuentes de energía renovables. En concreto, este capítulo se centrará en los valores de radiación solar, que pueden ser extraídos de bases de datos públicas. Aunque la predicción de posibles valores de energía disponibles en el futuro está fuera del campo de estudio, el uso de valores registrados previamente recrea un escenario muy realista que permite analizar la variación de la energía almacenada en una ubicación específica.

El tiempo de vida de los dispositivos con RE no depende únicamente de la energía recolectada, también depende de la energía consumida en su funcionamiento ordinario. El comportamiento de los nodos no se puede considerar como estático,

sino que varía en función de las necesidades de la aplicación. Existen numerosos estudios sobre políticas de gestión de la energía en redes con RE [Niy+07; Kan+07; SMJ08; ZSA11], cuyo objetivo es evitar fallos debido al agotamiento de la energía.

Es posible solucionar el problema con una metodología de diseño independiente para el hardware (con especial cuidado en el dimensionamiento de los dispositivos de almacenamiento de la energía) y las políticas energéticas. Como ya se ha enunciado anteriormente, los mejores resultados se consiguen con una metodología de diseño integral (co-diseño del hardware y las políticas energéticas), especialmente en redes con altas restricciones energéticas [Jur06; AMC07; CF06; Mad+06]. En este tipo de diseños, los modelos de simulación son fundamentales en las primeras etapas para ayudar a conseguir una solución eficiente. Además, si el modelo es lo suficientemente flexible y complejo, se pueden co-diseñar políticas óptimas de Operación Neutral Energética (ONE): la red es capaz de funcionar únicamente a partir de la energía recolectada.

## 9.2 Propuesta de un Modelo Matemático

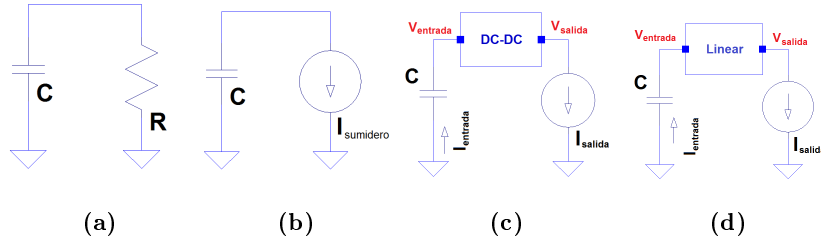
Es muy común encontrar trabajos en el campo de la recolección de energía para redes inalámbricas que toman como referencia el simulador SPICE [EEC], ya sea para el diseño hardware de módulos de RE [AG08], como para la validación de herramientas de simulación energética [Ye+00]. El simulador SPICE se basa en la solución de matrices que relacionan las corrientes y tensiones en el circuito a partir de la descripción, también matricial, de los diferentes componentes que lo forman. Basándonos en este cálculo I-V se propone el algoritmo SIVEH, que pretende mantener una alta precisión, reduciendo la carga computacional y la memoria necesaria, incrementando, pues, la velocidad de simulación.

### 9.2.1 Modelado de los Elementos Fundamentales

Para comprender el modelado de las redes con sistema de recolección de energía, es necesaria la descripción de los bloques elementales que integran este tipo de sistemas. A continuación se describen estos.

#### *Elementos Circuitales Comunes*

La demanda de corriente total se calcula como la suma de la corriente individual consumida por cada componente. Tras una revisión de la arquitectura de los circuitos propuestos en el estado del arte, se clasifican los diversos componentes hardware encontrados en cuatro grupos elementales (Figura 9.1): 9.1a) resistencias; 9.1b) sumideros de corriente; 9.1c) convertidores de tensión conmutada DC-DC o, simplemente, convertidores DC-DC; y 9.1d) dispositivos lineales.



**Figura 9.1:** Bloques básicos en los circuitos de recolección de energía: (a) Resistor, (b) Sumidero de corriente, (c) Convertidor DC-DC y (d) dispositivo lineal.

### Resistencias

Elementos como divisores resistivos de tensión (utilizados en redes de realimentación y comparadores de tensión) y la corriente de fugas de los súper-condensadores [Pan12], se pueden modelar de manera abstracta como resistencias.

Los modelos basados en energía aproximan el consumo de las resistencias con la ecuación (9.1). Esta expresión no es exacta: en un circuito simple como el mostrado en la Figura 9.1a, la tensión del súper-condensador no es constante y disminuye a medida que se disipa energía en la resistencia.

$$\Delta E_R(t, \Delta t) \simeq P_R(t) \Delta t = \frac{V_R^2(t)}{R} \Delta t \quad (9.1)$$

SIVEH reduce la complejidad de este modelo, proponiendo para su descripción la Ley de Ohm - expresión (9.2).

$$I_R(t) = \frac{V_R(t)}{R} \quad (9.2)$$

### Sumideros de corriente

Los circuitos integrados conectados consumen una corriente de un determinado valor, aunque estén inactivos (consumo estático). Componentes como los micro-controladores, sensores, o circuitos inalámbricos también se incluyen en el modelo que se muestra en la Figura 9.1b.

La energía consumida, asumiendo que la tensión es constante, se expresa en (9.3).

$$\Delta E_{sumidero}(t) \simeq V_{sumidero}(t) I_{sumidero}(t) \Delta t \quad (9.3)$$

Re-formulando el problema en términos de I-V, SIVEH propone el consumo de corriente que se enuncia en la ecuación (9.4), donde los valores se extraen directamente de las hojas de especificaciones del fabricante.

$$I_{sumidero}(t) = f(\text{Hoja} - \text{Especificaciones}) \quad (9.4)$$

### Circuitos de Gestión de Energía

Los circuitos de gestión de energía son comunes en los sistemas bajo estudio. Estos componentes se pueden clasificar a su vez en dos grupos diferenciados: convertidores DC-DC (Figura 9.1c) y dispositivos lineales (Figura 9.1d).

#### Convertidores DC-DC

La energía consumida a la entrada de un convertidor DC-DC depende de la eficiencia del convertidor ( $ef_{DC-DC}$ ) y del consumo del elemento que esté conectado a su salida ( $E_{salida}$ ), siguiendo la ecuación (9.5).

$$\Delta E_{DC-DC}(t) = \frac{E_{salida}(t)}{ef_{DC-DC}} \quad (9.5)$$

SIVEH modela estos convertidores utilizando la expresión (9.6):

- $V_{entrada}$ : es la tensión en la entrada del convertidor. En la mayoría de los casos corresponde con el voltaje del dispositivo de almacenamiento (supercondensador o batería).
- $V_{salida}$ : es la tensión de alimentación del módulo conectado a la salida del bloque de gestión de energía. Este valor se define en función de las especificaciones de los diferentes elementos del nodo conectado (microcontrolador, sensores, etc.).
- $I_{salida}$ : es la corriente que disipa el elemento conectado a la salida del convertidor.
- $ef_{DC-DC}$ : es la eficiencia de conversión del DC-DC. Este parámetro depende de las condiciones I-V de funcionamiento [RJT09].

$$I_{entrada}(t) = \frac{V_{salida}(t)}{V_{entrada}(t)} \frac{I_{salida}(t)}{ef_{DC-DC}} \quad (9.6)$$

#### Dispositivos lineales

Los reguladores lineales y los reguladores como LDO (Low Drop-Out, o de baja tensión de regulación lineal) se engloban dentro del grupo de dispositivos lineales (Figura 9.1d). Los diodos también pueden incluirse dentro de este grupo en circunstancias especiales, aunque relativamente comunes, como la recarga del súper-condensador utilizando un diodo [JPC05].

La energía consumida a la entrada de estos dispositivos se muestra en la ecuación (9.7).

$$\Delta E_{linear}(t) \simeq V_{entrada}(t)I_{salida}(t)\Delta t \quad (9.7)$$

SIVEM idealmente describe estos dispositivos (9.8) igualando la corriente a la entrada ( $I_{linear}$ ), con la consumida por los dispositivos conectados a la salida ( $I_{salida}$ ).

$$I_{linear}(t) = I_{salida}(t) \quad (9.8)$$

### ***Súper-Condensador***

Los súper-condensadores son dispositivos de almacenamiento recargables no ideales. La energía almacenada en este tipo de dispositivos se calcula con la expresión (9.9), donde  $V_{scond}$  es el voltaje del súper-condensador y C es su capacidad. De esta relación se puede extraer que, a medida que la energía almacenada disminuye, la tensión en bornes del condensador también.

$$E_{scond}(t) = \frac{1}{2}C(V_{scond}(t))^2 \quad (9.9)$$

Los modelos basados en el cálculo de energía, calculan la energía acumulada ( $E_{scap}$ ) en un determinado instante ( $t+1$ ) utilizando la ecuación (9.10). La energía que se consume -o recolecta- en un instante  $t$  ( $\Delta E$ ), depende de la contribución individual de todos los elementos del sistema. El cálculo preciso de este incremento energético aumenta la complejidad del modelo. Esta complejidad se puede reducir con una re-formulación del problema en parámetros de I-V, sin implicar una pérdida de precisión.

$$E_{scond}(t + \Delta t) = E_{scond}(t) - \Delta E_{consumida}(t) + \Delta E_{recolectada}(t) \quad (9.10)$$

Así, el voltaje de un condensador en un instante determinado se calcula utilizando la ecuación (9.11), donde  $I_{scond}$  es la intensidad que circula a través del condensador en un determinado instante  $t$ . Esta intensidad (9.12) se calcula como la

diferencia entre la demanda de corriente ( $I_{consumida}$ ) y la intensidad entregada por el recolector de energía ( $I_{recolectada}$ ).

$$V_{scond}(t) = \frac{1}{C} \int I_{scond}(t) dt \quad (9.11)$$

$$I_{scond}(t) = I_{consumida}(t) - I_{recolectada}(t) \quad (9.12)$$

En general, la corriente total se calcula a partir de la contribución individual de cada uno de los elementos, atendiendo a su interconexión. Estas contribuciones se resumen en la ecuación (9.13), donde se han dividido los diferentes términos en cuatro grupos fundamentales, discutidos en la sección 9.2.1.

$$I_{consumida}(t) = \sum I_R(t) + \sum I_{sumidero}(t) + \sum I_{DC-DC}(t) + \sum I_{linear}(t) \quad (9.13)$$

SIVEH asume que el consumo de corriente es constante durante el sub-intervalo de tiempo de cálculo ( $\Delta t$ ), siendo fundamental la definición de este tiempo. Bajo estas condiciones, la ecuación (9.11) se aproxima con la expresión (9.14). Esta ecuación es la que utiliza SIVEH para el cálculo de la tensión del condensador tras un intervalo de tiempo  $\Delta t$ . Como se demuestra, la aproximación realizada introduce un error que se debe acotar por debajo de un umbral aceptable. Sin embargo, como también se discute a lo largo de esta sección, la descripción basada en parámetros energéticos también introduce un error que se debe considerar.

$$V_{scond}(t + \Delta t) \simeq V_{scond}(t) - \frac{1}{C} I_{scond}(t) \Delta t \quad (9.14)$$

### 9.2.2 Caracterización de las Cotas de Error

Como se ha mencionado en la sección 9.2, las aproximaciones introducidas para el cálculo numérico en los sucesivos intervalos de tiempo, introducen cierto error. Como se desarrolla a lo largo de esta sección, dicho error se puede acotar utilizando las series de Maclaurin y el teorema del error de Taylor.

El análisis matemático se muestra a continuación:



**Error del Modelo SIVFH**

La descripción utilizada en SIVFH para los sumideros de corriente y los dispositivos lineales es exacta. Es por ello que únicamente se analiza el error introducido por el modelado de resistencias y dispositivos de energía conmutados DC-DC.

*Resistencia*

La ecuación diferencial (9.15) describe el comportamiento de una red RC como la mostrada en la Figura 9.1a. La solución exacta a esta ecuación, para un instante determinado  $t$ , se muestra en la ecuación (9.16).

$$0 = \frac{1}{C} \int i(t)dt + R \cdot i(t) \quad (9.15)$$

$$v_c(t + \Delta t) = v_c(t) \Delta e^{-\frac{\Delta t}{RC}} \quad (9.16)$$

La solución analítica exacta (9.16) se puede aproximar por un número finito de términos utilizando las series de Taylor, mostrando el ejemplo concreto de la resistencia en la expresión (9.17)to que el instante inicial puede ser considerado 0, este desarrollo con un caso particular de las series de Taylor, que se conoce como las series de Maclaurin.

$$v_c(t + \Delta t) = v_c(t) \Delta e^{-\frac{\Delta t}{RC}} = v_c(t) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\frac{\Delta t}{RC})^n}{n!} = v_c(t) (1 - \frac{\Delta t}{RC} + \frac{(\frac{\Delta t}{RC})^2}{2!} - \dots) \quad (9.17)$$

La serie completa de Maclaurin (9.17), se puede reescribir como la aproximación propuesta por SIVFH, más una serie de términos que SIVFH desprecia y que constituyen el error cometido (9.18). Dicho error se puede acotar utilizando el teorema de Taylor, tal y como se expresa en la ecuación (9.19).

$$v_c(t + \Delta t) = v_c(t) - v_c(t) \frac{\Delta t}{RC} + Error(\Delta t) \quad (9.18)$$

$$Error(\Delta t) \leq R_2(\Delta t) = v_c(t) \frac{(\frac{\Delta t}{RC})^2}{2} \quad (9.19)$$

*Convertidor DC-DC*

Utilizando la misma metodología, la descripción exacta del comportamiento de los convertidores DC-DC se expresa en la ecuación diferencial (9.20). La solución

exacta a dicha ecuación es (9.21), y la serie de Maclaurin correspondiente se enuncia en (9.22).

$$v_c(t + \Delta t) = -\frac{1}{C} \int i(t) dt = -\frac{1}{C} \int I_{salida}(t) \frac{V_{salida}(t)}{v_c(t)} \frac{1}{ef_{DC-DC}} dt \quad (9.20)$$

$$v_c(t + \Delta t) = \sqrt{v_c^2(t) - \frac{2}{C} I_{salida}(t) \frac{1}{ef_{DC-DC}} V_{salida}(t) \Delta t} \quad (9.21)$$

$$v_c(t + \Delta t) = v_c(t) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} (2n-1)!!}{2^n n!} \left( \frac{-2 \cdot I_{salida}(t)}{C \cdot ef_{DC-DC}} \frac{V_{salida}(t)}{v_c(t)} \Delta t \right)^n \quad (9.22)$$

La expresión (9.22) refleja tanto la aproximación realizada en SIVEH, como el error cometido. Acotado éste último por el teorema de Taylor con la ecuación (9.23).

$$v_c(t + \Delta t) = v_c(t) - \frac{1}{C} \frac{V_{salida}(t)}{v_c(t)} \frac{I_{salida}(t)}{ef_{DC-DC}} + Error(\Delta t) \quad (9.23)$$

$$Error(\Delta t) \leq R_2(\Delta t) = v_c(t) \frac{1}{8} \left( -\frac{2}{C} I_{salida}(t) \frac{1}{ef_{DC-DC}} \frac{V_{salida}(t)}{v_c(t)} \Delta t \right)^2 \quad (9.24)$$

### ***Error del Modelo de Energías***

En este caso, las resistencias, los sumideros de corriente y los dispositivos lineales requieren un análisis del error cometido.

Como consideración previa, la energía consumida en un cierto intervalo se calcula de manera exacta utilizando la expresión (9.25).

$$\Delta E(\Delta t) = \int_t^{t+\Delta t} P(t) dt = \int_t^{t+\Delta t} i(t)v(t) dt \quad (9.25)$$

### ***Resistencia***

(9.26) es la ecuación diferencial a resolver en el caso del modelo de energía aplicado a las resistencias. La solución exacta y la serie de Maclaurin correspondiente se muestran en la expresión (9.27).

$$\Delta E(\Delta t) = \int_t^{t+\Delta t} v_c(t) \frac{v_c(t)}{R} dt \quad (9.26)$$

$$\Delta E(t + \Delta t) = E(t)(1 - e^{-\frac{2\Delta t}{RC}}) = E(t)(1 - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\frac{2\Delta t}{RC})^n}{n!}) = \frac{v_c(t)^2}{R} \Delta t + Error(\Delta t) \quad (9.27)$$

El error se puede acotar por la expresión (9.28), utilizando el teorema de Taylor.

$$Error(\Delta t) \leq R_2(\Delta t) = \frac{v_c(t)^2 \Delta t^2}{R^2 C} \quad (9.28)$$

#### Sumidero de Corriente

(9.29) es ecuación diferencial propuesta para este caso, siendo su solución (9.30). El error cometido se enuncia en (9.31).

$$\Delta E(\Delta t) = \int_t^{t+\Delta t} (v_c(t) - \frac{I_{sumidero}(t)}{C}) I_{sumidero}(t) dt \quad (9.29)$$

$$\Delta E(\Delta t) = v_c(t) I_{sumidero}(t) \Delta t - \frac{I_{sumidero}(t)^2 \Delta t^2}{2C} \quad (9.30)$$

$$Error(\Delta t) = \frac{I_{sumidero}(t)^2 \Delta t^2}{2C} \quad (9.31)$$

#### Dispositivos Lineales

Como caso particular del caso anterior, el error cometido en el caso de los dispositivos lineales se enuncia en la expresión (9.32).

$$Error(\Delta t) = \frac{I_{salida}(t)^2 \Delta t^2}{2C} \quad (9.32)$$

En la Tabla 9.1 se presenta un resumen de los modelos propuestos, los resultados de las cotas de error calculados para los diferentes bloques básicos enunciados en la

		SIVEH	Energía
Resistencia	Modelo	$\frac{V_R(t)}{R}$	$\frac{V_R^2(t)}{R} \Delta t$
	Error	$v_c(t) \frac{(\frac{\Delta t}{RC})^2}{2}$	$\frac{v_c(t)^2 \Delta t^2}{R^2 C}$
Sumidero	Modelo	$f(V, \dots)$	$V_{sumidero}(t) I_{sumidero}(t) \Delta t$
Corriente	Error	0	$\frac{I_{sumidero}(t)^2 \Delta t^2}{2C}$
Convertidor DC-DC	Modelo	$\frac{V_{salida}(t) I_{salida}(t)}{V_{entrada}(t) e f_{DC-DC}}$	$\frac{E_{salida}(t)}{e f_{DC-DC}}$
	Error	$\frac{1}{2v_c} \left( \frac{I_{salida} V_{salida} \Delta t}{C e f_{DC-DC}} \right)^2$	0
Dispositivo Linear	Modelo	$I_{salida}(t)$	$V_{entrada}(t) I_{salida}(t) \Delta t$
	Error	0	$\frac{I_{salida}(t)^2 \Delta t^2}{2C}$

**Tabla 9.1:** Modelos de Energía y SIVEH para los diferentes elementos básicos enunciados en la sección 9.2, así como las expresiones analíticas de la cota de error

sección 9.2.1. La tabla incluye tanto la aproximación tradicional energética, como para el modelo SIVEH propuesto.

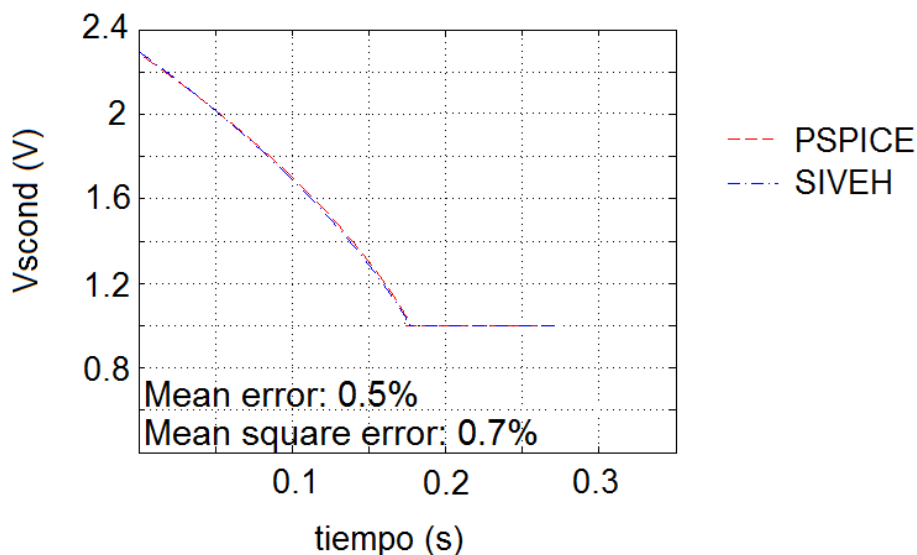
### 9.2.3 Análisis Comparativo del Tiempo de Ejecución

Como ya se ha enunciado con anterioridad, el uso de herramientas de simulación basadas en SPICE es común en este tipo de estudios. Para este estudio se ha utilizado como referencia la versión gratuita LT-SPICE [Lin12]. El objetivo de esta sección es evaluar tanto la precisión del nuevo modelo, como la velocidad de las simulaciones de todas las propuestas existentes. Para el caso de SIVEH se realizará una implementación de los modelos propuestos en Matlab.

Los circuitos utilizados para la evaluación se muestran en la Figura 9.1, con las siguientes condiciones:  $R=100 \Omega$ ;  $I_{sumidero}=10\text{mA}$ ;  $\Delta t=1\text{ms}$ ;  $C=10\text{mF}$ ;  $V_{scond}(t=0)=2.3\text{V}$ ; DC-DC L6920-DB de STMicroelectronics; regulador lineal LT3020 de Linear Technologies.

Como ejemplo, en la Figura 9.2 se muestra la curva de descarga en el caso del DC-DC simuladas tanto con SPICE, como con SIVEH. El error cometido para este componente, el de mayor complejidad, es menor al 0.7%. Este análisis se repite para los diferentes bloques básicos. El error medio y el error cuadrático medio [Em,Ecm] para el caso de los sumideros de corriente y las resistencias son [0.04%, 0.04%] y [0.008%, 0.012%] respectivamente. Los experimentos se repitieron con el modelo energético, con una precisión similar a SIVEH en todos los casos y una desviación media máxima observada de un 0.1%, obtenido en el caso de las resistencias.

Lo que realmente marca una diferencia significativa es la velocidad de simulación. Obtener una curva de descarga como la mostrada en la Figura 9.2 en SPICE,



**Figura 9.2:** Curva de descarga del súper-condensador conectado a un convertidor DC-DC (Figura 9.1c) obtenida con SPICE y SIVEH

Caso	(I) SPICE	(II) Energía	(III) SIVEH
Resistencia	0.68	0.7966	0.2077
Sumidero de corriente	0.30	0.111	0.0495
DC-DC	721.76	0.0132	0.0132
Linear	0.87	0.059	0.0287

**Tabla 9.2:** Tiempo de ejecución (en segundos) de los modelos SPICE, Energético y SIVEH, simulando la descarga completa del súper-condensador en las condiciones descritas

necesita de más de 10 minutos (como se muestra en la Tabla 9.2). Otro ejemplo significativo surge cuando se quiere simular con esta herramienta la descarga de un condensador de 10F, necesitándose más de 20 horas y más de 3GB de memoria RAM para la simulación.

Sin embargo, con las sencillas descripciones propuestas orientadas al cálculo numérico, la velocidad de simulación es prácticamente constante. La complejidad del componente es despreciable frente al intervalo de tiempo que se desea simular. La Tabla 9.2 muestra un análisis comparativo realizado a partir de condiciones de simulación propuestas anteriormente. SIVEH obtiene los resultados más rápidamente que SPICE y que los modelos de energía anteriores. De media, se observa un aumento de la velocidad de simulación del 240 % comparado con estos últimos.

### 9.3 Recolección de Energía

El trabajo presentado contempla cualquier tipo de energía renovable para la recarga: viento, vibraciones, oleaje, mareas, etc. Así, la metodología propuesta para la caracterización se puede extrapolar para incorporar cualquier tipo de tecnología, tanto al modelo presentado, como a los sistemas físicos presentados.

Sin embargo, el estudio se focaliza en el caso de los paneles solares (la tecnología más extendida) y en la creación e incorporación de un sistema para la recarga a partir del movimiento de las corrientes.

Esta última fuente supone una novedad, puesto que aunque esta tecnología ya se viene empleando para la generación de energía, destacando las centrales de Santoña (Cantabria) y Motrico (Guipúzcoa), no se ha aplicado a las redes inalámbricas subacuáticas. Esto es debido a que se necesitan de una gran cantidad de generadores solidarios a los distintos nodos, y con necesidades de generación muy escasas, con lo que la tecnología no es directamente extrapolable. Sin embargo, tras una serie de experimentos, se ha conseguido desarrollar y caracterizar un generador usando esta tecnología para nodos de RAS, y se detalla, junto con su modelo.

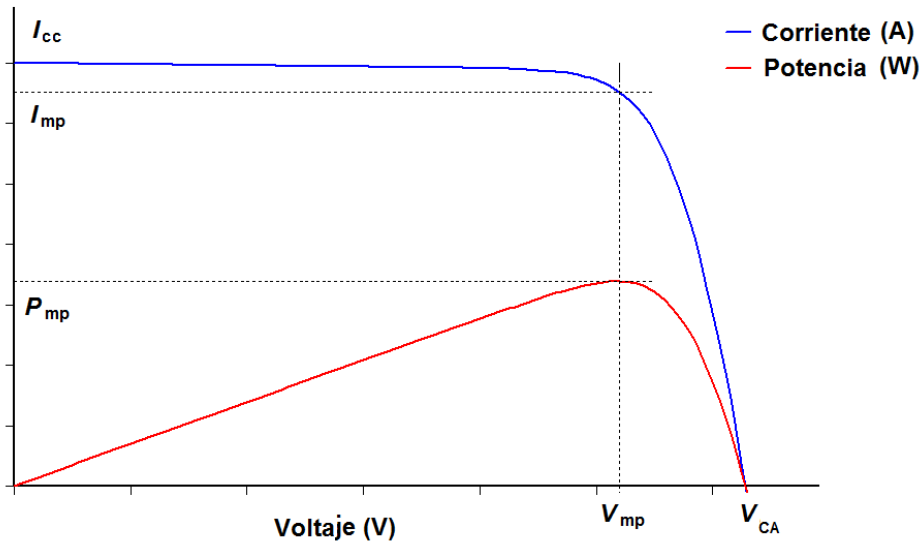
#### 9.3.1 Energía Solar Foto-voltaica

En este caso, la recarga de los dispositivos de almacenamiento depende de dos factores: las condiciones de radiación solar, las células solares utilizadas y los dispositivos que gestionan la recarga. SIVEH contempla los tres elementos anteriores a la hora de calcular la corriente de recarga de un súper-condensador.

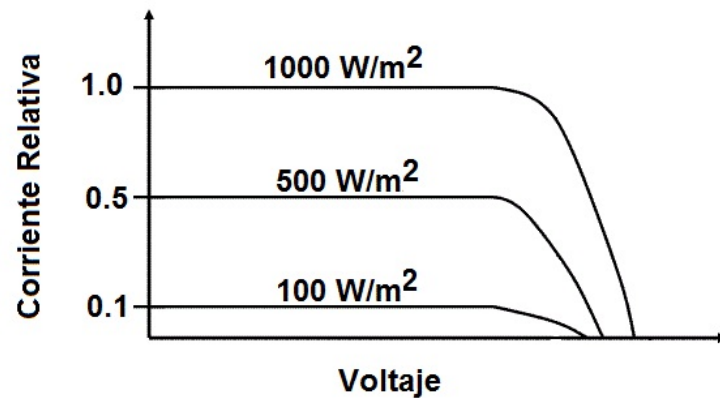
En primer lugar, los valores de irradiación solar se pueden importar directamente desde bases de datos públicas que almacenan valores históricos. Este procedimiento ofrece escenarios de simulación muy realistas, en los que se pueden ajustar tanto la localización concreta, como la época del año, recreando la variación meteorológica existente. Existen bases de datos de instituciones meteorológicas tanto nacionales (AEMet [AEM]), como internacionales (Pangaea [PAN13]), de las que se pueden obtener registros de la energía solar recolectada por hora ( $\frac{J}{m^2}$ ), o de la irradiación solar media ( $\frac{W}{m^2}$ ). Estos registros suelen ser ficheros con valores separados con comas (.CSV) con intervalos de hasta varios años. A partir de los datos importados se puede calcular tanto la potencia solar media (en el caso de no disponer de esta medida), como la potencia que entrega un determinado panel solar.

Las curvas de funcionamiento de un panel solar se muestran en las Figuras 9.3 y 9.4, describiendo la curva de funcionamiento I-V del mismo (incluyendo la potencia entregada), y la influencia de la irradiación solar en dichas curvas respectivamente.

De la Figura 9.3 se extrae que, por debajo de cierto nivel de voltaje, la corriente entregada por un panel solar es aproximadamente constante, con un valor igual a



**Figura 9.3:** Curva I-V de un panel solar.  $I_{cc}$  es la corriente en corto-circuito,  $V_{CA}$  es la tensión en circuito abierto, y las magnitudes en el punto de máxima potencia entregada por el panel son:  $P_{mp}$  la potencia máxima entregada,  $V_{mp}$  la tensión del panel a la que se obtiene esta potencia,  $I_{mp}$  es la corriente entregada por el panel dicho punto



**Figura 9.4:** Influencia de la irradiación solar en la curva I-V de un panel solar

la corriente de corto-circuito ( $I_{cc}$ ). Como se muestra en la Figura 9.4, el valor de esta corriente de corto-circuito es proporcional a la irradiación solar ( $P_{solar}$ ). Por tanto, la corriente de corto-circuito se puede calcular utilizando la ecuación (9.33).

$$I_{panel} = I_{panel_{max}} \frac{\bar{P}_{solar}(\frac{W}{m^2})}{1000(\frac{W}{m^2})} \quad (9.33)$$

De manera más inmediata se extrae que la potencia entregada por un panel solar es proporcional a la irradiación solar. La expresión (9.34) calcula la potencia media generada por un panel solar a partir de la irradiación. La potencia máxima que puede entregar un panel ( $P_{panel_{max}}$ ) es un parámetro que se puede encontrar en las especificaciones del mismo. En caso de disponer de valores energéticos por hora, la ecuación (9.35) relaciona la potencia media con dicha magnitud.

$$\bar{P}_{panel}(t) = P_{panel_{max}} \frac{\bar{P}_{solar}(t)(\frac{W}{m^2})}{1000(\frac{W}{m^2})} \quad (9.34)$$

$$\bar{P}_{solar}(t) = \frac{\bar{E}_{solar(horaria)}(t)(\frac{J}{m^2})}{3600(s)} \quad (9.35)$$

Por último, el hardware para la gestión de la recarga de los súper-condensadores debe garantizar que las condiciones de funcionamiento (corrientes y tensiones) del súper-condensador sean las adecuadas, evitando daños permanentes en el sistema. Este bloque está formado por dispositivos de gestión de la energía, bien sean convertidores DC-DC, o dispositivos lineales (reguladores o diodos). Por tanto, para modelar este bloque, se pueden utilizar las expresiones presentadas en la sección 9.2.1, teniendo en cuenta que, en este caso, el condensador está conectado a la salida y los paneles solares a la entrada de los mismos.

### 9.3.2 Energía de las Corrientes Marinas

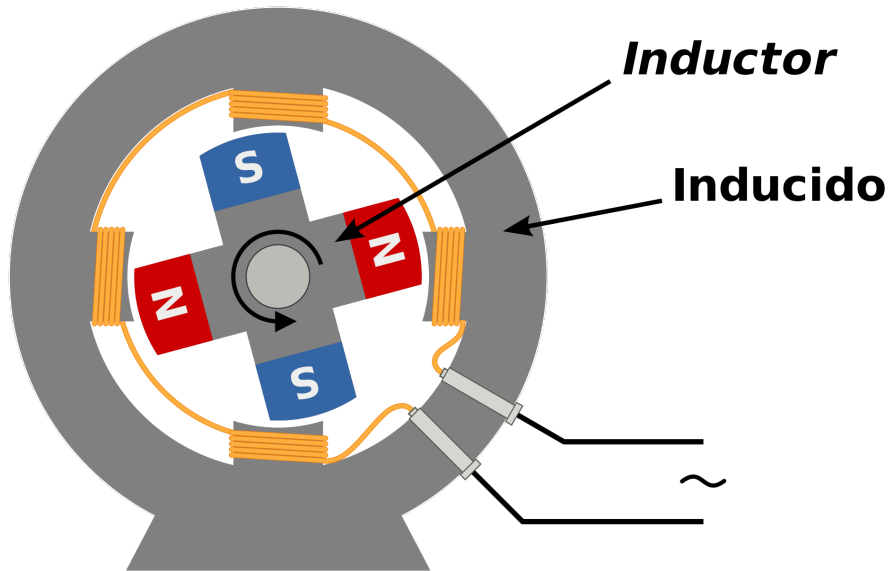
Para generar energía eléctrica a partir del movimiento de las corrientes marinas se propone un sistema basado en alternador como muestra la Figura 9.5.

La generación de energía se produce debido al movimiento del inductor por el movimiento de las corrientes gracias a unas aspas. El movimiento del inductor, que dispone de una serie de imanes fijos estratégicamente situados, genera una variación del flujo del campo magnético que atraviesa las diferentes bobinas que

---

<sup>1</sup>Imagen con licencia pública extraída de Wikimedia Commons





**Figura 9.5:** Esquema Simplificado de un Alternador <sup>1</sup>

se encuentran en el inducido. Así, según la ley de Faraday (9.36), la variación de este flujo magnético genera una tensión inducida ( $\varepsilon$ ).

$$\varepsilon = -\frac{\delta\Phi}{\delta t} \quad (9.36)$$

Colocando diferentes solenoides en diferentes ubicaciones del inducido se conseguirá aumentar la variación de flujo y, por tanto, la tensión generada. El voltaje generado corresponderá, debido a la naturaleza de la variación, en una tensión alterna. Para su adaptación a los sistemas de corriente continua, como la que utiliza la electrónica de los nodos de las redes de sensores, se propone el uso de un rectificador de onda completa como el que se muestra en la Figura 9.6.

Una vez sentadas las bases de funcionamiento del generador, se definen una serie de relaciones para calcular la cantidad de energía generada (expresada como la potencia entregada por el generador) en función de la corriente existente en un determinado instante.

Para ello se han realizado dos experimentos para calcular dicha relación en dos fases: relación entre la velocidad de las corrientes y la frecuencia de la señal generada, y la relación entre esta última y la potencia generada.

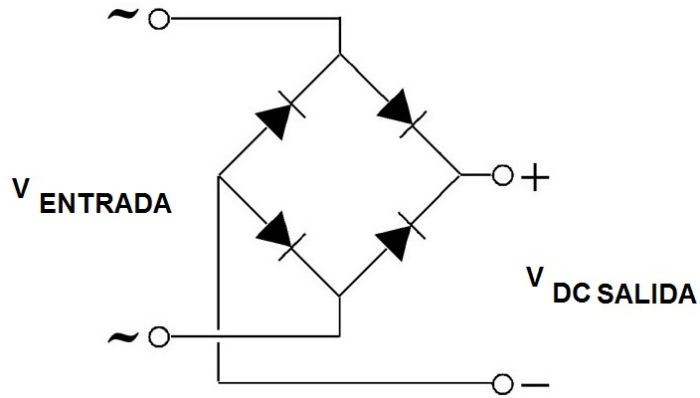


Figura 9.6: Rectificador de Onda Completa basado en un Puento de Diodos

Para la primera relación se realizan diferentes mediciones de la frecuencia media de la señal generada haciendo circular un caudal de agua a una velocidad aproximadamente constante. El resultado se muestra en la Figura 9.7.

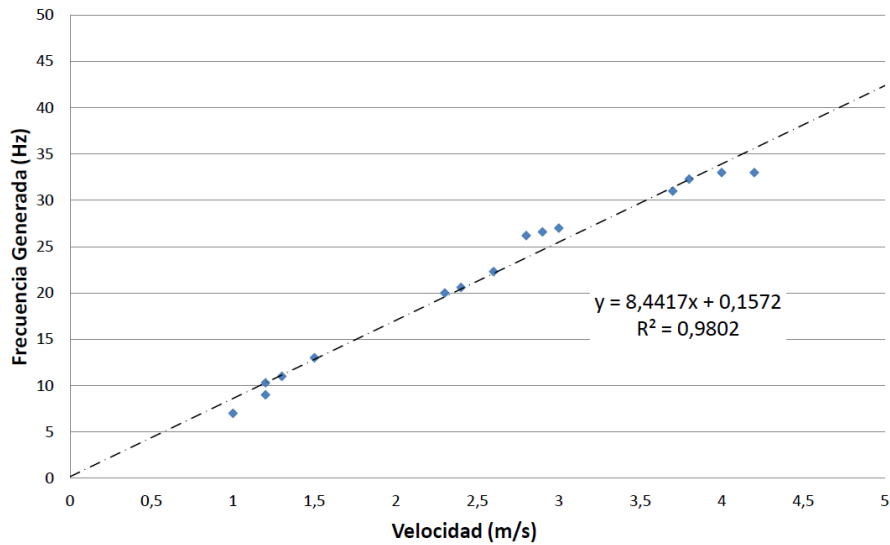


Figura 9.7: Relación entre la Velocidad de la Corriente y la Frecuencia Medida en el Prototipo de Generador

Este resultado nos muestra una relación lineal entre ambas magnitudes (9.37), con una constante de proporcionalidad que depende del generador en cuestión ( $k_{vf}$ ). En el prototipo medido este valor es de 8,44.

$$f_{\text{generador}}(\text{Hz}) = k_{vf} \left( \frac{\text{Hz}}{\frac{\text{m}}{\text{s}}} \right) v_{\text{corriente}} \left( \frac{\text{m}}{\text{s}} \right) \quad (9.37)$$

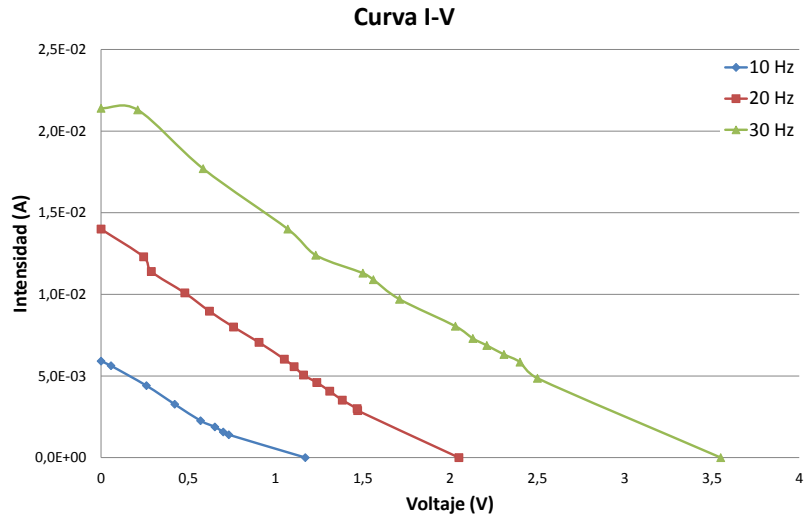
En una segunda fase se calcula, de una manera más controlada, la relación entre las frecuencia generada y la potencia generada. Sin embargo, al igual que los paneles solares, esta relación no es evidente, debido a la propia construcción del generador.

Para una caracterización completa, se fijan diferentes valores de frecuencia del generador (con una relación directa con la velocidad de las corrientes) y se obtienen las curvas I-V y P-V al igual que en el caso de las células solares fotovoltaicas. Los valores mostrados en las Figuras 9.3 y 9.4, corresponden con los valores medios medidos tras el rectificador de onda propuesto en la Figura 9.6, para el aprovechamiento de la energía alterna procedente del generador diseñado.

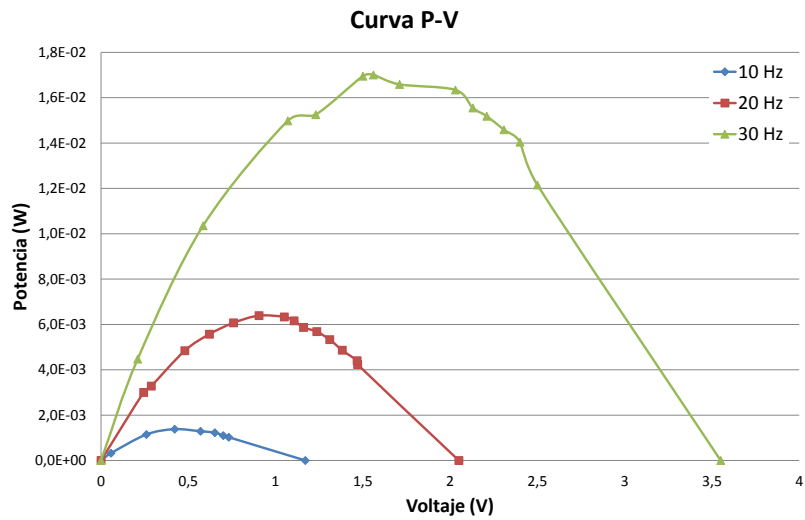
De la gráfica que relaciona la corriente con la tensión generadas a diferentes frecuencias (Figura 9.8a) se extraen dos conclusiones:

- De la quasi-linealidad de las diferentes curvas a distintas frecuencias, se puede deducir que el generador se puede aproximar por un modelo lineal. Este modelo está compuesto, como se muestra en la Figura 9.9, por un generador ideal de valor igual a la tensión en circuito abierto, al que está conectado una resistencia de un determinado valor en serie ( $R_g$ ). El valor de esta resistencia  $R_g$  para el generador desarrollado, obtenido a partir de la media de la pendiente de las distintas curvas I-V, es de 158  $\Omega$ .
- Tanto la tensión en circuito abierto, como la intensidad corriente en cortocircuito, son proporcionales a la frecuencia generada y, asimismo, a la velocidad de la corriente marina. Este hecho concuerda con el desarrollo de la ley de Faraday, aplicada al caso de los alternadores. De hecho, la fuerza electromotriz generada depende, además de la velocidad de la corriente, de factores de construcción del generador (número, características y disposición de las bobinas en el inducido y número, disposición e intensidad de los imanes del inductor, etc.). Así, se establece una relación proporcional entre la frecuencia de la señal generada y la tensión en circuito abierto (9.38), con un factor  $k_{fe}$  que depende del generador. En el caso del prototipo generado este valor es 0,10265.

$$V_{CA}(V) = k_{fe} \left( \frac{V}{\text{Hz}} \right) f_{\text{generador}}(\text{Hz}) \quad (9.38)$$

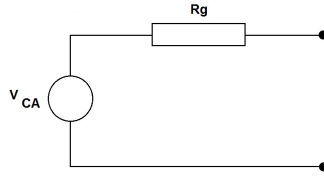


(a) Curva Intensidad-Voltaje



(b) Curva Potencia-Voltaje

**Figura 9.8:** Curvas de Caracterización I-V y P-V del Prototipo de Generador a partir de las Corrientes Marinas



**Figura 9.9:** Esquema de un Generador Real Linear

En resumen, el generador se modela a partir del esquema propuesto en la Figura 9.9, con una resistencia  $R_g$  y una tensión en circuito abierto tal y como se describe en (9.39), expresión calculada a partir de los resultados anteriores y las relaciones (9.37) y (9.38).

$$V_{CA}(V) = k_{fe} \left( \frac{V}{Hz} \right) k_{vf} \left( \frac{Hz}{\frac{m}{s}} \right) v_{corriente} \left( \frac{m}{s} \right) = K_{gen} \left( \frac{V}{\frac{m}{s}} \right) v_{corriente} \left( \frac{m}{s} \right) \quad (9.39)$$

Ante el modelo propuesto, se demuestra que la impedancia que se ha de conectar a los bordes de un generador como el propuesto, para una transferencia de potencia máxima, debe ser igual a la conjugada (utilizando el cálculo de impedancias basado en números complejos) de la del generador. El valor de la potencia máxima que se obtiene en dicho caso se calcula en la ecuación (9.40).

$$P_{max}(W) = \frac{V_{CA}^2}{4R_g} = \frac{K_{gen}^2 v_{corriente}^2}{4R_g} \quad (9.40)$$

La potencia generada por este tipo de generadores es proporcional al cuadrado de la velocidad de la corriente marina, conociéndose todas las constantes de proporcionalidad necesarias. Además, el valor de la tensión en los extremos del generador ideal corresponde con la mitad de la tensión en circuito abierto.

Así pues, el generador basado en alternador descrito, junto con el rectificador conectado a su salida, es apto para la conexión con los circuitos de recarga de los súper-condensadores descritos en el caso de las células foto-voltaicas, lo que permite su reutilización.

El histórico de valores de corrientes marinas en diferentes ubicaciones también está disponible en bases de datos públicas. De este modo, se pueden importar estas variables y predecir el comportamiento del sistema en condiciones reales.

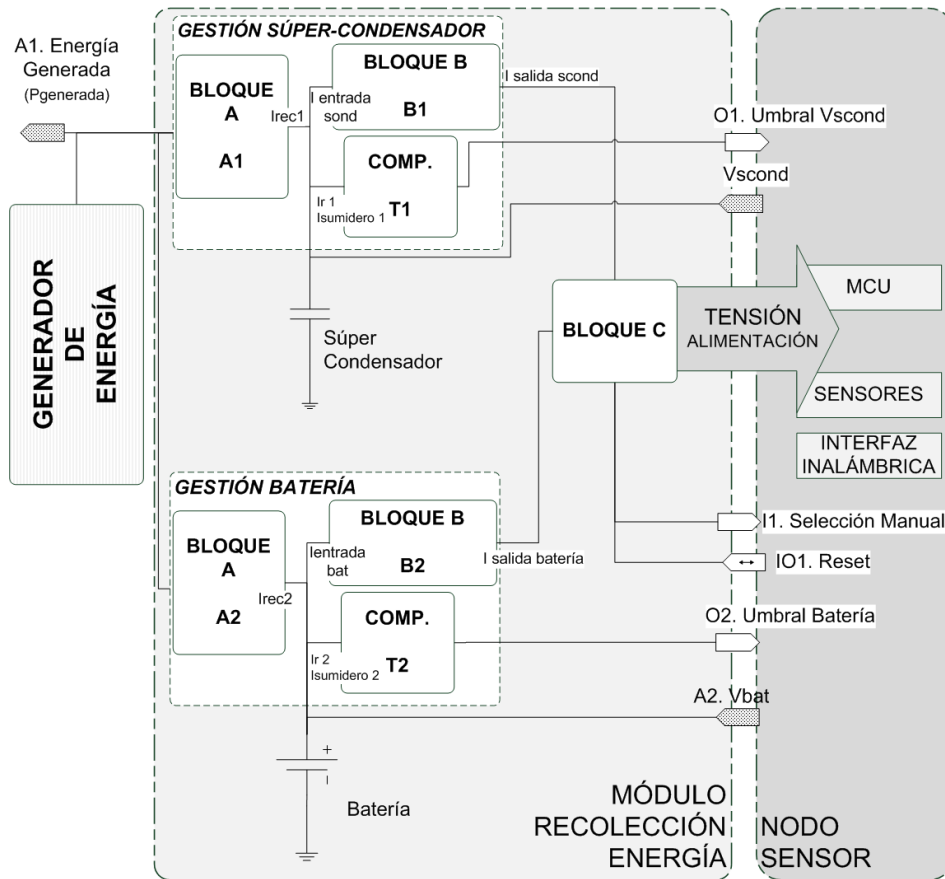


Figura 9.10: Diagrama de bloques simplificado de un circuito de recolección de energía genérico

#### 9.4 Aplicación del Modelo SIVEH a Circuitos de Recolección de Energía

Tras un análisis exhaustivo de los avances más recientes en los circuitos de recolección de energía enunciados en la sección 9.1, se ha sintetizado en la Figura 9.10 un diagrama de bloques genérico para un sistema de este tipo. Como se demuestra a lo largo de esta sección, se puede realizar una correspondencia entre los distintos bloques de la Figura 9.10, y los diferentes modelos elementales propuestos en la sección 9.2.

Al igual que SIVEH, el circuito contempla cualquier tipo de energía renovable como fuente para la recarga. El estudio se centra en paneles solares por su extendido

uso. El esquema propuesto incluye dos dispositivos de almacenamiento independientes: uno basado en súper-condensadores que se utiliza como almacén primario, y baterías como almacenamiento secundario de respaldo.

La elección de los súper-condensadores como almacén principal responde a que, teóricamente, puede recargarse infinitas veces, de manera rápida y sin una degradación significativa. Pero los inconvenientes de este tipo de tecnologías, como la baja capacidad de los mismos y la auto-descarga, sugieren el uso de un almacén de energía secundario. En la literatura se pueden encontrar trabajos tanto con baterías recargables, como con no recargables.

Debido a que los dos tipos de almacenamiento presentan diferentes especificaciones, se requieren bloques independiente de gestión. Estos bloques son estructuralmente idénticos, integrados fundamentalmente por los tres sub-bloques siguientes:

- El bloque A gestiona la recarga del dispositivo de almacenamiento a partir de la energía recolectada. Este bloque se implementa en la literatura bien con *convertidores DC-DC*, o bien con *dispositivos lineales* (ya sean simples diodos o reguladores lineares) como se enuncia en la sección 9.3.

En este bloque hay que considerar que existen *resistencias* en las redes de realimentación y corrientes de fuga (modeladas como *sumideros de corriente*).

- El bloque B se encarga de adaptar los niveles de tensión de los sistemas de almacenamiento, a las condiciones de funcionamiento del nodo de la red inalámbrica. Este bloque también se suele implementar con *convertidores DC-DC* y/o *dispositivos lineales*. Como en el bloque anterior, existen consumos de corriente estático asociados (modelados como *sumideros de corriente*).
- Un bloque COMParador, que activa una una señal de aviso cuando se el nivel está por debajo de un umbral determinado, facilitando el control del nivel de energía almacenada. Este bloque tiene asociado un consumo estático (*sumidero de corriente*) y una red de *resistencias*.

Por otro lado, se introduce el bloque C, un mecanismo diseñado para conmutar la tensión de alimentación del nodo entre los diferentes dispositivos de almacenamiento. Este bloque puede ser capaz de actuar autónomamente (sin necesitar la intervención de elementos externos como un microcontrolador). Su objetivo es garantizar una tensión estable a su salida y un óptimo uso de la energía disponible. Generalmente, las baterías suelen tener una auto-descarga más baja que los condensadores, pero su número de recargas es significativamente más reducido. Es por ello que, para un uso óptimo, se minimiza el consumo del almacén secundario (baterías), siempre que haya suficiente energía disponible en el almacén primario (súper-condensadores).

Este bloque se modela a partir de la combinación del consumo estático del mismo (*sumidero de corriente*), con un *dispositivo lineal* que asigna el consumo del nodo a la fuente de energía correspondiente con los criterios de optimización establecidos.

#### 9.4.1 Prototipo Inicial Redes Inalámbricas de Sensores Terrestres

El objetivo de este primer prototipo es realizar pruebas con un nodo de una RIS terrestre, utilizando únicamente un almacén de energía basado en súper-condensadores. Estas especificaciones simplifican el diagrama de bloques de la Figura 9.10.

El circuito propuesto está diseñado a partir de paneles solares, presentando el panel solar concreto utilizado presenta las siguientes características (Figura 9.3):

- Tensión en circuito abierto ( $V_{ca}$ ): 4V.
- Corriente de corto-circuito ( $I_{cc}$ ): 48.5 mA.
- Potencia máxima entregada ( $P_{mp}$ ): 157.5 mW.
  - Tensión en el punto de máxima potencia ( $V_{mp}$ ): 3.5 V.
  - Corriente en el punto de máxima potencia ( $I_{mp}$ ): 45 mA.

La primera implementación propuesta para el bloque A se basa en *dispositivos lineales* debido a su simplicidad [JPC05]. Aunque en dicho trabajo se propone un diodo, se ha decidido implementar la recarga del súper-condensador con un *regulador lineal* LDO. Con este dispositivo se pretende minimizar la caída de tensión del mismo (que varía en función de la corriente) y posibles sobrecargas. En concreto, se selecciona el dispositivo LT3020 de Linear Technologies[Lin12], con 0.1 V de caída de tensión, y que consume 100  $\mu$ A directamente del panel cuando hay energía, o 10  $\mu$ A del súper-condensador cuando no.

A partir de la potencia media entregada por el panel en un determinado instante (9.34), se calcula la corriente de recarga del súper-condensador utilizando un *dispositivo lineal* con la ecuación (9.33). Como se muestra en la Figura 9.3 y se discute en la sección 9.3, al ser la tensión del condensador inferior a la tensión de máxima potencia del panel ( $V_{mp}$ ) [JPC05], la corriente entregada por el mismo se puede considerar igual a la corriente de corto-circuito ( $I_{cc}$ ) y se calcula a partir de la ecuación (9.8).

Como dispositivo de almacenamiento únicamente se incorpora un súper-condensador de la marca Panasonic. Su tensión máxima de funcionamiento es 2.3 V. Se puede encontrar en una amplia gama de valores como por ejemplo: 1F, 4.7F, 10F, 20F, 50F, 70F, etc.



El bloque B, proporciona una salida constante de 3.3 V a partir de una tensión de entrada menor a 2.3V. Esta funcionalidad requiere de un *convertidor DC-DC* elevador de tensión. En concreto, se ha seleccionado el chip L6920 de STMicroelectronics [ST12] por su reducido consumo estático (9  $\mu$ A tip.) y su alta eficiencia (alrededor del 90 %).

El circuito propuesto incluye un COMParador MAX9119 de Maxim Integrated[int], capaz de establecer una señal cuando la tensión del súper-condensador está por debajo de un cierto límite con un consumo de 400 nA (modelado como un *sumidero de corriente*). Adicionalmente, se necesita de un divisor de voltaje de una *resistencia* equivalente de 1 M $\Omega$ . Esta señal está unida a la interfaz de pines del nodo con capacidad de interrupción y reactivación.

#### 9.4.2 Prototipo para Redes Acústicas Subacuáticas

Se ha realizado una segunda versión del prototipo presentado anteriormente. Las principales innovaciones que se incluyen son la implementación de un dispositivo de recarga con un algoritmo de búsqueda del punto de máxima transferencia de potencia y la introducción de una batería de respaldo.

A partir de los paneles solares presentados en el anterior prototipo, se diseña un nuevo bloque A1 (Figura 9.10) cuyo objetivo es la máxima transferencia de energía desde los paneles solares a los súper-condensadores. La implementación está basada en el dispositivo BQ25504 de Texas Instruments [TI12]: un convertidor de tensión conmutado con modulación de ancho de pulso que implementa un algoritmo de máxima transferencia de potencia. Este dispositivo es capaz de funcionar con tensiones de entrada muy bajas (80 mV), con una eficiencia superior al 80 %, con un comportamiento como el siguiente:

- Cuando la tensión de salida (donde se encuentran los súper-condensadores) es inferior a 1.8 V, el dispositivo ejecuta un protocolo de arranque en frío. Durante este procedimiento se comporta como un dispositivo linear. Por tanto, la corriente que genera se corresponde con la ecuación (9.33).
- En caso contrario, el algoritmo de búsqueda del punto de máxima transferencia de potencia se ejecuta. En este caso, la corriente de recarga ( $I_{recarga}$ ) se calcula utilizando la expresión (9.41): una modificación del modelo de los *convertidores DC-DC*.

$$I_{recarga}(t) = \frac{\bar{P}_{solar}(t)}{V_{scond}(t) \eta_{BQ25504}} \quad (9.41)$$

- En cualquiera de los casos anteriores, la corriente máxima es 300 mA.

Para maximizar la eficiencia de la recarga, puesto que el algoritmo de máxima transferencia de potencia se ejecuta cuando la tensión del súper-condensador es mayor a 1.8V, se ha preferido diseñar el almacén principal de recarga a partir de dos súper-condensadores de 2.3 V conectados en serie.

El bloque B1 de este nuevo prototipo maneja tensiones a la entrada de hasta 4.6 V, generando una tensión de salida de 3.3V. Este bloque está diseñado con el ánimo de evaluar los diferentes bloques básicos propuestos en la sección 9.2, por ello se combina el elevador de tensión L6920 anterior, junto con el regulador lineal LDO TPS78233 de Texas Instruments [TI12]. El comportamiento global de este bloque es el siguiente:

- Si la tensión del súper-condensador es inferior a 1V, este bloque se desconecta de manera automática y únicamente se consume una pequeña corriente estática (modelo de *sumidero de corriente*).
- En rangos de tensión del súper-condensador entre 1V y 3.3V, el bloque actúa como un *convertidor DC-DC* elevador de tensión. Por tanto, se utiliza la expresión (9.6), con el correspondiente consumo estático (modelo de *sumidero de corriente*).
- Cuando la tensión del súper-condensador es superior a 3.3V, el bloque B actúa como un *regulador lineal*, utilizándose la expresión (9.8).

Se incorpora el mismo COMParador MAX9119 de Maxim para la medida del nivel de energía restante en el súper-condensador.

Para el respaldo en caso de agotamiento del súper-condensador, se incluye una batería no recargable al prototipo: la batería Li-Ion CGR18650DA de 3.6V. Esta elección está motivada por la disponibilidad de un modelo de simulación [TDD07], lo que facilita el proceso de verificación puesto que no es el objeto de este trabajo el modelado de baterías. Puesto que esta batería es no recargable y puede ser conectada directamente a la tensión de alimentación del nodo, los bloques A2 y B2 no son necesarios.

El bloque C conmuta la alimentación del nodo a la batería en caso de que la tensión del súper-condensador sea inferior a 1V (el bloque B se desconecta automáticamente). De este modo, se garantiza que el nodo dispone de una tensión de alimentación estable. La implementación del prototipo se basa en el circuito integrado TPS3606-33 de Texas Instruments, con una corriente estática de 40  $\mu\text{A}$  (modelo *sumidero de corriente*).

### **Recarga a Partir de la Energía de las Corrientes Marinas**

En la sección 9.3.2 se ha presentado el diseño y caracterización de un generador de energía eléctrica a partir de la corriente marina. El sistema propuesto puede conectarse al mismo bloque A1 (Figura 9.10) propuesto para el recolector de energía solar basado en el BQ25504 y con capacidad de realizar la máxima transferencia de energía entre el generador y la batería de súper-condensadores propuesta. Su funcionamiento, en este caso, es el siguiente:

- Cuando la tensión de salida es inferior a 1.8 V, presenta un comportamiento lineal. En este caso se puede calcular la corriente de recarga ( $I_{recarga}$ ) a partir de las leyes de Kirchhoff, dando como resultado la expresión (9.42).

$$I_{recarga}(t) = \frac{V_{CA_{generador}}(t) - V_{scond}(t)}{R_g} = \frac{K_{gen}v_{corriente}(t) - V_{scond}(t)}{R_g} \quad (9.42)$$

- En caso contrario, el algoritmo de búsqueda del punto de máxima transferencia de potencia se ejecuta. En este caso, la corriente de recarga ( $I_{generador}$ ) se calcula utilizando la expresión (9.43): una modificación del modelo de los *convertidores DC-DC* y los resultados de la sección 9.3.2.

$$I_{recarga}(t) = \frac{P_{generador}(t)}{V_{scond}(t)ef_{BQ25504}} = \frac{\frac{K_{gen}^2 v_{corriente}^2}{4R_g}}{V_{scond}(t)ef_{BQ25504}} \quad (9.43)$$

- En cualquiera de los casos anteriores, la corriente máxima es 300 mA.

El resto del circuito permanece inalterado.

## **9.5 Implementación del Modelo SIVEH**

El modelo SIVEH se ha implementado utilizando la herramienta de cálculo numérico como Matlab. Con esta versión se pretende evaluar y comparar de una manera rápida las prestaciones y los resultados. Sin embargo, su implementación en simuladores de redes basados en eventos discretos como por ejemplo ns-3 [Ns3] también se ha realizado con éxito, pero queda fuera del objetivo de esta tesis.

En la Figura 9.11 se presenta una abstracción del diagrama de flujo de la implementación propuesta para SIVEH:

1. *Datos de Energía*: dependiendo del instante actual, se calculan los siguientes parámetros:

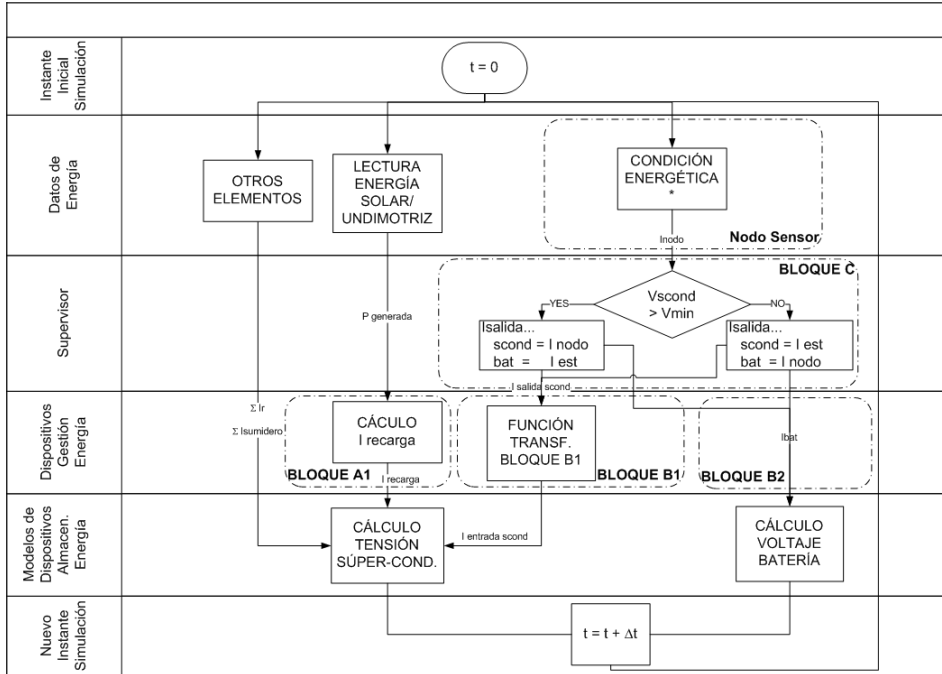


Figura 9.11: Diagrama de flujo de la implementación de SIVEH

- a) El valor de energía renovable disponible actual, irradiación solar o velocidad de la corriente marina, es leído de la base de datos y se realizan los cálculos pertinentes en función del tipo de generador o célula solar ( $P_{generada}$ ).
  - b) La auto-descarga del condensador, las redes de resistencias, los consumos estáticos, las corrientes de fuga, etc. se calculan utilizando las ecuaciones pertinentes: (9.2) y (9.4).
  - c) El consumo de corriente actual del nodo se establece a partir del estado del mismo.
2. *Supervisor*. El bloque C de la Figura 9.10 comprueba si el almacenamiento primario todavía dispone de suficiente energía ( $V_{scond}$  superior al umbral mínimo de 1V) y determina si el sensor se alimenta a partir del súper-condensador ( $I_{salidascond}$ ), o a partir de la batería ( $I_{bat}$ ). Existe un consumo de corriente estático asociado a la fuente de energía no conectada.
  3. *Dispositivos de Gestión de la Energía*: se ejecutan los modelos para calcular la corriente que se demanda al almacén conectado a su entrada ( $I_{entradasccond}$ )

- a) Se utilizan las ecuaciones (9.6) y/o (9.8) dependiendo de la implementación del bloque B.
  - b) Se añaden los términos adicionales pertinentes: (9.2) y (9.4).
  - c) Se calcula la corriente de recarga ( $I_{recarga}$ ) a partir del modelo del bloque A y de los datos de potencia entregada por el generador.
4. *Modelos de los Dispositivos de Almacenamiento de Energía:* Los voltajes de los dispositivos de almacenamiento se actualizan a partir de los valores de corrientes calculados y de su valor anterior.
- a) El voltaje del súper-condensador se calcula a partir de las ecuaciones (9.14) y (9.12), como la suma de  $I_r$ ,  $I_{sumidero}$ ,  $I_{recarga}$  and  $I_{entrada_{scand}}$  mostrados en el diagrama de bloques de la Figura 9.11.
  - b) El voltaje de la batería ( $V_{bat}$ ) se calcula, a partir del consumo  $I_{bat}$ , utilizando el modelo de batería [TDD07].
5. *Nuevo instante de simulación:* al finalizar los cálculos anteriores, el instante temporal se actualiza con un paso de  $\Delta t$ . Este tiempo puede ser fijo o variable (con un paso máximo que fija la cota de error), posibilitando la simulación por eventos.

## 9.6 Verificación Funcional de SIVEH

### 9.6.1 Recarga Solar

#### *Cargador Basado en un Regulador Lineal*

En primer lugar se propone la validación del bloque de recarga basado en regulador lineal utilizado en el primer prototipo (sección 9.4.1). El primer experimento propone condiciones de radiación constantes ( $860 \text{ W/m}^2$ ), en la recarga de un súper-condensador de 10 F. El resultado de la simulación con SIVEH y de la medición en el prototipo se muestran en la Figura 9.12. Considerar las corrientes estáticas del dispositivo lineal LT-3020 es fundamental, ya que en caso de utilizar un modelo lineal simple, la desviación es muy significativa.

Posteriormente, se procede a realizar un test en exterior. El experimento se llevó a cabo el día 12 de mayo de 2011 y los resultados de la corriente entregada por el cargador lineal, así como las condiciones de irradiación solar, se muestran en la Figura 9.13.

Como se puede apreciar, existe una desviación en los valores concretos de las corrientes. Esto es debido a que los datos están obtenidos de las bases de datos

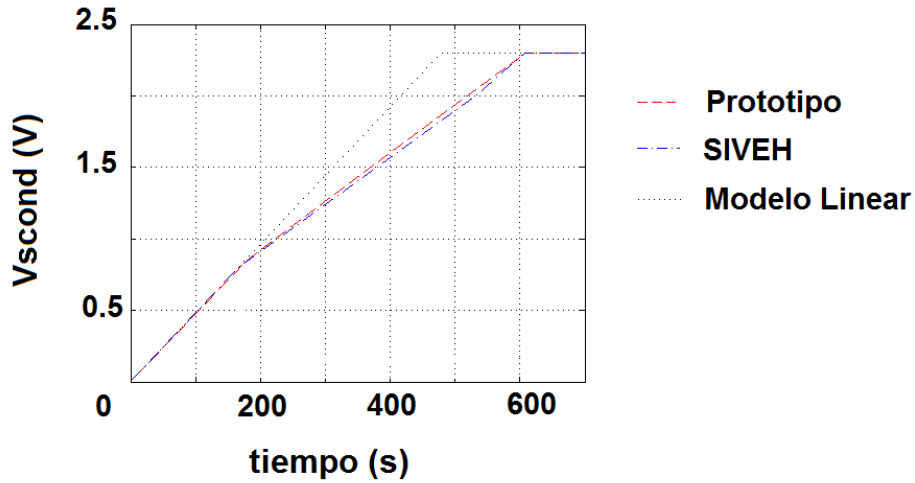


Figura 9.12: Comprobación del modelo de carga por dispositivo lineal en el laboratorio.  $C=10F$ ,  $\Delta t=1s$

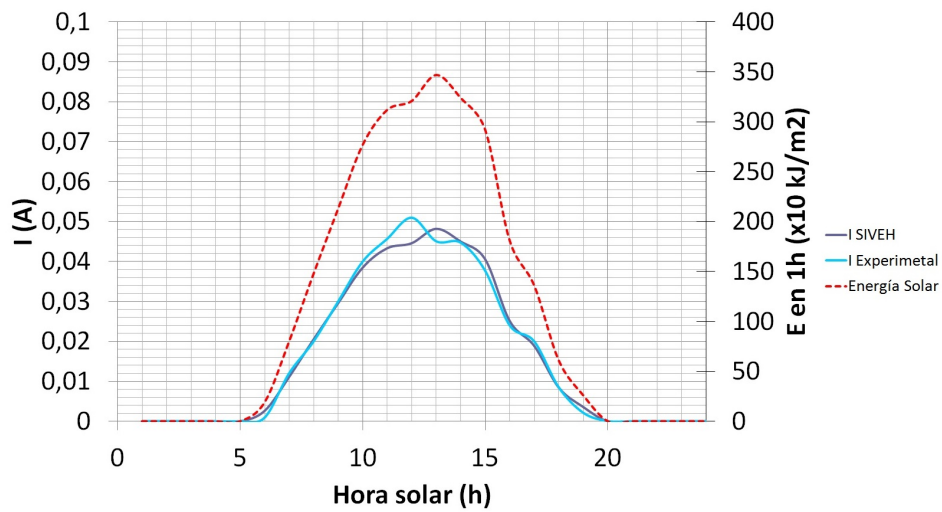
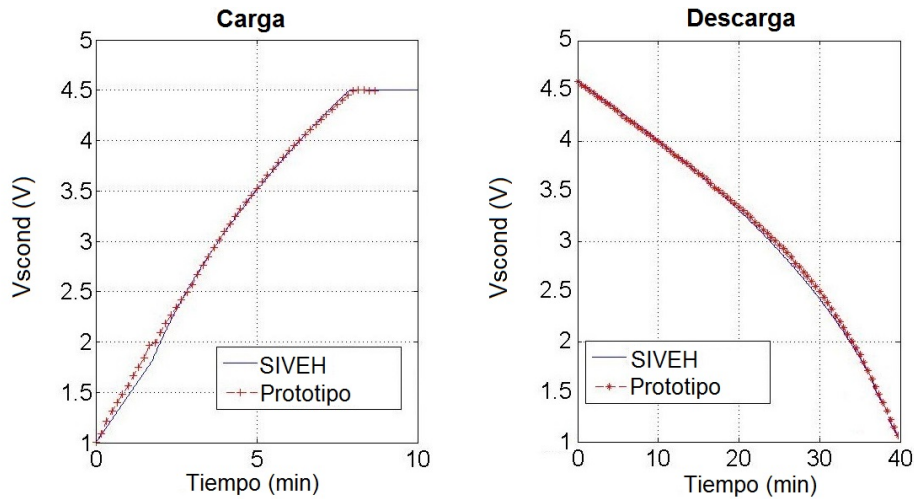


Figura 9.13: Comprobación del modelo de carga por dispositivo lineal propuesto en la sección

de la Agencia Estatal de Meteorología (AEMet) [AEM], que dispone datos para la estación meteorológica de Manises, localizada a 10 km del laboratorio del Instituto ITACA donde se realizaron los experimentos.



**Figura 9.14:** Estimaciones de SIVEH comparadas con las medidas experimentales en el para RAS (sección 9.4.2).  $C=5F$ ,  $\Delta t=1s$

#### *Cargador con Algoritmo de Máxima Transferencia de Potencia*

Siguiendo un procedimiento similar al anterior cargador, se propone un experimento en interiores con condiciones controladas ( $860 \text{ W/m}^2$ ) para verificar el procedimiento de recarga con el algoritmo de máxima transferencia de potencia incluido en el segundo prototipo (sección 9.4.2). El resultado experimental y el obtenido con SIVEH se muestra en la parte izquierda de la Figura 9.14. En este caso, se puede apreciar que las curvas también coinciden, con una desviación máxima del 2 %.

Únicamente remarcar la eficiencia de este tipo de cargador frente a los dispositivos de carga lineales. Mientras que el tiempo de carga mostrado en ambos casos (Figuras 9.13 y 9.14) es similar, con la versión mejorada se cargan 2 condensadores de 10 F conectados en serie, mientras que con el dispositivo lineal únicamente se carga uno.

Estado	Tiempo	Consumo
Inactivo	<i>Variable</i>	10 $\mu$ A
Establecimiento del sensor	33 ms	6 mA
Medida del sensor	485 $\mu$ s	6 mA + 27 mA
Procesamiento de datos	7.5 ms	27 mA
Transmisión	570 $\mu$ s	30 mA
Recepción	500 ms	27 mA

**Tabla 9.3:** Condiciones de consumo del nodo inalámbrico durante los experimentos para la verificación de la descarga

### 9.6.2 Descarga del Súper-Condensador

Una vez analizado el ciclo de carga, es conveniente analizar también el ciclo de descarga por separado. Con el objetivo de la validación funcional, se han realizado varios experimentos bajo diferentes condiciones controladas.

La primera batería de experimentos utiliza el nodo de RIS terrestres presentado en la sección 9.4.1. A dicho nodo se le ha acoplado el sensor de temperatura TMP121 de TI.

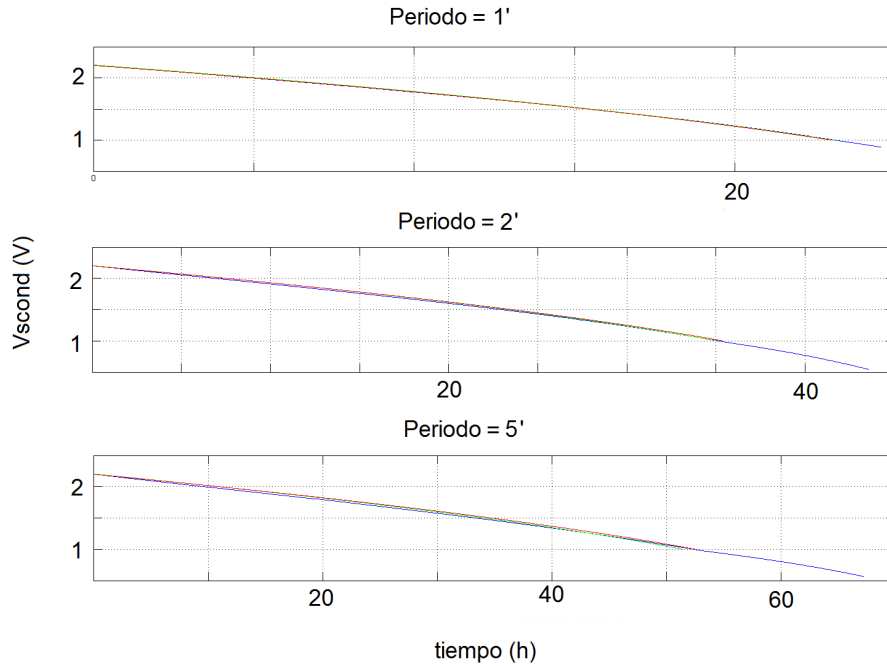
Las especificaciones de los tiempos de funcionamiento en cada uno de los estados y los consumos asociados del nodo durante estos experimentos de descarga se recogen en la Tabla 9.3.

En la Figura 9.15 se muestra la curva de descarga del condensador, tanto para el primer prototipo de RE simplificado propuesto (con un súper-condensador de 50F), como la estimación aportada por SIVEH. El experimento se ha repetido con diferentes intervalos de inactividad según propone en la Tabla 9.3, con valores de 1, 2 y 5 minutos. El error observado es menor al 1 %, aunque a simple vista parecen totalmente coincidentes.

Para el caso del segundo prototipo, orientado a redes inalámbricas de sensores subacuáticas, se han utilizado los valores del módem ITACA reflejados en la sección 7.2.2. El resumen de tiempos y de consumos se muestra en la Tabla 9.4.

Para este experimento se fija el tiempo de inactividad entre envío de mensajes en 8 segundos. El resultado de la descarga se muestra en la Figura 9.14, con una desviación máxima del 2 %, pese a que este prototipo es de mayor complejidad.





**Figura 9.15:** Verificación del modelo para la descarga del súper-condensador para un nodo RIS-RF variando el periodo entre activaciones sucesivas

### 9.6.3 Experimentación en Campo Abierto

Se proponen dos experimentos en campo abierto, uno para cada uno de los prototipos presentados.

El experimento de validación con el primer prototipo y el nodo de RIS terrestre tuvo lugar en la cubierta del Instituto ITACA (Cmno. de Vera s/n, Edificio 8G, Valencia) desde el día 1 de abril a las 14:00 p.m., hasta el día 4 de abril a las 10:00 a.m. Las condiciones de irradiación solar registradas en la estación de AEMet de Manises durante el experimento se muestran en la Figura 9.16a.

El funcionamiento del nodo inalámbrico se describe en la Tabla 9.3, con un tiempo de inactividad de un minuto. El tamaño del súper-condensador se elige de 50 Faradios, comenzando con el condensador con una tensión de 1V, midiendo una tensión máxima durante el experimento de 2.308 V. El periodo de registro de la tensión del súper-condensador se fija a un minuto.

Estado	Tiempo	Consumo
Inactivo (SARA activo)	<i>Variable</i>	3 $\mu$ A
Recepción	512 ms	8 mA
Transmisión	64 ms	32 mA <sup>a</sup>

<sup>a</sup>Se añade el convertidor DC-DC LM2623 para la correcta alimentación del amplificador de potencia.

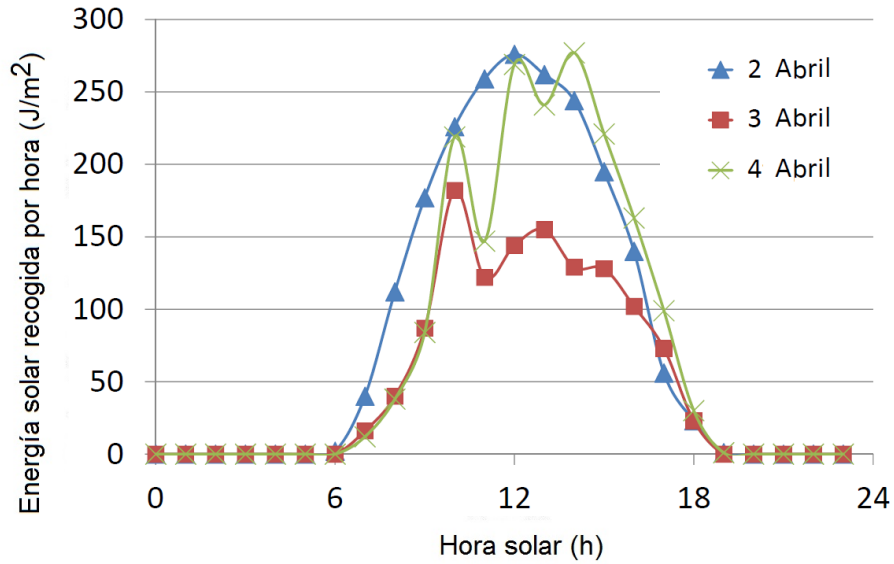
**Tabla 9.4:** Condiciones de consumo del nodo inalámbrico durante los experimentos para la verificación de la descarga

La Figura 9.16b muestra la comparativa entre los resultados experimentales y las estimaciones obtenidas con SIVEH. En la comparativa no es tan importante la coincidencia perfecta entre las curvas, sino la coincidencia entre las pendientes de las mismas. El modelo considera la irradiación solar como una constante a lo largo del periodo de una hora, por tanto cabe esperar desplazamientos en el comienzo de la carga (la simulación anticipa la carga a la salida del sol real) y de la descarga (la simulación retrasa el comienzo de la descarga al desaparecer el sol). Este problema se soluciona utilizando bases de datos de mayor resolución que AEMet. Sin embargo, de manera general y para el propósito que nos ocupa, SIVEH es capaz de predecir el comportamiento del sistema de manera adecuada.

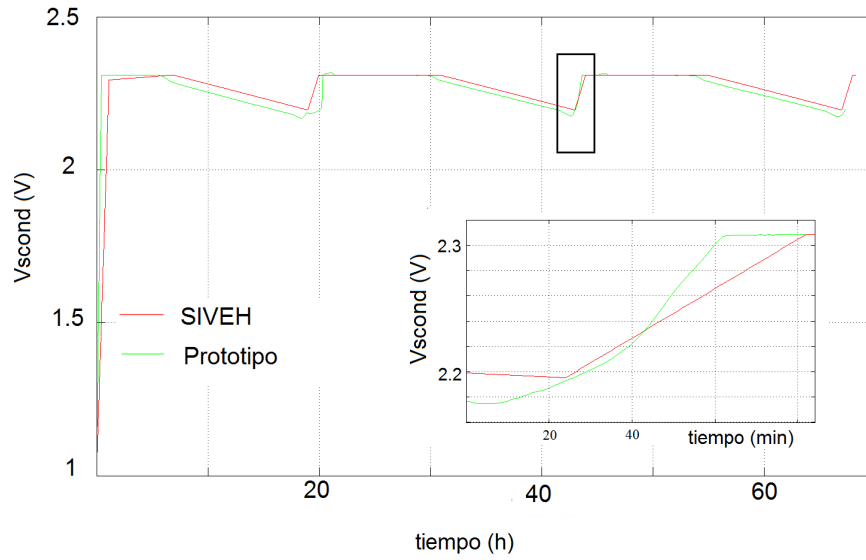
Para el caso del segundo prototipo con el módem acústico ITACA, la prueba se realizó en una linde del río Turia en el término municipal de Riba-Roja del Turia (provincia de Valencia). Este emplazamiento se encuentra a 7.8 km de la estación meteorológica de la AEMet situada en el aeropuerto de Manises (39° 29' 7" N - 0° 28' 28"). Las condiciones solares registradas se muestran en la Figura 9.17a.

El experimento dio comienzo el día 29 de febrero a las 20:00 p.m., finalizando a las 11:00 a.m. del día 4 de marzo de 2012. Las condiciones de funcionamiento del nodo subacuático se resumen en la Tabla 9.4, ajustando el tiempo de recepción a 100 ms. El sistema incluye 2 súper-condensadores de 10F conectados en serie y el voltaje inicial de la agrupación era 2.8 V.

Se vuelve a observar un desplazamiento temporal debido a la resolución de los datos de irradiación solar de la base de datos de AEMet. Fuera de estos intervalos de incertidumbre, el error máximo es de 0.1 V entre la predicción de SIVEH y las medidas en el prototipo.

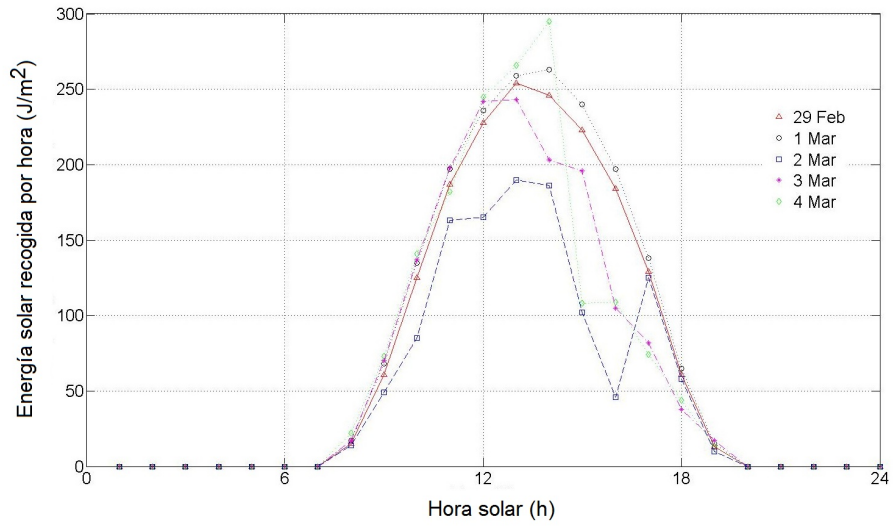


(a) Condiciones solares durante las pruebas de verificación en campo abierto para RIS

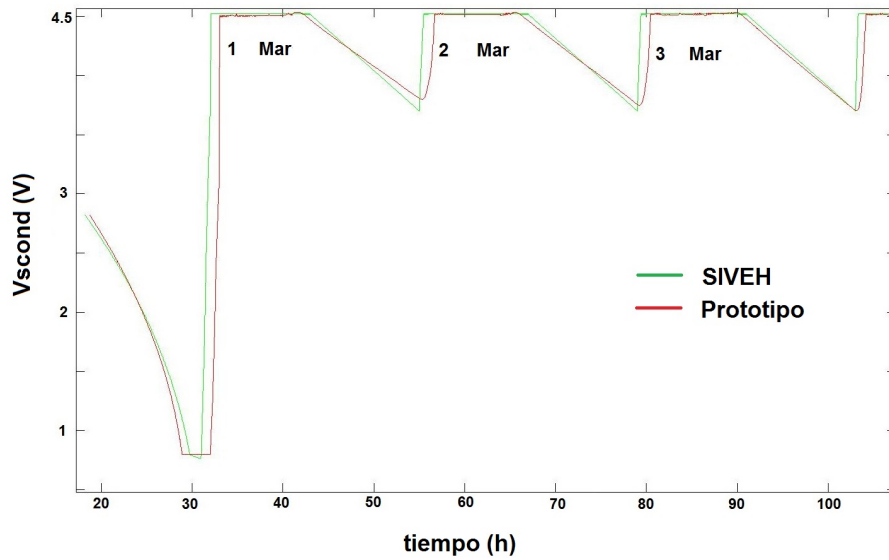


(b) Pruebas de verificación en campo abierto para RIS

**Figura 9.16:** Experimento de validación del modelo SIVEH utilizando el nodo de RIS terrestre



(a) Irradiación solar durante el experimento de validación



(b) Predicción de SIVEH comparada con las medidas en e.  $C=5F \Delta t=1s$

Figura 9.17: Experimento de validación del modelo SIVEH utilizando el módem ITACA

## 9.7 Casos de Estudio

Una vez implementado y validado el modelo, éste se puede utilizar como herramienta de apoyo en la toma de decisiones que conciernen, tanto al funcionamiento de la red, como al diseño físico de los componentes hardware. En esta sección se muestran algunos ejemplos de cierta relevancia.

### 9.7.1 Variación de Parámetros en RIS Terrestres

#### *Variación Estática del Ciclo de Trabajo*

Una vez caracterizados los tiempos de un ciclo de adquisición y transmisión de una medida, véase la Tabla 9.3, es común evaluar cuál es la máxima resolución que se puede obtener con el sistema propuesto. El problema se puede re-formular de la manera siguiente: cuánto es el mínimo tiempo posible entre medidas que garantiza el funcionamiento continuo del sistema.

Para ello se propone el siguiente experimento. Bajo las condiciones de operación del nodo inalámbrico de RF de la Tabla 9.3, se pretende variar la resolución para disponer de datos cada 10, 15 ó 20 veces por minuto. Por simplicidad, se escoge como escenario el día 12 de Mayo de 2011 en Manises a las 8 de la mañana (del que se dispone de los datos de energía solar mostrados en la Figura 9.13). Se asume, asimismo, que la irradiación en los días sucesivos es la misma. Se establece un súper-condensador de 50 Faradios que está totalmente descargado (0V). El resultado se muestra en la Figura 9.18 con 15 ciclos por minuto el sistema funciona de manera continua, no ocurriendo lo mismo para el caso de los 20 ciclos y, en el otro extremo, sobrando mucha energía para el caso de los 10 ciclos por minuto teniendo en cuenta que el umbral mínimo de funcionamiento es 1V.

#### *Dimensionado de la Plataforma*

El problema contrario también tiene una considerable importancia. Ante unas especificaciones de resolución del sistema, supongamos de 1 medida por minuto, se puede optimizar el tamaño del súper-condensador sin comprometer por ello el funcionamiento del nodo. Las condiciones de simulación son iguales a las del caso anterior y el resultado se muestra en la Figura 9.19. Como se puede apreciar, con un condensador de 10F la tensión siempre permanece por encima 1V, mientras que si se intenta utilizar un condensador de 5F, el sistema se queda sin energía durante ciertos intervalos de tiempo.

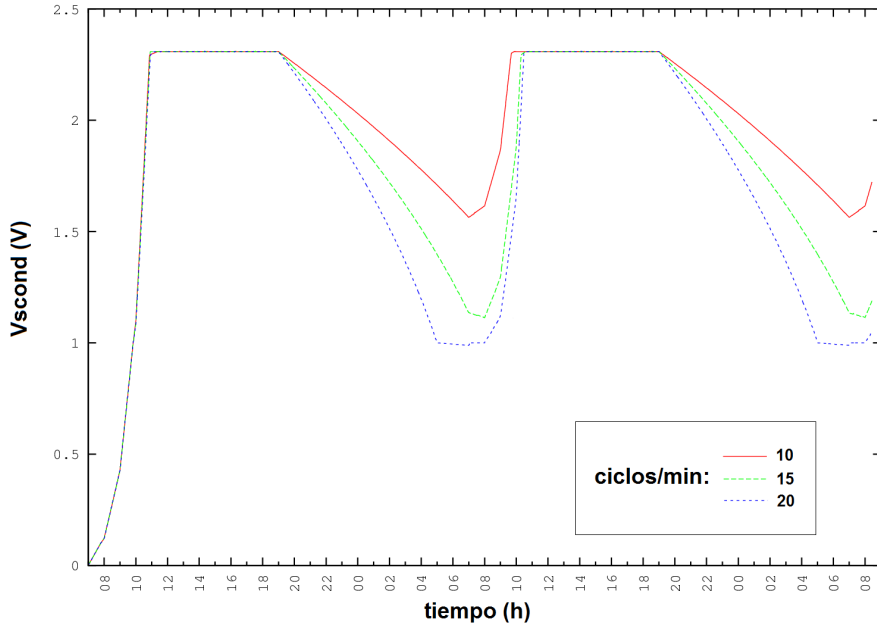
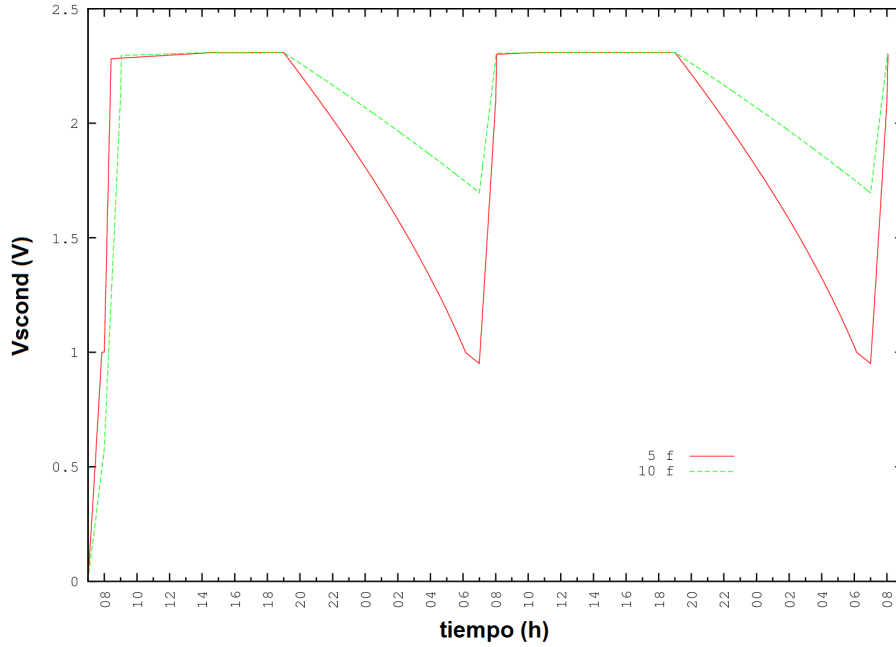


Figura 9.18: Estimaciones utilizando SIVEH de la resolución máxima.  $C=50F$ ,  $\Delta t=1s$

### 9.7.2 Operación con Consumo de Energía Neutro en RAS

Se define la Operación Neutral Energética (ONE) como el uso de la energía recolectada de manera que el sistema pueda operar ininterrumpidamente [Kan+07]. Esta condición debe ser evaluada desde las primeras etapas del diseño. Diseñar en base a esta filosofía exige un trabajo transversal constante: tomando decisiones tanto en los componentes de la capa física, como en las políticas energéticas de la red inalámbrica.

Esta sección muestra un ejemplo de cómo se puede alcanzar la condición de ONE en sistemas con un diagrama de estados simplificado como el que se propone en la Figura 2.8. De una manera elemental, tal y como se describe en la sección 2.4.1, se modela los diferentes comportamientos de un nodo dentro de una red variando el tiempo que permanece en cada uno de los estados:  $T_{espera}$ ,  $T_{RX}$  o  $T_{TX}$ . De acuerdo a esta definición, se puede calcular la corriente media que consume un nodo con la ecuación (9.44). Esta ecuación es típica para el cálculo de la corriente



**Figura 9.19:** Estimaciones utilizando SIVEH del tamaño del condensador necesario ante una resolución fijada de 1 ciclo/minuto,  $\Delta t=1s$

media en sistemas donde no se tienen en cuenta otros consumos más que los de la comunicación del nodo.

$$\bar{I}_{nodo} = \frac{I_{TX}T_{TX} + I_{RX}T_{RX} + I_{espera}T_{espera}}{T_{TX} + T_{RX} + T_{espera}} \quad (9.44)$$

La condición de ONE se basa en la ley de conservación de la energía: “la energía recolectada debe ser igual o superior que la energía consumida” (9.45). La energía sobrante puede ser almacenada.

$$\begin{aligned} E_{recolectada} &\geq E_{consumida} \\ P_{recolectada} &\geq P_{consumida} \end{aligned} \quad (9.45)$$

Para poder aplicar el principio anterior al circuito de recolección más avanzado presentado en la sección 9.4.2, se asume que la tensión del súper-condensador está en el rango de operación en el que los bloques de gestión de energía (bloques A1 y B1 en la Figura 9.10) operan como convertidores DC-DC con capacidad de máxima transferencia de potencia. Es por ello que este estudio se realiza utilizando el

modelo del segundo prototipo presentado en la sección 9.4.2, donde esta condición se expresa como:  $1,8V \leq V_{scond} \leq 3,3V$ .

Bajo estas circunstancias, la potencia recolectada responde a la ecuación (9.46).

$$P_{recolectada} = P_{generada} \cdot ef_{BLOQUEA1} \quad (9.46)$$

El valor de  $P_{consumida}$  depende, fundamentalmente, del consumo del nodo inalámbrico conectado. Asimismo, se debe considerar la eficiencia del bloque B1 de gestión de energía. Este parámetro se define como  $P_{nodo_{ef}}$ . Aunque los resultados anteriores demuestran que la influencia de los demás elementos del sistema (como condensadores, corrientes estáticas y de fugas, etc.) son fundamentales a la hora de realizar una simulación precisa, con el propósito de simplificar el cálculo analítico de la condición de ONE, ésta se calculará despreciando estos efectos. Así, la expresión inicial (9.45), se desarrolla en la ecuación (9.47).

Cabe remarcar que, aunque para el estudio analítico se hayan despreciado una gran cantidad de elementos, la simulación con SIVEH sí que los tiene en cuenta y los resultados obtenidos permitirán un re-ajuste de las estimaciones iniciales.

$$P_{generada} \cdot ef_{BLOQUEA1} \geq \frac{V_{nodo}}{ef_{BLOQUEB1}} \frac{I_{TX}T_{TX} + I_{RX}T_{RX} + I_{espera}T_{espera}}{T_{TX} + T_{RX} + T_{espera}} \quad (9.47)$$

El tiempo entre sucesivos envíos, catalogado como tiempo de espera, se puede calcular a partir de la ecuación (9.47). Este parámetro puede ser ajustado dinámicamente utilizando el sencillo Algoritmo 9.1 para alcanzar la condición de ONE. El algoritmo propone la variación del tiempo de espera, ajustando la energía consumida a la recolectada. De manera adicional, el algoritmo propuesto marca un nivel mínimo de seguridad ( $V_{scap}=4.5$  V) por debajo del cual no se calcula la condición de ONE, además de un tiempo entre medidas máximo y mínimo permitido.

### ***Recolección de la Energía de las Corrientes Marinas***

En un primera prueba del algoritmo de ONE propuesto, se fija una velocidad de corriente fija y se dispone de una configuración como la propuesta en casos anteriores.

La velocidad de la corriente se ha fijado en 1, 2 y 3  $\frac{m}{s}$ , y se han realizado simulaciones de 24 horas de duración. Otros parámetros de relevancia son:  $T_{inact_{min}} = 0s$  y  $T_{inact_{max}} = 120s$ .

Un ejemplo de la evolución de la tensión del súper-condensador se muestra en la Figura 9.20. Ésta corresponde con el caso más desfavorable: 1  $\frac{m}{s}$ . Como se



**Algoritmo 9.1:** Algoritmo básico para el cálculo del tiempo de actividad de un nodo para conseguir una condición de ONE

```

int ENO_algorithm (int Vscond, int Ppanel,
                   int Tinact_max, int Tinact_min)
{
if (Vscond > 4.5V)
    Tinact = (9.47);
else
    Tinact = Tinact/rho;
if (Tinact > Tinact_max)
    Tinact=Tinact_max;
else
    if (Tinact < Tinact_min)
        Tinact=Tinact_min;
return (Tsleep);
}

```

Velocidad ( $\frac{m}{s}$ )	Mensajes	$\bar{T}_{inactivo/ciclo}$	$\bar{T}_{inactivo/ciclo} Min_{Teorico}$
1	1533	56,36	26
2	7799	11,08	5,8
3	18209	4,744	2,18

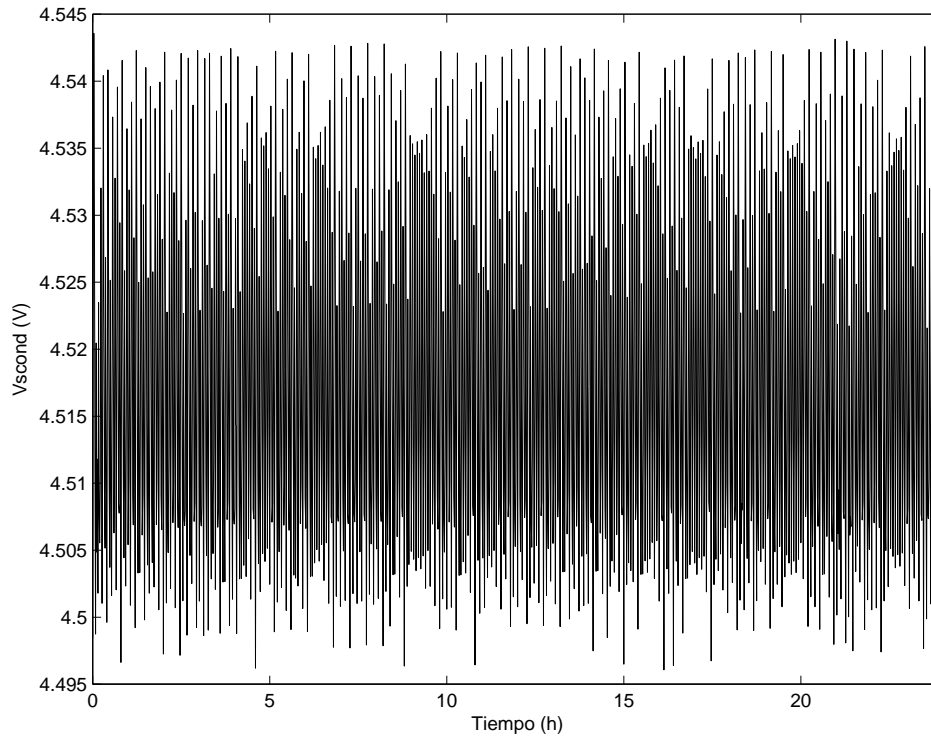
**Tabla 9.5:** Resultados de las simulaciones ejecutando un algoritmo de ONE con condiciones estáticas de corriente marina

puede apreciar, el nivel del súper-condensador se mantiene alrededor de 4,5 V, aprovechando al máximo la energía disponible.

Para evaluar de manera cuantitativa las prestaciones del algoritmo propuesto, se registran la cantidad de ciclos de envío/recepción para los diferentes casos, así como el periodo entre ciclos de envío/recepción. Ambos resultados se recogen en la Tabla 9.5

Como se ha enunciado en la sección 9.3.2, la potencia entregada por el generador es proporcional al cuadrado de la velocidad de la corriente marina. Este resultado se refleja en los resultados de la Tabla 9.5. El número de mensajes enviados aumenta con la misma proporción. El tiempo entre envíos, presenta la misma relación, pero de manera inversa.

Por último, el tiempo de espera por ciclo mínimo teórico calculado a partir de la ecuación de ONE propuesta (9.47) bajo las condiciones de velocidad corriente analizadas se muestra también en la Tabla 9.5 ( $\bar{T}_{inactivo/ciclo} Min_{Teorico}$ ). Como se puede apreciar, con un algoritmo tan sencillo es posible aprovechar hasta un



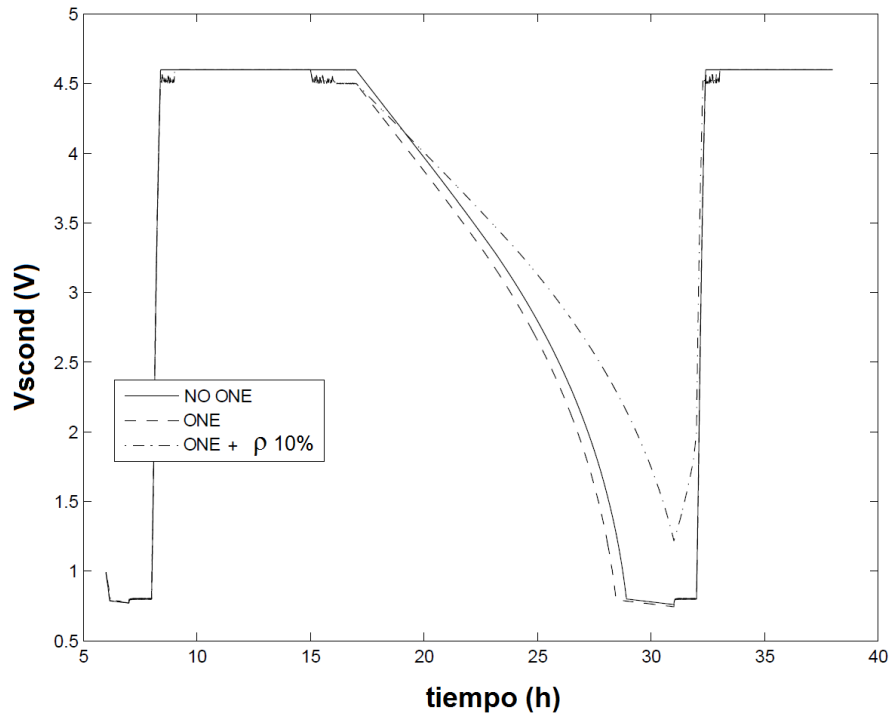
**Figura 9.20:** Análisis de la tensión del súper-condensador para condiciones de corriente estática de  $2 \frac{m}{s}$ , aplicando una política de ONE

50% de la energía máxima disponible. Cabe remarcar que las simulaciones con SIVEH consideran las pérdidas de energía e ineficiencias de los diferentes elementos presentes en el circuito, parámetros no calculados en el desarrollo teórico.

### *Recolección de Energía Solar en el caso de Boyas en Superficie*

En el caso de los paneles solares, se ha decidido implementar una particularización del Algoritmo 9.1 para la adaptación al periodo de noche, cuando no hay disponible energía solar. La condición de tensión del súper-condensador mínima se extiende para contemplar un valor mínimo de irradiancia solar para el cual la condición de máxima transferencia de potencia no se calcula.

Adicionalmente, la flexibilidad de SIVEH permite introducir comportamientos avanzados a la hora de diseñar políticas energéticas. Por ejemplo, en el Algoritmo 9.1, se puede modificar el tiempo de inactividad entre envíos en función de una variable externa. En el ejemplo, cuando la corriente que está proporcionando



**Figura 9.21:** Evolución de la tensión del condensador según la aplicación de diferentes políticas de ONE

el panel en un determinado instante ( $I_{panel}$ ) está por debajo del 20% de su valor máximo, se asume que es de noche y la tasa de envío/recepción máxima disminuye con un factor de  $(1-\rho)$ . La utilidad de esta condición se demuestra en el último caso mostrado:

Los resultados de las simulaciones en la Figura 9.21 muestran el comportamiento de las diferentes adaptaciones propuestas. Las simulaciones se han establecido el día 8 de diciembre de 2012 en Manises. Otros parámetros de relevancia son:  $T_{inact_{min}} = 0$  s y  $T_{inact_{max}} = 40$  s.

Los resultados de la simulación son los siguientes:

- Simulación sin algoritmo de ONE con 1 ciclo envío/recepción cada 40 segundos: 2614 ciclos (1.36 ciclos por minuto). El nodo funciona a partir de la energía de la batería de respaldo durante 3 horas.
- Simulación con algoritmo de ONE: 67942 ciclos (35.3 ciclos por minuto). El nodo opera con energía de la batería de respaldo durante 3.5 horas.

- Simulación con algoritmo de ONE +  $\rho$  10%: 67419 ciclos (35.7 ciclos por minuto con condiciones solares favorables y 35.1 ciclos por minuto por la noche). No es necesario el uso de la batería de respaldo.

## 9.8 Resumen

En este capítulo se presenta una investigación integral en el campo de las redes de sensores perpetuas, es decir, redes de sensores con capacidad de recolección de energía. La investigación consta tanto de la nueva técnica de modelado SIVEH, como diferentes sistemas hardware acoplables tanto a nodos de redes sensores terrestres, como subacuáticas.

El modelo ha sido concebido para dar soporte a cualquier plataforma con capacidad de recolección de energía que se pueda encontrar en la bibliografía. Este modelo es fruto de la proposición de una arquitectura genérica basada en el análisis exhaustivo del estado del arte y de la descomposición del problema en modelos de elementos básicos y genéricos.

Los principios físicos básicos, la descripción matemática fundamental y la acotación del error del modelo SIVEH han sido detalladamente descritos.

El resultado es un modelo de simulación computacionalmente más rápido que la herramienta de referencia SPICE y que los modelos utilizados con anterioridad basados en el cálculo recursivo de la energía. Como ejemplo significativo, SIVEH simula 54678 veces más rápido un circuito con un sistema de gestión de energía conmutado DC-DC y, de media, es un 240% más rápido que la aproximación energética tradicional. Pese a esta mejora de las prestaciones, SIVEH sólo se desvía un 2% del simulador SPICE en el peor de los casos, y de menos del 2% en la verificación funcional experimental.

Se han generado dos prototipos funcionales y se han caracterizado y modelado de manera detallada: uno para la recolección de energía solar, en el caso de las redes de sensores terrestres y de los nodos situados en las boyas en el caso de las redes acústicas subacuáticas; y otro basado en la recolección de la energía de las corrientes marinas para la recarga de los nodos subacuáticos.

Se han conseguido recrear escenarios de simulación en ubicaciones y temporadas reales a partir de la importación de registros de variables ambientales almacenados en bases de datos pública.

La herramienta SIVEH ha demostrado que puede ser de gran utilidad en el diseño transversal de redes inalámbricas con capacidad de recolección de energía. En los casos de uso se muestra cómo, estática o dinámicamente, se puede alcanzar el objetivo de una condición de operación energética neutra, tanto en redes inalámbricas

terrestres, como subacuáticas, objetivo de las redes con sistemas de recolección de energía.



## Capítulo 10

# Conclusiones, Publicaciones y Trabajo Futuro

### 10.1 Conclusiones

Todos los objetivos planteados al comienzo de la misma se han cumplido.

En primer lugar se ha realizado un exhaustivo estudio del estado del arte de las Redes Inalámbricas de Sensores Subacuáticas (RISS). Para ello, se ha justificado la idoneidad del uso de las ondas acústicas, frente a las electro-magnéticas u ópticas, debido principalmente a la absorción de estas últimas en el medio subacuático. Para el análisis comparativo objetivo de los diferentes módem acústicos, se ha definido el concepto de Potencia Normalizada que evalúa la eficiencia de las soluciones frente a las restricciones de las RAS: escaso ancho de banda y energía limitada.

Para acelerar el proceso de desarrollo de soluciones basadas en tecnología acústica submarina se ha desarrollado la metodología de trabajo IUmote. Este entorno integra tanto herramientas de simulación (algoritmos, circuitos electrónicos, canal acústico, etc.), como una plataforma hardware específica, basada en una arquitectura de módem óptima, para la experimentación en escenarios reales, así como una metodología de diseño y evaluación de nuevas propuestas. Las claves son un desarrollo segmentado que desliga los diferentes bloques entre sí, facilitando su mejora, intercambio y rápida evaluación.

Para abordar la problemática del consumo energético, se ha logrado un Sistema de Activación Remota Asíncrono (SARA) que, añadido a un módem de una RAS, permite a los nodos reaccionar frente a una señal determinada sin apenas consumo.

A partir de los resultados presentados, se puede afirmar que con este sistema se pueden diseñar soluciones con un comportamiento muy cercano al óptimo teórico.

Por otra parte, la conexión del hardware adicional del SARA propuesto a un módem acústico supone un problema nada trivial, al que se plantea una solución en el capítulo 6. Para ello se define una arquitectura genérica basada en un transmisor y dos receptores independientes conectados a un único transductor electro-acústico. Esta arquitectura tiene asociada una metodología de diseño que también se detalla en el mismo capítulo.

Tras sentar las bases necesarias en los capítulos 4, 5 y 6 y utilizando la metodología en ellos expuesta, en el capítulo 7 se aborda el diseño del módem ITACA. El resultado es el módem con mayor eficiencia energética, en términos del factor potencia normalizada definido en esta tesis, de las soluciones presentadas hasta el momento. Se han alcanzado comunicaciones de 1 kpbs a 240 metros, con un consumo de 11  $\mu$ W en espera, 24 mW en recepción y 120 mW en transmisión.

Dada la problemática de la comunicación acústica en aguas someras con vehículos móviles, se ha diseñado para el módem ITACA un algoritmo de ecualización de los efectos multi-camino y Doppler. La propuesta reduce hasta en un 29 % los errores que se producen debido a estos efectos. El exitoso resultado final se debe, en su mayoría, a la metodología empleada, junto con una filosofía de diseño transversal de todas sus capas.

Por último, en el capítulo 9 se evalúa cómo un nodo de una RIS y, en concreto, el módem ITACA presentado, se puede alimentar de manera perpetua con un sistema de recolección de energía, a partir de fuentes renovables. Para ello se ha propuesto un nuevo modelo de simulación para este tipo de sistemas, SIVEH, inspirado en la precisión de los modelos I-V y que aumenta la velocidad de simulación un 200 % de media frente a los modelos anteriormente propuestos. Gracias a SIVEH, se pueden tomar decisiones en los primeros pasos del diseño tanto en el dimensionamiento del sistema, como en políticas energéticas aplicadas a los protocolos de comunicación, de tal manera que se alcance una condición de Operación Neutra Energéticamente.

Los hitos y resultados mas sobresalientes de la presente Tesis se enumeran a continuación:

- Se ha diseñado un módem acústico de ultra-bajo consumo y mayor eficiencia de los existentes hasta la fecha.
- El coste del módem se ha tenido en cuenta a lo largo del diseño del mismo. Para ello se ha utilizado un único transductor piezo-eléctrico inicialmente orientado a la medición de la distancia al fondo, se ha utilizado un núcleo con un microcontrolador 8051 de prestaciones reducidas y el tamaño se ha reducido a 6 x 3 cm.



- Este módem se ha orientado a la comunicación en aguas someras gracias a la incorporación de un algoritmo sencillo y efectivo para la corrección de la propagación multi-camino y el efecto Doppler. Asimismo, este algoritmo es también capaz de soportar el movimiento relativo de los módems en caso de que se utilicen nodos móviles en la red.
- Utilizando este módem se puede llegar a alargar la vida de las baterías hasta varios años, en función del ciclo de trabajo de la red. Además, debido al reducido consumo, se ha demostrado que es posible alargar la vida de un nodo de manera indefinida si la combinación del dimensionamiento del nodo y la política energética es la adecuada.
- Para ayudar en la toma de esta decisión y la evaluación con herramientas de simulación se dispone del modelo SIVEH, que incluye un modelo del sistema de recolección de energía y del módem desarrollados.
- Por último, gracias a IUmote, no sólo es posible desarrollar nuevos sistemas de comunicaciones y la mejora de los diferentes módulos del módem, sino que también es posible predecir las prestaciones de un nodo antes de su despliegue. Además, incorporando trazas reales procedentes de experimentos en escenarios reales, es posible mejorar la calidad de estas estimaciones en futuros diseños.

## 10.2 Publicaciones Asociadas al Trabajo de la Tesis

### *Revistas indexadas JCR*

- Sanchez, A., Blanc, S., Yuste, P., Perles, A., & Serrano, J. J. (2012). An Ultra-Low Power and Flexible Acoustic Modem Design to Develop Energy-Efficient Underwater Sensor Networks. *Sensors*, 12(6), 6837–6856. doi: 10.3390/s120606837.
- Sanchez, A., Blanc, S., Climent, S., Yuste, P., & Ors, R. (2013). SIVEH: Numerical Computing Simulation of Wireless Energy-Harvesting Sensor Nodes. *Sensors*, 13(9), 11750–71. doi: 10.3390/s130911750.
- Climent, S., Sanchez, A., Blanc, S., Capella, J. V., & Ors, R. (2013). Wireless sensor network with energy harvesting: modeling and simulation based on a practical architecture using real radiation levels. *Concurrency and Computation: Practice and Experience*. doi: 10.1002/cpe.3151
- Climent, S., Sanchez, A., Capella, J. V., Meratnia, N., & Serrano, J. J. (2013). Underwater Acoustic Wireless Sensor Networks: Advances and Future Trends in Physical, MAC and Routing Layers. *Sensors*. *Aceptado*.

- Sanchez, A., Perles, A., Yuste, P., Capella, J. V., & Serrano, J. J. (2012). IUmote: A framework for the efficient modelling, evaluation and deployment of algorithms and hardware for underwater communications. Elsevier Mathematical and Computer Modelling. *En revisión*.

#### *Otras Revistas Internacionales*

- Sanchez, A., Blanc, S., Yuste, P., Piqueras, I., & Serrano, J. J. (2012). Advanced Acoustic Wake-up System for Underwater Sensor Networks. *Communications in Information Science and Management Engineering*, 2(2), 1–10. Retrieved from <http://www.jcisme.org/paperinfo.aspx?paperID=430>

#### *Contribuciones a Congresos Internacionales*

- Sanchez, A., Aguilar, J., Blanc, S., & Serrano, J. J. (2011). RFID-based wake-up system for wireless sensor networks. In *Proceedings of SPIE* (Vol. 8067, pp. 806708–806708–12). doi: 10.1117/12.887039
- Sanchez, A., Blanc, S., Yuste, P., & Serrano, J. J. (2011a). A low cost and high efficient acoustic modem for underwater sensor networks. In *OCEANS 2011 IEEE - Spain* (pp. 1–10). Santander: IEEE. doi: 10.1109/Oceans-Spain.2011.6003428
- Sanchez, A., Blanc, S., Yuste, P., & Serrano, J. J. (2011b). RFID Based Acoustic Wake-Up System for Underwater Sensor Networks. In *2011 IEEE Eighth International Conference on Mobile Ad-Hoc and Sensor Systems* (pp. 873–878). IEEE. doi: 10.1109/MASS.2011.103
- Sanchez, A., Climent, S., Blanc, S., Capella, J. V., & Piqueras, I. (2011). WSN with energy-harvesting: modeling and simulation based on a practical architecture using real radiation levels. In *Proceedings of the 6th ACM workshop on Performance monitoring and measurement of heterogeneous wireless and wired networks - PM2HW2N '11* (pp. 17–24). New York, New York, USA: ACM Press. doi: 10.1145/2069087.2069091
- Sanchez, A., Climent, S., Yuste, P., Perles-Ivars, A., & Serrano, J. J. (2012). Low complexity multipath and Doppler-shift correction algorithm for reliable underwater Coherent-FSK acoustic modems. In *Proceedings of the Seventh ACM International Conference on Underwater Networks and Systems - WUWNet '12* (p. 1). New York, New York, USA: ACM Press. doi: 10.1145/2398936.2398963
- Sanchez, Antonio, Blanc, S., Yuste, P., Piqueras, I., & Serrano, J. J. (2011). A low-power wake-up system for underwater wireless sensor modems. In *Proceedings of the Sixth ACM International Workshop on Underwater Networks - WUWNet '11* (pp. 18:1–18:2). Seattle, Washington, USA: ACM Press. doi: 10.1145/2076569.2076589

- Sanchez, A., Boo, Y., Blanc, S., & Serrano, J. J. (2012). it-RFID: an Ultra-Low Power Active RFID system with flexible Radio Triggered Wake-Up System. In Proceedings of the 2012 International Conference on Wireless Networks. Las Vegas, Nevada: CSREA Press.
- Sanchez, A., Climent, S., Blanc, S., Yuste, P., & Serrano, J. J. (2012). Optimal multi-receiver UWSN modem with AT-WU. In Proceedings of the Seventh ACM International Conference on Underwater Networks and Systems - WUWNet '12 (p. Article No. 42 ). New York, New York, USA: ACM Press. doi: 10.1145/2398936.2398987
- Climent, S., Sanchez, A., Capella, J. V., Blanc, S., & Serrano, J. J. (2012). Modelling and Simulation of Underwater Low-Power Wake-Up Systems. In S-CUBE 2012.
- Climent, S., Sanchez, A., Capella, J. V., & Serrano, J. J. (2012a). Study of MAC Protocols for a Real Underwater Sensor Network Application. In The 2012 International Conference on Wireless Networks. Retrieved from <http://world-comp.org/p2012/ICW7712.pdf>
- Climent, S., Sanchez, A., Capella, J. V., & Serrano, J. J. (2012b). Simulating MAC protocols under real underwater sensor networks assumptions. In Proceedings of the Seventh ACM International Conference on Underwater Networks and Systems (pp. 34:1–34:2). New York, New York, USA: ACM Press. doi: 10.1145/2398936.2398979

### 10.3 Trabajo Futuro

El trabajo de esta tesis se encuadra dentro de una investigación todavía en marcha y con un proyecto de investigación todavía vigente con unos objetivos marcados. Los resultados no marcan un punto final, sino el inicio de una serie de líneas que se pueden explorar en el campo de las redes subacuáticas terrestres, siendo las más relevantes las que se listan a continuación:

- Aumento de la distancia del enlace. La eficiencia del módem ITACA ha llamado la atención a empresas nacionales como internacionales del sector, que han mostrado su inquietud para conseguir que la distancia sea de 500 o hasta 1000 metros. Utilizando la metodología y la configuración optimizada presentadas, se deberá abordar este problema en un futuro casi inmediato.
- Diseño de algoritmos de corrección de errores optimizados. A la hora de proponer un algoritmo de corrección se deberán tener en cuenta las singularidades tanto el canal acústico subacuático, como del módem presentado.

Un estudio en detalle es necesario para optimizar de manera global las prestaciones del módem. Se puede incluso proponer un diseño transversal de esta y otras capas, como la de ecualización, para este objetivo.

- Experimentación con modulaciones más complejas. Técnicas como el espectro expandido, las modulaciones multi-nivel, los módems con múltiples transmisores y receptores, etc. se están utilizando para conseguir otras prestaciones diferentes al consumo energético. Por ejemplo, aplicaciones que requieren de una alta velocidad de transmisión, o comunicaciones continuas de manera simultánea, plantean unas restricciones diferentes a las planteadas en el trabajo de esta tesis. Es por ello que, una vez sentadas las bases para futuros trabajos, sería necesario explorar diferentes alternativas de modulación, que sacien las distintas necesidades.
- Desarrollo de aplicaciones. Aunque el desarrollo de una RAS es un reto en sí, la red no es más que una herramienta para obtener información (o interactuar) de manera sencilla y precisa. El verdadero trabajo consiste en desarrollar aplicaciones, basadas en esta tecnología, que aporten datos útiles en otros campos de investigación. Para ello se deberán estudiar tanto las magnitudes a registrar, como la resolución tanto de la medida, como espacial y temporal para desplegar una red que cumpla con dichas especificaciones.
- Implementación de un sistema de localización y de navegación asistida. Como caso concreto de la línea futura de trabajo anterior, y como hito de la investigación del proyecto ANDREA en el que el instituto ITACA está en la actualidad inmerso, las redes acústicas de sensores deben participar en la localización de un vehículo no tripulado. Éste es un posible tema en investigación en el grupo.

## Apéndice A

# Listado de Transductores Comerciales y sus Características

En el capítulo 7, concretamente en la sección 7.1.1, se describe en detalle el procedimiento de caracterización de un transductor piezoeléctrico, así como los parámetros que lo caracterizan.

En este anexo se realiza un análisis comparativo de transductores de diferentes marcas para disponer de una magnitud del estado del arte de estos dispositivos.

### A.1 Descripción de Parámetros

Los parámetros bajo comparativa son los siguientes:

1. *Sensibilidad en transmisión* ( $S_{TX}$ ). Se define como la relación entre la presión sonora medida a un metro del transductor, en función del voltaje aplicado al transductor. La unidad de referencia es  $\frac{\mu Pa}{V}$  @ 1 m.
2. *Sensibilidad en recepción* ( $S_{RX}$ ). Mide la relación entre el voltaje medido en el transductor en función de la presión sonora medida a un metro del mismo. La unidad de referencia es  $\frac{V}{\mu Pa}$  @ 1 m.
3. Frecuencia central ( $f_c$ ).
4. Ancho de Banda (en inglés Band-Width o BW). Se define como el rango de frecuencias en las que los valores de sensibilidad anteriores son sólo 3 dB inferiores a los valores nominales especificados.

5. Geometría del Haz. Los transductores, de manera general, no emiten la energía de manera uniforme en todas las direcciones del espacio (haz esférico), por lo que se puede trazar un haz que represente la distribución de dicha energía en las diferentes direcciones. Las geometrías más comunes son las siguientes:
  - *Esférico*. La distribución de la energía es regular para todas las direcciones del espacio.
  - *Semi-esférico*. La distribución de la energía es regular únicamente para el semi-espacio positivo, no existiendo prácticamente energía en la parte posterior del transductor.
  - *Cónico*. La energía se concentra en una dirección del espacio.
  - *Toroidal*. Es un caso particular del cónico, en el que la energía se concentra tanto hacia adelante, como hacia atrás.
6. Ancho del Haz. Se define como el ángulo medido entre las direcciones en las cuales la distribución de la energía es sólo 3 dB inferior a la dirección del máximo. Este parámetro da una estimación de la concentración espacial de la energía.

## A.2 Comparativa de Transductores Comerciales

Los transductores analizados corresponden a las principales compañías fabricantes de dispositivos de tecnología marina: Reson [Res] (Tabla A.1), CTG [Che] (Tabla A.2), ITC [ITC] (Tabla A.3) y Airmar [Air] (Tablas A.4 y A.5).

Modelo	$f_c$ (kHz)	BW (kHz)	$S_{TX}$ (dB)	$S_{RX}$ (dB)	Haz	Ancho Haz (°)
TC1026	36	4,00	137	-193	Esférico	35
TC1037	10,5	9,00	148	-168	Cónico	80
TC2003	200	20,00	180	-180	Cónico	3
TC2024	200	20,00	173	-187	Cónico	9,5
TC2111	200	20,00	163	-190	Cónico	18
TC2122	33	4,00	168	-177	Cónico	22
TC2122	200	10,00	174	-187	Cónico	9,5
TC2178	33	4,00	168	-177	Cónico	22
TC2178	200	10,00	174	-187	Cónico	9,5

**Tabla A.1:** Transductores piezo-eléctricos de la marca RESON [Res]

<b>Modelo</b>	$f_c$ (kHz)	<b>BW</b> (kHz)	$S_{TX}$ (dB)	$S_{RX}$ (dB)	<b>Haz</b>	<b>Ancho Haz (°)</b>
DualSense 012	13	6,00	148	-181	Esférico	Esférico
DualSense 030	35	30,00	149	-191	Esférico	Esférico
DualSense 060H	65	30,00	149	-196	Esférico	270
DualSense 060S-BH	60	20,00	150	-194	Esférico	270
DualSense 080	65	50,00	152	-197	Esférico	270
DualSense 115	102,5	35,00	150	-204	Esférico	270
SonoFlex 850	1,3	1,40	131	-152	Esférico	Esférico
SonoFlex 850-HP	1,3	1,40	131	-152	Esférico	Esférico
SonoFlex 1350	1,375	1,25	134	-157	Esférico	Esférico
SonoFlex 1600	1,75	1,00	132,5	-157	Esférico	Esférico
SonoFlex 2200	3,9	4,20	131	-165	Esférico	Esférico
Sono Tube 008/D12	11,5	11,00	139	-170	Esférico	270
Sono Tube 008/D12-UW	11,5	11,00	139	-170	Esférico	270
Sono Tube 008/D12-DT	11,5	11,00	139	-170	Esférico	270
Sono Tube 008/D13	11,5	9,00	135	-175	Esférico	270
Sono Tube 008/D13-UW	11,5	9,00	135	-175	Esférico	270
Sono Tube 008/D13-DT	11,5	9,00	135	-175	Esférico	270
BroadBand 012	12,5	5,00	159	-191	Esférico	Esférico
BroadBand 030	28	24,00	147	-181	Esférico	270
BroadBand 065	77,5	45,00	147	-193	Esférico	Esférico
BroadBand 150	155	90,00	148	-203	Esférico	270
BroadBand 026/D55	13	6,00	152	-190	Esférico	270
BroadBand 026/D55	65	30,00	152	-190	Esférico	270

**Tabla A.2:** Transductores piezo-eléctricos de la marca CTG [Che]

<b>Modelo</b>	$f_c$ (kHz)	<b>BW</b> (kHz)	$S_{TX}$ (dB)	$S_{RX}$ (dB)	<b>Haz</b>	<b>Ancho Haz (°)</b>
1001	12,5	25,00	149	-191	Esférico	Esférico
1007	10	20,00	149	-188	Esférico	Esférico
1032	25	50,00	149	-194	Esférico	Esférico
1042	50	100,00	148	-200	Esférico	Esférico
1089D	150	300,00	148	-216	Esférico	Esférico
3013	11	6,00	130	-185	Semi-esférico	260
3148	12	8,00	128	-180	Semi-esférico	260
3167	11,5	9,00	155	-190	Semi-esférico	260
3001	19	10,00	157	-170	Cónico	25
3003D	124	34,00	155	-195	Cónico	10
5008	13	2,00	163	-160	Cónico	30
4001A	1,8	0,80	135	-170	Esférico	330
5202A	115,5	3,00	170	-180	Cónico	2,3
2010	2	2,00	127	-170	Toroidal	70
2015	2,25	1,50	142	-170	Toroidal	70
2044	11	6,00	131	-185	Toroidal	69
2062	0,9	1,00	135	-170	Toroidal	60

**Tabla A.3:** Transductores piezo-eléctricos de la marca ITC [ITC]



Modelo	$f_c$ (kHz)	BW (kHz)	$S_{TX}$ (dB)	$S_{RX}$ (dB)	Haz	Ancho Haz (°)
P319/B117	50	1,79	154	-179	Cónico	45
P319/B117	200	6,67	164	-185	Cónico	12
B45	50	1,79	155	-174	Cónico	45
B45	200	6,45	164	-184	Cónico	12
B60/SS60	50	1,79	155	-174	Cónico	45
B60/SS60	200	6,45	164	-184	Cónico	12
B164/SS164	50	7,14	158	-177	Multi-haz	22x20
B164/SS164	200	11,76	168	-189	Multi-haz	6x6
B258	50	5,56	161	-174	Multi-haz	15x21
B258	200	10,53	173	-183	Multi-haz	3x5
B260/SS260	50	6,25	162	-173	Multi-haz	19
B260/SS260	200	25,00	175	-183	Cónico	6
B2565LH	53,5	23,00	167	-180	Multi-haz	25
B2565LH	170	80,00	166	-186	Cónico	8
B744V/B744VL	50	1,79	155	-174	Cónico	45
B744V/B744VL	200	6,45	375	-184	Cónico	12
CM270W	50	12,50	161	-175	Multi-haz	25
CM270W	200	28,57	165	-194	Cónico	25
CM260	50	6,25	162	-173	Multi-haz	19
CM260	200	25,00	175	-183	Cónico	6
M260	50	6,25	162	-173	Multi-haz	19
M260	200	25,00	175	-183	Cónico	6
P23	200	7,69	159	-188	Cónico	13
P23	200	20,00	156	-186	Cónico	14
P23	235	10,22	159	-192	Cónico	14
P32	200	7,69	159	-188	Cónico	13
P32	200	20,00	156	-186	Cónico	14
P32	235	10,22	159	-192	Cónico	14
P48W	200	33,33	153	-192	Cónico	38x12
P58	50	2,08	153	-164	Cónico	45
P58	200	6,67	173	-182	Cónico	11
P66	50	2,08	153	-164	Cónico	45
P66	200	6,67	173	-182	Cónico	11
P74	50	2,38	151	-179	Cónico	45
P74	200	5,56	164	-185	Cónico	11

Tabla A.4: Transductores piezo-eléctricos de la marca AIRMAR [Air] (1/2)

<b>Modelo</b>	$f_c$ (kHz)	<b>BW</b> (kHz)	$S_{TX}$ (dB)	$S_{RX}$ (dB)	<b>Haz</b>	<b>Ancho Haz (°)</b>
P79	50	1,79	155	-174	Cónico	45
P79	200	6,45	164	-184	Cónico	12
R99	50	16,67	167	-174	Multi-haz	8x17
R99	200	100,00	177	-182	Cónico	5
R199	50	1,79	167	-174	Multi-haz	8x17
R199	200	6,45	177	-182	Cónico	5
R209	46,5	27,00	171	-177	Multi-haz	9x15 - 6x11
R209	170	80,00	172	-184	Cónico	7-5
R299	50	1,79	171	-177	Multi-haz	9x15 - 6x11
R299	200	6,45	172	-184	Cónico	7-5
R309	35	20,00	169	-167	Multi-haz	11x17 - 7x13
R309	170	80,00	172	-184	Cónico	7 - 5
R399	35	20,00	169	-167	Multi-haz	11x17 - 7x13
R399	170	80,00	172	-184	Cónico	7 - 5
SS270W	50	12,50	161	-175	Multi-haz	25
SS270W	200	28,57	165	-194	Cónico	25
TM258	50	5,56	161	-174	Multi-haz	19
TM258	200	13,33	173	-183	Multi-haz	15x21
TM260	50	6,25	162	-173	Multi-haz	3x5
TM260	200	25,00	175	-183	Cónico	6
TM270W	50	12,50	161	-175	Multi-haz	25
TM270W	200	13,33	167	-194	Cónico	25

**Tabla A.5:** Transductores piezo-eléctricos de la marca AIRMAR [Air] (2/2)

## Apéndice B

# Adaptación del SARA a las Redes Inalámbricas de Radio-Frecuencia

De manera análoga al sistema descrito en la sección 5.3, se propone un diagrama de bloques general para la adaptación del SARA para RIS terrestres basadas en radio-frecuencia. Como se puede observar en la Figura B.1, se ha acoplado un receptor específico de señales de activación remotas a un nodo inalámbrico.

En concreto, para las pruebas realizadas durante este estudio se ha utilizado el circuito diseñado por la compañía Wireless Sensor Networks Valencia (WSNVAL) [WSN]. Este nodo está basado en el chip de Texas Instruments CC1110: una solución que integra en un mismo chip tanto un transceptor de radio en la banda sub-gigahercio, como un microcontrolador basado en la arquitectura 8051. El módulo seleccionado dispone de todos los pines de dicho integrado en un conector en el borde de la placa, facilitándose su montaje. De manera predeterminada, este nodo opera con una modulación por desplazamiento en frecuencia (FSK), pudiendo trabajar en las bandas libres ISM de 433, 868 y 900 MHz, aunque este nodo concretamente está optimizado para la banda de 868 MHz. Además, se dispone acceso total para la programación del nodo y su interfaz inalámbrica.

### B.1 Detector de Señales de Activación Remota de RF

Como se ha citado anteriormente, la familia de chips AS393X operan en un rango de frecuencias inferior a 150 kHz. Sin embargo la frecuencia de operación de las redes de sensores inalámbricas es de varios cientos o miles de megahercios. Teniendo en cuenta esta problemática, y que el consumo obtenido gracias al sistema propuesto ( $8.7 \mu\text{W}$ ) es incluso inferior a los sistemas de radio-frecuencia existen-

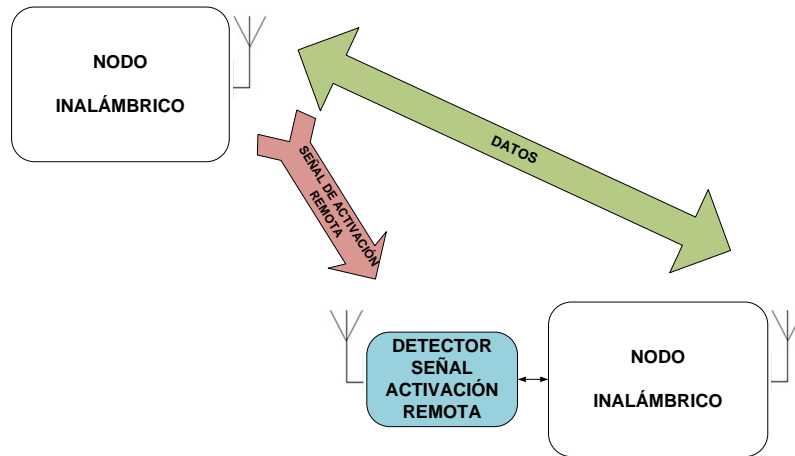
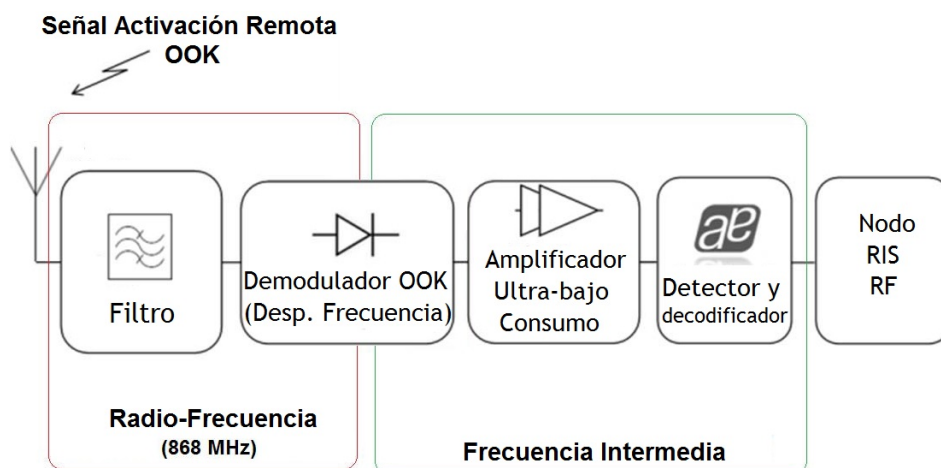


Figura B.1: Arquitectura global del SARA de radio-frecuencia

tes presentados en la Tabla 5.1, sería deseable acondicionar la señal recibida para mantener las prestaciones del receptor presentado en el SARA acústico en las redes de radio-frecuencia.

El diagrama de bloques del receptor propuesto se muestra en la Figura B.2. Este sistema se basa en una estructura super-heterodina, arquitectura que ya ha demostrado ser efectiva para este tipo de sistemas [PGR09]. En un receptor super-heterodino la señal recibida se desplaza a una frecuencia menor, denominada Frecuencia Intermedia (FI), donde puede ser procesada de manera eficiente, para después ser trasladada a la banda base para su decodificación. Con esta solución se consigue un balance entre la complejidad del procesado de la señal a alta frecuencia, que usualmente requiere una alta complejidad, y el ruido que se introduce en un sistema con diferentes etapas conectadas en cascada.

Los primeros trabajos se basaron en una FI fija de 125 kHz [San+11b]. Sin embargo, estudios en este campo como [PGR09], sugieren que las prestaciones del sistema final mejora si el sistema es capaz de trabajar con una FI flexible e incierta. En concreto, utilizando esta técnica, los autores incrementan un 50 % la sensibilidad del detector original [PGR07], reduciendo el consumo hasta en un 20 % [PGR09]. Las conclusiones de este trabajo fomentaron el re-diseño para soportar esta posible desviación de la FI [San+12].



**Figura B.2:** Diagrama de bloques del receptor de la señal de activación remota de RF propuesto

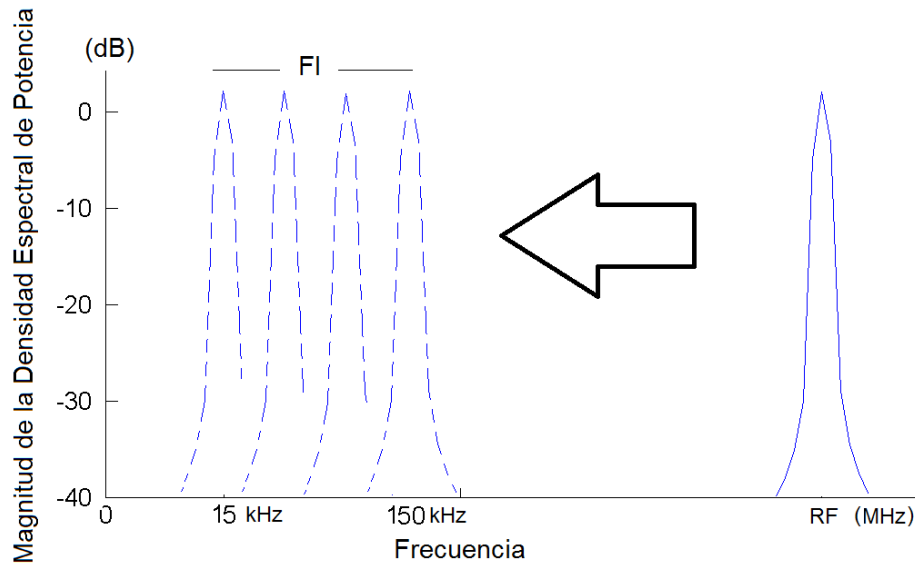
Este concepto se muestra en la Figura B.3, donde como se puede observar, la FI puede variar dentro de un determinado rango. Consecuentemente, el decodificador debe ser capaz de detectar las señales de activación con esta incertidumbre.

Los bloques incluidos en el receptor presentados en la Figura B.1 se detallan a continuación:

### B.1.1 Filtro SAW

Para evitar posibles interferencias procedentes de otros sistemas de comunicación que operen en bandas cercanas a 868 MHz, como teléfonos DECT o la banda GSM de telefonía móvil, se realiza un primer filtrado en la banda de RF. En caso de no filtrar la señal, una gran cantidad de ruido podría introducirse en la cadena de decodificación, disminuyendo drásticamente las prestaciones del sistema, haciendo imposible la detección correcta de la señal de activación remota [VKL09].

En trabajos anteriores se han utilizados los filtros denominados SAW, con excelentes resultados [VKL09]. Los filtros SAW son unos dispositivos pasivos electro-mecánicos, usados ampliamente en aplicaciones de radio-frecuencia por debajo de 3 GHz. Su estrecha banda de paso, así como las bajas pérdidas de inserción los convierten en una solución atractiva ya que no disipan potencia alguna.



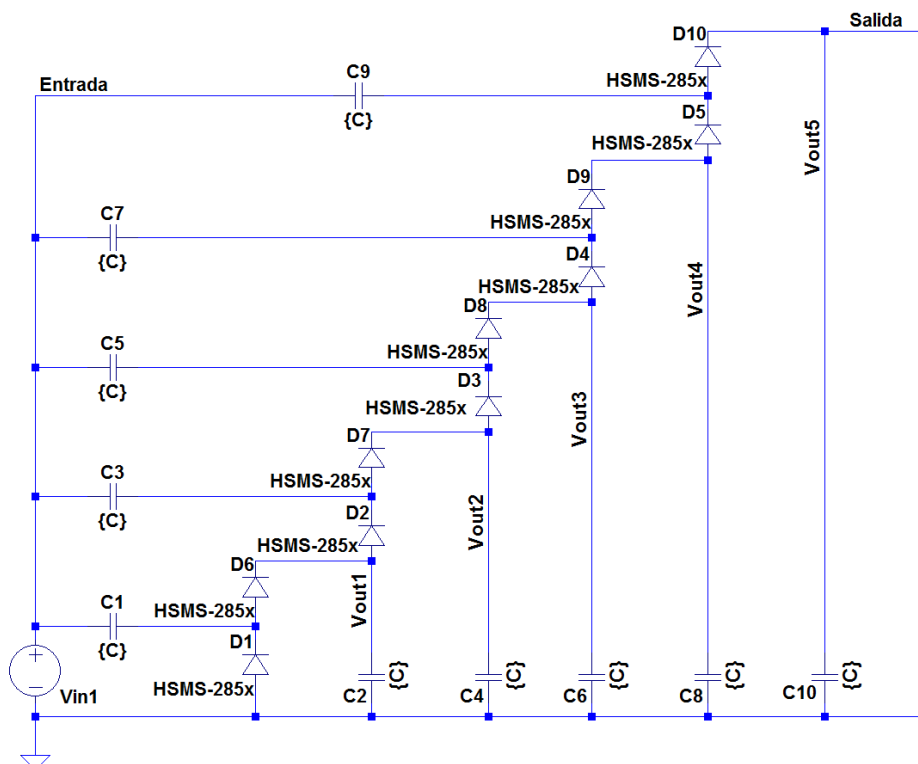
**Figura B.3:** Espectro de la conversión desde RF (868 MHz) hasta una frecuencia intermedia flexible (15-150 kHz)

### B.1.2 Demodulador de Frecuencia Intermedia

Como se ha presentado, en un receptor súper-heterodino la señal recibida se traslada a una FI. Para realizar este desplazamiento, alcanzando un compromiso entre sensibilidad y consumo de potencia, se propone el uso de una bomba de carga [GS05] [APM09] como mezclador. Este tipo de estructura combina la detección de la envolvente de la señal (un demodulador ASK) con cierta ganancia de tensión.

Para utilizar la bomba de carga como mezclador, la señal de radio-frecuencia utilizada por los nodos de la red de sensores debe ser modulada en amplitud con una moduladora de frecuencia igual a la FI, siendo la portadora de 868 MHz correspondiente a la frecuencia de funcionamiento del nodo.

La Figura B.4 muestra el esquemático de una bomba de carga de cinco etapas como la utilizada en el sistema final propuesto.

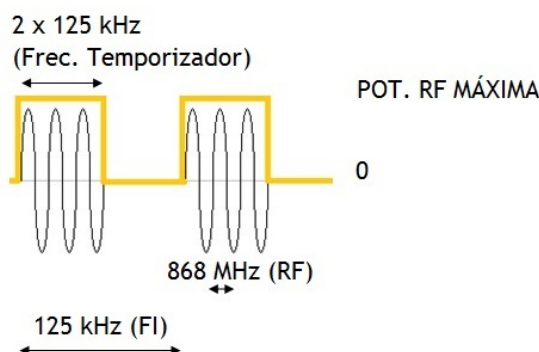


**Figura B.4:** Demodulador OOK basado en una bomba de carga de dickson de cinco etapas

### B.1.3 Amplificador de Bajo Consumo

Para incrementar la sensibilidad del receptor, es posible añadir un amplificador previo a la decodificación. Una de las características fundamentales en el diseño de los amplificadores es el producto de la Ganancia y el Ancho de Banda (Gain-Bandwidth-Product o GBP). De manera general, cuanto mayor es este producto, mayor es el consumo energético del amplificador. Es por ello que se debe diseñar con especial cuidado esta etapa para conseguir una relación óptima entre sensibilidad del receptor y consumo.

Los esfuerzos iniciales se centraron en el uso de modernos Amplificadores Operacionales (AO) de ultra-bajo consumo. Un ejemplo de este tipo de Amplificadores es el AO MIC863 de Micrel: 350 kHz GBP, ganancia de hasta 9 dB en 125 kHz, 4.2  $\mu\text{A}$  de consumo. Sin embargo, la escasa sensibilidad de este tipo de amplificadores los convierte en inservibles para su uso en este tipo de aplicaciones.



**Figura B.5:** Ejemplo de una señal OOK con portadora de 868 MHz y moduladora de 125 kHz

Sin embargo, la última versión del integrado AS3933, incluye un amplificador interno de bajo ruido y de 3 dB de ganancia que puede ser activado opcionalmente. Al activarlo, la sensibilidad del decodificador aumenta de 100 a  $80 \mu V_{rms}$ , disipando 300 nW adicionales.

#### B.1.4 Decodificador de la Señal

Al igual que el SARA para redes inalámbricas subacuáticas, el núcleo es el chip AS3933 de Austria Microsystems. Las prestaciones son las mismas que las presentadas en el caso subacuático y se ha comprobado el funcionamiento dentro de la arquitectura propuesta para el receptor en la Figura B.2.

Por último, remarcar que el receptor es capaz de soportar la incertidumbre en la Frecuencia Intermedia dentro de las cinco bandas de funcionamiento diferentes disponibles. Esta funcionalidad permite una mejora en el alcance de un 33 % con respecto al primer sistema propuesto [San+12].

## B.2 Transmisor del SARA de RF

De acuerdo con lo propuesto en la sección B.1.2, es necesario modular la señal portadora de radio-frecuencia del nodo de la RIS con una señal moduladora de una frecuencia igual a la FI deseada. Hay que remarcar que se dispone de cierta flexibilidad en la elección de la FI debido a la innovadora estructura de receptor propuesta.

Aunque el nodo de comunicaciones opera en FSK, se puede implementar una modulación OOK variando adecuadamente la potencia de salida del transmisor en



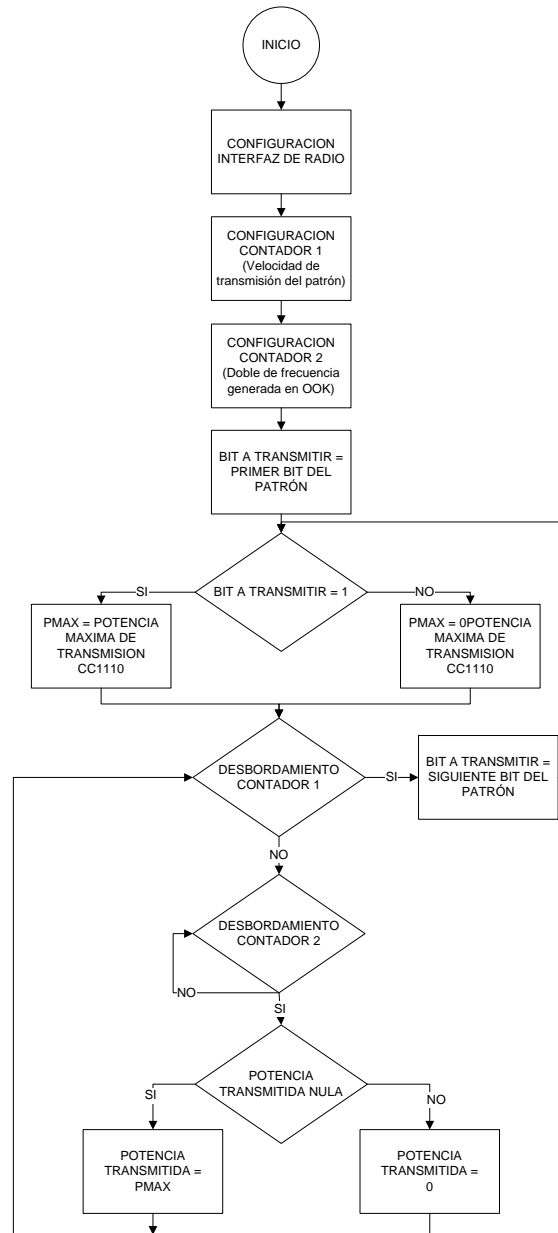
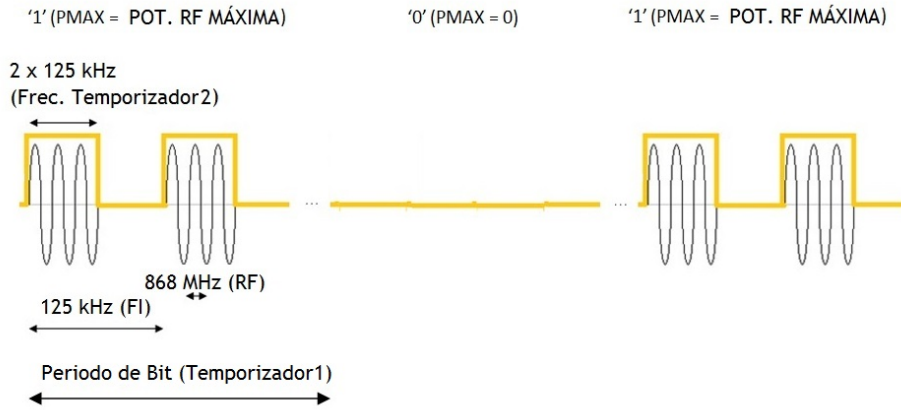


Figura B.6: Algoritmo de generaci3n de una se1al con un patr3n binario en OOK en Radio-Frecuencia



**Figura B.7:** Ejemplo de señal generada para los símbolos binarios '1' y '0' en OOK para el SARA de RF

función de la señal moduladora [VKL09]. El algoritmo que se debe ejecutar en el módulo de comunicaciones para generar una señal de 868 MHz (frecuencia de funcionamiento de la RIS), modulada OOK con una moduladora de 125 kHz, consiste en variar la potencia de salida, de acuerdo con un temporizador programado al doble de la frecuencia de la señal moduladora, entre el máximo y cero, y viceversa. El resultado se muestra en la Figura B.5.

Esta idea básica se puede extender para generar patrones binarios tal y como se muestra en la Figura B.6. El principio consiste en programar un segundo temporizador con un tiempo igual al del periodo de bit deseado, y variar la potencia de salida máxima posible en función de si el bit a transmitir es un '1' ó un '0'. El resultado, para los bits '1' y '0', se muestra en la Figura B.7.

La simplicidad de los algoritmos propuestos permite su implementación en cualquier plataforma basada en microcontrolador con una interfaz de radio de potencia programable y con dos temporizadores. Además, tanto la frecuencia intermedia, como el periodo de bit de los patrones se pueden ajustar con sólo variar la configuración de los temporizadores.

# Bibliografía

- [AAS12] Niaz Ahmed, Waqas Abbas, and Affan A Syed. “A Low-cost and Flexible Underwater Platform to Promote Experiments in UWSN Research.” In: *Proceedings of the Seventh ACM International Conference on Underwater Networks - WUWNet '12*. Los Angeles, California, 2012. ISBN: 9781450317733 (cit. on p. 58).
- [Abd+11] A.E. Abdelkareem et al. “Time Varying Doppler-Shift Compensation for OFDM-Based Shallow Underwater Acoustic Communication Systems.” In: *2011 IEEE Eighth International Conference on Mobile Ad-Hoc and Sensor Systems*. IEEE, Oct. 2011, pp. 885–891. ISBN: 978-1-4577-1345-3. DOI: 10.1109/MASS.2011.105 (cit. on pp. 51, 125).
- [ACM] ACM. *The Interantional Confernce on Underwater Networks and Systems (WUWNet)* (cit. on p. 3).
- [AEM] AEMET. “Agencia Estatal de Meteorología. Gobierno de España.” In: () (cit. on pp. 150, 166).
- [AG08] C. Alippi and C. Galperti. “An Adaptive System for Optimal Solar Energy Harvesting in Wireless Sensor Network Nodes.” In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 55.6 (July 2008), pp. 1742–1750. ISSN: 1549-8328. DOI: 10.1109/TCSI.2008.922023 (cit. on pp. 138, 140).
- [AGS99] D. S. Alberts, J. J. Garska, and F. P. Stein. *Network Centric Warfare: Developing and Leveraging Information Superiority*. 1999 (cit. on p. 12).
- [Air] Airmar. *Airmar Technology Corporation » The Leader in Ultrasonic Transducers and Sensing Technology* (cit. on pp. 190, 193, 194).

- 
- [Ali+11] C. Alippi et al. “A Robust, Adaptive, Solar-Powered WSN Framework for Aquatic Environmental Monitoring.” In: *IEEE Sensors Journal* 11.1 (Jan. 2011), pp. 45–55. ISSN: 1530-437X. DOI: 10.1109/JSEN.2010.2051539 (cit. on p. 138).
- [AMC07] Ian Akyildiz, Tommaso Melodia, and Kaushik Chowdury. “Wireless multimedia sensor networks: A survey.” In: *IEEE Wireless Communications* 14.6 (Dec. 2007), pp. 32–39. ISSN: 1536-1284. DOI: 10.1109/WMC.2007.4407225 (cit. on pp. 96, 140).
- [AOS08] M. Aydinlik, A. T. Ozdemir, and M. Stajanovic. “A physical layer implementation on reconfigurable underwater acoustic modem.” In: *OCEANS 2008*. Quebec City: IEEE, 2008, pp. 1–4. ISBN: 978-1-4244-2619-5. DOI: 10.1109/OCEANS.2008.5152044 (cit. on pp. 48, 51).
- [Ape87] John R. Apel. *Principles of Ocean Physics*. Academic Press, 1987, p. 634. ISBN: 0080570747 (cit. on p. 15).
- [APM05] Ian F. Akyildiz, Dario Pompili, and Tommaso Melodia. “Underwater acoustic sensor networks: research challenges.” In: *Ad Hoc Networks* 3.3 (May 2005), pp. 257–279. ISSN: 15708705. DOI: 10.1016/j.adhoc.2005.01.004 (cit. on pp. 4, 13, 14, 27, 49).
- [APM09] J. Ansari, D. Pankin, and P. Mähönen. “Radio-triggered Wake-ups with Addressing Capabilities for Extremely Low Power Sensor Network Applications.” In: *International Journal of Wireless Information Networks* 16.3 (July 2009), pp. 118–130. ISSN: 1068-9605. DOI: 10.1007/s10776-009-0100-6 (cit. on pp. 72, 198).
- [Aqu] Aquatec Group. *AQUAmodem 500 Overview* (cit. on pp. 17, 30).
- [Ars03] Helgi Arst. *Optical Properties and Remote Sensing of Multicomponental Water Bodies*. Springer, 2003, p. 231. ISBN: 354000629X (cit. on p. 15).
- [ASS04] A. I. Al-Shamaa, A. Shaw, and S. Saman. “Propagation of electromagnetic waves at MHz frequencies through seawater.” In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 52.11 (2004), pp. 2843–2849. DOI: 10.1109/TAP.2004.834449 (cit. on p. 14).
- [Ausa] Austria MicroSystems. *AS3930 - Single Channel Low Frequency Wakeup Receiver* (cit. on p. 75).

- [Ausb] Austria Microsystems. *AS3933 – 3D Low Frequency Wakeup Receiver* (cit. on pp. 75, 79).
- [Bas+13a] Stefano Basagni et al., eds. *Mobile Ad Hoc Networking*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., Feb. 2013. ISBN: 9781118511305. DOI: 10.1002/9781118511305 (cit. on pp. 14, 23, 27).
- [Bas+13b] Stefano Basagni et al., eds. *Mobile Ad Hoc Networking*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., Feb. 2013. ISBN: 9781118511305. DOI: 10.1002/9781118511305 (cit. on p. 26).
- [Ben] Benthos Inc. *Acoustic Modems* (cit. on p. 30).
- [Ben+06] B. Benson et al. “Design of a low-cost acoustic modem for moored oceanographic applications.” In: *Proceedings of the 1st ACM international workshop on Underwater networks - WUWNet '06*. New York, New York, USA: ACM Press, Sept. 2006, pp. 71–78. ISBN: 1595934847. DOI: 10.1145/1161039.1161054 (cit. on pp. 45, 47, 86, 101).
- [Ben+10] B. Benson et al. “Design of a low-cost, underwater acoustic modem for short-range sensor networks.” In: *OCEANS'10 IEEE SYDNEY*. IEEE, May 2010, pp. 1–9. ISBN: 978-1-4244-5221-7. DOI: 10.1109/OCEANSSYD.2010.5603816 (cit. on pp. 38, 45, 48, 50, 99, 100, 102, 125).
- [Ben10] B. Benson. “Design of a Low-cost Underwater Acoustic Modem for Short-Range Sensor Networking Applications.” PhD thesis. University of California, San Diego, 2010 (cit. on pp. 13, 25, 36, 41, 51, 87, 88).
- [Bin+00] L. Bin et al. “An Underwater Acoustic Digital Communication Link.” In: *Mechatronics and Machine Vision, (J Billingsley (Ed)), Research Studies Press, UK* (2000), pp. 275–282 (cit. on pp. 49, 101).
- [BL82] L. Berkhovskikh and Y. Lysanov. *Fundamentals of Ocean Acoustics*. Third. Berlin, Germany: Springer, 1982 (cit. on pp. 19, 57, 59).
- [BS] M. Britton and L. Sacks. *The SECOAS Project—Development of a Self-Organising, Wireless Sensor Network for Environmental Monitoring* (cit. on p. 4).
- [Bus99] Business Week. “21 ideas for the 21st century.” In: Aug. 30 (1999), pp. 78–167 (cit. on p. 3).

- 
- [CF06] Matteo Cesana and Luigi Fratta, eds. *Wireless Systems and Network Architectures in Next Generation Internet*. Vol. 3883. Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2006. ISBN: 978-3-540-34025-6. DOI: 10.1007/11750673 (cit. on pp. 96, 140).
- [Cha05] M. Chancey. “Short Range Underwater Optical Communication Links.” Masters Thesis. North Carolina State University, 2005 (cit. on pp. 16, 20).
- [Che] Chelsea. *Chelsea Technologies Group (CTG) - Sensor Technology* (cit. on pp. 190, 191).
- [Chi+08] Mandar Chitre et al. *Recent advances in underwater acoustic communications & networking*. 2008. DOI: 10.1109/OCEANS.2008.5152045 (cit. on pp. 12, 13).
- [Cir87] Mehmet A Cirit. “Estimating dynamic power consumption of CMOS circuits.” In: *IEEE International Conference on Computer-Aided Design*. 1987, pp. 534–537 (cit. on p. 70).
- [CK03] Chee-Yee Chong Chee-Yee Chong and S P Kumar. *Sensor networks: evolution, opportunities, and challenges*. 2003. DOI: 10.1109/JPROC.2003.814918 (cit. on p. 12).
- [Cli+13] Salvador Climent et al. “Underwater Acoustic Wireless Sensor Networks: Advances and Future Trends.” In: *Sensors (Basel, Switzerland)* In Press (2013) (cit. on p. 27).
- [Cui+12] Jun-hong Cui et al. “Ocean-TUNE : A Community Ocean Test bed for Underwater Wireless Networks.” In: *Proceedings of the Seventh ACM International Conference on Underwater Networks - WUWNet '12*. Los Angeles, California, 2012. ISBN: 9781450317733 (cit. on p. 58).
- [Dep78] Pittsburgh Dept. Comput. Sci., Carnegie Mellon Uni. “Proceedings of the Distributed Sensor NetsWorkshop.” In: Pittsburgh, PA, 1978 (cit. on p. 12).
- [Des] Desert Star Systems. *Manufacturer of electronics animal tags* (cit. on p. 30).
- [DM09] M. S. Durante and S. Mahlke. “An Ultra Low Power Wakeup Receiver for Wireless Sensor Nodes.” In: *2009 Third International Con-*

- ference on Sensor Technologies and Applications*. IEEE, June 2009, pp. 167–170. ISBN: 978-0-7695-3669-9. DOI: 10.1109/SENSORCOMM.2009.34 (cit. on p. 72).
- [DSP] DSPComm. *AquaComm: Underwater wireless modem* (cit. on p. 30).
- [EEC] EECS Department of the University of California at Berkley. *SPICE* (cit. on pp. 61, 139, 140).
- [Evo] Evologics. *Underwater Acoustic Modem* (cit. on p. 30).
- [Fai+06] N Fair et al. *Optical Modem Technology for Seafloor Observatories*. 2006. DOI: 10.1109/OCEANS.2006.306806 (cit. on p. 16).
- [FAS] FAS. *Federation of American Scientists* (cit. on pp. 18, 19).
- [Fis77] F. H. Fisher. “Sound absorption in sea water.” en. In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 62.3 (Sept. 1977), p. 558. ISSN: 00014966. DOI: 10.1121/1.381574 (cit. on p. 20).
- [Fou+09] Tony Fountain et al. “Digital Moorea cyberinfrastructure for coral reef monitoring.” In: *2009 International Conference on Intelligent Sensors Sensor Networks and Information Processing ISSNIP (2009)*, pp. 243–248. DOI: 10.1109/ISSNIP.2009.5416773 (cit. on p. 4).
- [Fre+05] L. Freitag et al. “The WHOI Micro-Modem: An Acoustic Communications and Navigation System for Multiple Platforms.” In: *Proceedings of OCEANS 2005 MTS/IEEE*. Washington, DC: IEEE, 2005, pp. 1086–1092. ISBN: 0-933957-34-3. DOI: 10.1109/OCEANS.2005.1639901 (cit. on pp. 25, 45, 48, 49, 51, 86, 118).
- [GCZ09] Federico Guerra, Paolo Casari, and Michele Zorzi. “World ocean simulation system (WOSS).” In: *Proceedings of the Fourth ACM International Workshop on UnderWater Networks - WUWNet '09*. New York, New York, USA: ACM Press, Nov. 2009, pp. 1–8. ISBN: 9781605588216. DOI: 10.1145/1654130.1654134 (cit. on p. 59).
- [GS05] L. Gu and J. A. Stankovic. “Radio-Triggered Wake-Up for Wireless Sensor Networks.” In: *Real-Time Systems* 29.2-3 (Mar. 2005), pp. 157–182. ISSN: 0922-6443. DOI: 10.1007/s11241-005-6883-z (cit. on p. 198).

- [He+09] Chengbing He et al. “Reliable Mobile Underwater Wireless Communication Using Wideband Chirp Signal.” In: *2009 WRI International Conference on Communications and Mobile Computing*. IEEE, Jan. 2009, pp. 146–150. ISBN: 978-0-7695-3501-2. DOI: 10.1109/CMC.2009.25 (cit. on p. 130).
- [Hér] Maurice Héral. *SPICOSA* (cit. on p. 4).
- [HSZ06] Albert F. Harris, Milica Stojanovic, and Michele Zorzi. “When underwater acoustic nodes should sleep with one eye open.” In: *Proceedings of the 1st ACM international workshop on Underwater networks - WUWNet '06*. New York, New York, USA: ACM Press, Sept. 2006, p. 105. ISBN: 1595934847. DOI: 10.1145/1161039.1161061 (cit. on pp. 31, 71).
- [HSZ09] Albert F. Harris III, Milica Stojanovic, and Michele Zorzi. “Idle-time energy savings through wake-up modes in underwater acoustic networks.” In: *Ad Hoc Networks* 7.4 (2009), pp. 770–777 (cit. on pp. 28, 31, 71, 118).
- [HSZ12] John Heidemann, Milica Stojanovic, and Michele Zorzi. “Underwater sensor networks: applications, advances and challenges.” In: *Philosophical transactions. Series A, Mathematical, physical, and engineering sciences* 370.1958 (Jan. 2012), pp. 158–75. ISSN: 1364-503X. DOI: 10.1098/rsta.2011.0214 (cit. on p. 23).
- [Hum] Hummimbird. *Fishfinder, Depth Finder, GPS Chartplotters, Side Imaging Sonar Technology and Marine Fish Finders*. (Cit. on p. 97).
- [HZ07] Albert F. Harris III and Michele Zorzi. “Modeling the underwater acoustic channel in ns2.” In: *Proceedings of the 2nd international conference on Performance evaluation methodologies and tools. ValueTools '07*. ICST: ICST (Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering), 2007, 18:1–18:8 (cit. on pp. 118, 119).
- [IEE] IEEE - Oceanic Engineering Society. *OCEANS Conference Website* (cit. on p. 3).
- [IHN06] Y. Ito, S. Haruyama, and M. Nakagawa. “Short-Range Underwater Wireless Communication Using Visible Light LEDs.” In: *IEICE*. 2006 (cit. on p. 15).



- [Ilt+05] R.A. Iltis et al. “An Underwater Acoustic Telemetry Modem for Eco-Sensing.” In: *Proceedings of OCEANS 2005 MTS/IEEE*. Washington, DC: IEEE, 2005, pp. 1844–1850. ISBN: 0-933957-34-3. DOI: 10.1109/OCEANS.2005.1640026 (cit. on pp. 26, 41, 48, 51).
- [int] Maxim integrated. *Analog, linear, and mixed-signal devices from Maxim* (cit. on p. 161).
- [ITC] ITC. *ITC Home Page* (cit. on pp. 190, 192).
- [Jer68] Nils Gunnar Jerlov. *Optical Oceanography*. Elsevier, 1968, p. 199. ISBN: 0080870414 (cit. on pp. 15, 16).
- [JLB06] R. Jurdak, C. V. Lopes, and P. Baldi. “Software Acoustic Modems for Short Range Mote-based Underwater Sensor Networks.” In: *OCEANS 2006 - Asia Pacific*. Singapore: IEEE, May 2006, pp. 1–7. ISBN: 978-1-4244-0137-6. DOI: 10.1109/OCEANSAP.2006.4393864 (cit. on pp. 25, 41, 48, 51).
- [JPC05] X. Jiang, J. Polastre, and D. Culler. “Perpetual environmentally powered sensor networks.” In: *IPSN 2005. Fourth International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, 2005*. IEEE, 2005, pp. 463–468. ISBN: 0-7803-9201-9. DOI: 10.1109/IPSN.2005.1440974 (cit. on pp. 138, 143, 160).
- [Jur06] Raja Jurdak. *Wireless Ad Hoc and Sensor Networks - A Cross-Layer Design Perspective*. Springer, 2006 (cit. on pp. 96, 140).
- [Kan+07] A. Kansal et al. “Power management in energy harvesting sensor networks.” In: *ACM Transactions on Embedded Computing Systems* 6.4 (Sept. 2007), p. 32. ISSN: 15399087. DOI: 10.1145/1274858.1274870 (cit. on pp. 139, 140, 174).
- [Ker69] Milton Kerker. *The scattering of light, and other electromagnetic radiation*. 1969 (cit. on p. 15).
- [KKM12] Hovannes Kulhandjian, Li-chung Kuo, and Tommaso Melodia. “Extended Abstract : Development of a Reconfigurable Underwater Acoustic Networking Testbed.” In: *Proceedings of the Seventh ACM International Conference on Underwater Networks - WUWNet '12*. Vol. 1. Xlc. Los Angeles, California, 2012, pp. 3–4. ISBN: 9781450317733 (cit. on p. 58).

- [Kon] Kongsberg. *Home Web Page* (cit. on p. 14).
- [Li+07] Baosheng Li et al. “MIMO-OFDM Over An Underwater Acoustic Channel.” In: *Oceans 2007*. IEEE, 2007, pp. 1–6. DOI: 10.1109/OCEANS.2007.4449296 (cit. on p. 27).
- [Lin] LinkQuest Ink. *Underwater acoustic modems* (cit. on p. 30).
- [Lin12] Linear Technology. *Home Page*. 2012 (cit. on pp. 148, 160).
- [LM12] Jesús Llor and Manuel P. Malumbres. “Underwater Wireless Sensor Networks: How Do Acoustic Propagation Models Impact the Performance of Higher-Level Protocols?” en. In: *Sensors* 12.2 (Jan. 2012), pp. 1312–1335. ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s120201312 (cit. on pp. 57–59).
- [LNL08] Kung-Yen Lee, J.-H. Niu, and G.-W. Lin. “A simplified analog control circuit of a maximum power point tracker.” In: *2008 33rd IEEE Photovoltaic Specialists Conference*. IEEE, May 2008, pp. 1–3. ISBN: 978-1-4244-1640-0. DOI: 10.1109/PVSC.2008.4922515 (cit. on p. 139).
- [LPG10] Oscar Lopez-Lapena, Maria Teresa Penella, and Manel Gasulla. “A New MPPT Method for Low-Power Solar Energy Harvesting.” In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.9 (Sept. 2010), pp. 3129–3138. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2009.2037653 (cit. on p. 139).
- [LRW04] E.-Y.A. Lin, J.M. Rabaey, and A. Wolisz. “Power-efficient rendez-vous schemes for dense wireless sensor networks.” In: *2004 IEEE International Conference on Communications (IEEE Cat. No.04CH37577)*. IEEE, 2004, 3769–3776 Vol.7. ISBN: 0-7803-8533-0. DOI: 10.1109/ICC.2004.1313259 (cit. on p. 85).
- [Luc+04] J. Lucas et al. “Underwater communications using electromagnetic waves.” In: *Proceedings of European Conference on Marine Science and Ocean Technology (EMCOMMS)*. 2004 (cit. on p. 14).
- [Mac81] Kenneth V. Mackenzie. “Nine-term equation for sound speed in the oceans.” en. In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 70.3 (Sept. 1981), p. 807. ISSN: 00014966. DOI: 10.1121/1.386920 (cit. on p. 17).

- [Mad+06] Ritesh Madan et al. “Cross-Layer Design for Lifetime Maximization in Interference-Limited Wireless Sensor Networks.” In: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 5.10 (Nov. 2006), pp. 3142–3152. ISSN: 1536-1276. DOI: 10.1109/TWC.2006.04770 (cit. on pp. 96, 140).
- [Mas+07] Sean Mason et al. “A Broadband Underwater Acoustic Modem Implementation Using Coherent OFDM.” In: *Interface*. Vol. 2. 2007 (cit. on p. 45).
- [Mat] MathWorks. *MATLAB - The Language Of Technical Computing* (cit. on p. 78).
- [Mer+08] G.V. Merrett et al. “An Empirical Energy Model for Supercapacitor Powered Wireless Sensor Nodes.” In: *2008 Proceedings of 17th International Conference on Computer Communications and Networks*. IEEE, Aug. 2008, pp. 1–6. ISBN: 978-1-4244-2389-7. DOI: 10.1109/ICCCN.2008.ECP.34 (cit. on pp. 28, 29, 139).
- [Moo65] Gordon Moore. “Cramming more components onto integrated circuits.” In: *Electronics Magazine* (1965) (cit. on p. 1).
- [Moo67] Richard K Moore. *Radio communication in the sea*. 1967. DOI: 10.1109/MSPEC.1967.5217169 (cit. on p. 13).
- [Nam+09] Jung-il Namgung et al. “Adaptive MAC Protocol and Acoustic Modem for Underwater Sensor Networks.” In: *Proceedings of ACM International Workshop on Underwater Networks*. 2009 (cit. on pp. 25, 41, 51).
- [NC94] C. E. Nishimura and M. Conlon. “IUSS dual use: Monitoring whales and earthquakes using SOSUS.” In: *Mar. Technol. Soc. J.* 27.4 (1994), pp. 13–21 (cit. on p. 12).
- [Niy+07] D. Niyato et al. “Wireless sensor networks with energy harvesting technologies: a game-theoretic approach to optimal energy management.” In: *IEEE Wireless Communications* 14.4 (Aug. 2007), pp. 90–96. ISSN: 1536-1284. DOI: 10.1109/MWC.2007.4300988 (cit. on p. 140).
- [Ns3] Ns-3. *ns-3* (cit. on pp. 61, 163).
- [Omn] Omni Instruments. *Specialist in data logger and instrumentation products in UK and Europe* (cit. on p. 17).

- 
- [OPN] Inc. OPNET Technologies. *OPNET* (cit. on p. 61).
- [Otn+12] Roald Otnes et al. *Underwater Acoustic Networking Techniques*. 1st ed. Springer, 2012. ISBN: 3642252230 (cit. on p. 26).
- [Pan12] LTD Panasonic Electronic Devices CO. *Technical Guide of Electric Double Layer Capacitors*. Tech. rep. 2012 (cit. on p. 141).
- [PAN13] PANGAEA. *Data Publisher for Earth & Environmental Science*. 2013 (cit. on p. 150).
- [PB87] Michael B. Porter and Homer P. Bucker. “Gaussian beam tracing for computing ocean acoustic fields.” en. In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 82.4 (Oct. 1987), pp. 1349–1359. ISSN: 00014966. DOI: 10.1121/1.395269 (cit. on pp. 57, 61, 65).
- [PC06] C. Park and P.H. Chou. “AmbiMax: Autonomous Energy Harvesting Platform for Multi-Supply Wireless Sensor Nodes.” In: *2006 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks*. Reston, VA: IEEE, 2006, pp. 168–177. ISBN: 1-4244-0626-9. DOI: 10.1109/SAHCN.2006.288421 (cit. on p. 138).
- [PEC] S. Pandya, J. Engel, and J. Chen. “CORAL: Miniature Acoustic Communication Subsystem Architecture for Underwater Wireless Sensor Networks.” English. In: *IEEE Sensors, 2005*. IEEE, pp. 163–166. ISBN: 0-7803-9056-3. DOI: 10.1109/ICSENS.2005.1597661 (cit. on p. 103).
- [Per] Angel Perles. *CheapDAQ Project* (cit. on p. 65).
- [PGR07] N. Pletcher, S. Gambini, and J. Rabaey. “A 65 uW, 1.9 GHz RF to digital baseband wakeup receiver for wireless sensor nodes.” In: *2007 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*. IEEE, Sept. 2007, pp. 539–542. ISBN: 978-1-4244-0786-6. DOI: 10.1109/CICC.2007.4405789 (cit. on pp. 72, 196).
- [PGR09] N.M. Pletcher, S. Gambini, and J. Rabaey. “A 52 uW Wake-Up Receiver With -72 dBm Sensitivity Using an Uncertain-IF Architecture.” In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 44.1 (Jan. 2009), pp. 269–280. ISSN: 0018-9200. DOI: 10.1109/JSSC.2008.2007438 (cit. on pp. 72, 196).
- [Poz04] David Pozar. *Microwave Engineering*. 3rd Revise. John Wiley & Sons, 2004, p. 720. ISBN: 978-0471448785 (cit. on pp. 87, 88).

- [PPD08] G. S. Parsons, S. Peng, and A. G. Dean. “An ultrasonic communication system for biotelemetry in extremely shallow waters.” In: *Proceedings of the third ACM international workshop on Wireless network testbeds, experimental evaluation and characterization - WuW-NeT '08*. New York, New York, USA: ACM Press, Sept. 2008, pp. 99–102. ISBN: 9781605581859. DOI: 10.1145/1410107.1410127 (cit. on pp. 25, 41, 45, 48, 86, 87).
- [Rag+05] Vijay Raghunathan et al. “Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems.” In: *IPSN '05 Proceedings of the 4th international symposium on Information processing in sensor networks*. Los Angeles, California: IEEE Press, Apr. 2005, p. 64. ISBN: 0-7803-9202-7 (cit. on p. 138).
- [Raj+08] Sutharshan Rajasegarar et al. “Sensor Network Implementation Challenges in The Great Barrier Reef Marine Environment.” In: *Network (2008)*, pp. 1–9 (cit. on p. 4).
- [Res] Teledyne Reson. *Teledyne Reson* (cit. on p. 190).
- [Rho07] M. Rhodes. “Electromagnetic Propagation in Sea Water and its value in Military Systems.” In: *Second Annual Conference of Systems Engineering for Autonomous Systems*. 2007 (cit. on p. 13).
- [RJT09] Christian Renner, Jürgen Jessen, and Volker Turau. “Lifetime Prediction for Supercapacitor-powered Wireless Sensor Nodes.” 2009 (cit. on pp. 139, 142).
- [Roy+07] Subhadeep Roy et al. “High-Rate Communication for Underwater Acoustic Channels Using Multiple Transmitters and Space–Time Coding: Receiver Structures and Experimental Results.” In: *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 32.3 (July 2007), pp. 663–688. ISSN: 0364-9059. DOI: 10.1109/JOE.2007.899275 (cit. on p. 27).
- [RS11] Raziel Riemer and Amir Shapiro. “Biomechanical energy harvesting from human motion: theory, state of the art, design guidelines, and future directions.” In: *Journal of neuroengineering and rehabilitation* 8.1 (Jan. 2011), p. 22. ISSN: 1743-0003. DOI: 10.1186/1743-0003-8-22 (cit. on p. 138).
- [San+11a] A. Sanchez et al. “A low cost and high efficient acoustic modem for underwater sensor networks.” In: *OCEANS 2011 IEEE - Spain*. San-

- tander: IEEE, June 2011, pp. 1–10. ISBN: 978-1-4577-0086-6. DOI: 10.1109/Oceans-Spain.2011.6003428 (cit. on p. 51).
- [San+11b] A. Sanchez et al. “RFID Based Acoustic Wake-Up System for Underwater Sensor Networks.” In: *2011 IEEE Eighth International Conference on Mobile Ad-Hoc and Sensor Systems*. IEEE, Oct. 2011, pp. 873–878. ISBN: 978-1-4577-1345-3. DOI: 10.1109/MASS.2011.103 (cit. on pp. 28, 196).
- [San+12] Antonio Sanchez et al. “it-RFID: an Ultra-Low Power Active RFID system with flexible Radio Triggered Wake-Up System.” In: *Proceedings of the 2012 International Conference on Wireless Networks*. Las Vegas, Nevada: CSREA Press, 2012 (cit. on pp. 196, 200).
- [SC06] Farhan Simjee and Pai H. Chou. “Everlast: Long-life, Supercapacitor-operated Wireless Sensor Node.” In: *ISLPED’06 Proceedings of the 2006 International Symposium on Low Power Electronics and Design*. IEEE, Oct. 2006, pp. 197–202. ISBN: 1-59593-462-6. DOI: 10.1109/LPE.2006.4271835 (cit. on p. 138).
- [Sch+02] C. Schurgers et al. “Topology management for sensor networks.” In: *Proceedings of the 3rd ACM international symposium on Mobile ad hoc networking & computing - MobiHoc ’02*. New York, New York, USA: ACM Press, June 2002, pp. 135–145. ISBN: 1581135017. DOI: 10.1145/513800.513817 (cit. on pp. 31, 71).
- [Sen+12] J Senne et al. “Parabolic equation modeling of high frequency acoustic transmission with an evolving sea surface.” In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 132.3 (Sept. 2012), pp. 1311–1318. ISSN: 1520-8524. DOI: 10.1121/1.4742720 (cit. on p. 59).
- [Sha+00] B.S. Sharif et al. “Adaptive Doppler compensation for coherent acoustic communication.” In: *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation* 147.5 (2000), pp. 239–246. ISSN: 13502395. DOI: 10.1049/ip-rsn:20000665 (cit. on pp. 126, 129, 130).
- [Sil12] Silicon Labs. *C8051F93x-C8051F92x: Single/Dual Battery, 0.9-3.6 V, 64/32 kB, smaRTClock, 10-Bit ADC MCU Data Sheet. Rev. 1.2*. 2012 (cit. on pp. 50, 71, 83, 102).
- [SK11] Sujesha Sudevalayam and Purushottam Kulkarni. “Energy Harvesting Sensor Nodes: Survey and Implications.” In: *IEEE Communications*

- Surveys & Tutorials* 13.3 (2011), pp. 443–461. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/SURV.2011.060710.00094 (cit. on p. 138).
- [SMJ08] V. Sharma, U. Mukherji, and V. Joseph. “Efficient energy management policies for networks with energy harvesting sensor nodes.” In: *2008 46th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*. Urbana-Champaign, IL: IEEE, Sept. 2008, pp. 375–383. ISBN: 978-1-4244-2925-7. DOI: 10.1109/ALLERTON.2008.4797582 (cit. on p. 140).
- [SS06] Ethem Mutlu Sözer and Milica Stojanovic. “Reconfigurable acoustic modem for underwater sensor networks.” In: *Proceedings of the 1st ACM international workshop on Underwater networks - WUWNet '06*. New York, New York, USA: ACM Press, Sept. 2006, pp. 101–104. ISBN: 1595934847. DOI: 10.1145/1161039.1161060 (cit. on pp. 25, 41).
- [ST12] ST. *ST Microelectronics*. 2012 (cit. on pp. 50, 65, 161).
- [STM05] STMicroelectronics. *M41T81: Serial Access Real-Time Clock with Alarms Data Sheet v.7*. 2005 (cit. on p. 70).
- [STM13] STMicroelectronics. *STM32F405xx/STM32F407xx: ARM Cortex-M4 32b MCU+FPU, 210DMIPS, up to 1MB Flash/192+4KB RAM, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 ADCs, 15 comm. interfaces & camera. Datasheet. Rev 4*. 2013 (cit. on p. 71).
- [Sto06] Milica Stojanovic. “Low Complexity OFDM Detector for Underwater Acoustic Channels.” In: *OCEANS 2006*. IEEE, Sept. 2006, pp. 1–6. ISBN: 1-4244-0114-3. DOI: 10.1109/OCEANS.2006.307057 (cit. on pp. 26, 51, 125).
- [Sto07] Milica Stojanovic. “On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic communication channel.” In: *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review* 11.4 (Oct. 2007), p. 34. ISSN: 15591662. DOI: 10.1145/1347364.1347373 (cit. on p. 21).
- [Sto96] M. Stojanovic. “Recent advances in high-speed underwater acoustic communications.” In: *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 21.2 (Apr. 1996), pp. 125–136. ISSN: 03649059. DOI: 10.1109/48.486787 (cit. on pp. 26, 27).

- 
- [TDD07] Olivier Tremblay, Louis-A. Dessaint, and Abdel-Allah Dekkiche. “A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles.” In: *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, Sept. 2007, pp. 284–289. ISBN: 978-0-7803-9760-6. DOI: 10 . 1109/VPPC.2007.4544139 (cit. on pp. 162, 165).
- [The] The University of Queensland. *SEMAT* (cit. on p. 4).
- [TI12] TI. *Analog, Embedded Processing, Semiconductor Company, Texas Instruments*. 2012 (cit. on pp. 50, 161, 162).
- [Tri] Trittech International. *Trittech Mircon Data Modem - Small ROV Communications* (cit. on pp. 14, 30).
- [VDR07] Iuliu Vasilescu, Carrick Detweiler, and Daniela Rus. “AquaNodes.” In: *Proceedings of the second workshop on Underwater networks - WuW-Net '07*. New York, New York, USA: ACM Press, Sept. 2007, pp. 85–88. ISBN: 9781595937360. DOI: 10 . 1145/1287812 . 1287830 (cit. on pp. 25, 41, 51).
- [Viz95] Peter Vizmuller. *RF Design Guide Systems, Circuits and Equations*. Artech House, 1995, p. 281 (cit. on pp. 87–89).
- [VKL09] B. Van der Doorn, W. Kavelaars, and K. Langendoen. “A prototype low-cost wakeup radio for the 868 MHz band.” In: *International Journal of Sensor Networks* 5 (2009), pp. 22–32 (cit. on pp. 72, 74, 77, 197, 202).
- [WFS] WFS: Wireless For Subsea. *Subsea Wireless Instrumentation and Control Solutions* (cit. on p. 14).
- [WHO] WHOI. *Woods Hole Oceanographic Institution* (cit. on pp. 30, 72).
- [WP12] Tae-Hee Won and Sung-Joon Park. “Design and implementation of an omni-directional underwater acoustic micro-modem based on a low-power micro-controller unit.” en. In: *Sensors (Basel, Switzerland)* 12.2 (Jan. 2012), pp. 2309–23. ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s120202309 (cit. on pp. 25, 41, 51).
- [WSN] WSNVAL. *Wireless Sensor Networks Valencia* (cit. on p. 195).
- [WYH06] J. Wills, W. Ye, and J. Heidemann. “Low-power acoustic modem for dense underwater sensor networks.” In: *Proceedings of the 1st ACM*



- international workshop on Underwater networks - WUWNet '06*. New York, New York, USA: ACM Press, Sept. 2006, pp. 79–85. ISBN: 1595934847. DOI: 10.1145/1161039.1161055 (cit. on pp. 9, 25, 41, 47, 48, 51, 71, 72, 74, 77, 85–87, 111, 117, 118, 120).
- [Xia10] Yang Xiao. *Underwater Acoustic Sensor Networks*. CRC Press, 2010, p. 349. ISBN: 9781420067118 (cit. on p. 45).
- [Yan+07] Hai Yan et al. “A DSP implementation of OFDM acoustic modem.” In: *Proceedings of the second workshop on Underwater networks - WuW-Net '07*. New York, New York, USA: ACM Press, Sept. 2007, pp. 89–92. ISBN: 9781595937360. DOI: 10.1145/1287812.1287831 (cit. on pp. 26, 40, 41).
- [Ye+00] W. Ye et al. “The design and use of simplepower: a cycle-accurate energy estimation tool.” In: *Proceedings of the 37th conference on Design automation - DAC '00*. New York, New York, USA: ACM Press, June 2000, pp. 340–345. ISBN: 1581131879. DOI: 10.1145/337292.337436 (cit. on p. 140).
- [YHH07] Zhenhua Yan, Jianguo Huang, and Chengbing He. “Implementation of an OFDM underwater acoustic communication system on an underwater vehicle with multiprocessor structure.” In: *Frontiers of Electrical and Electronic Engineering in China* 2.2 (Apr. 2007), pp. 151–155. ISSN: 1673-3460. DOI: 10.1007/s11460-007-0028-5 (cit. on pp. 26, 40, 41).
- [Zhu+09] Ting Zhu et al. “Leakage-aware energy synchronization for wireless sensor networks.” In: *Proceedings of the 7th international conference on Mobile systems, applications, and services - Mobisys '09*. New York, New York, USA: ACM Press, June 2009, pp. 319–332. ISBN: 9781605585666. DOI: 10.1145/1555816.1555849 (cit. on pp. 138, 139).
- [ZSA11] Bo Zhang, Robert Simon, and Hakan Aydin. “Maximum utility rate allocation for energy harvesting wireless sensor networks.” In: *Proceedings of the 14th ACM international conference on Modeling, analysis and simulation of wireless and mobile systems - MSWiM '11*. New York, New York, USA: ACM Press, Oct. 2011, pp. 7–16. ISBN: 9781450308984. DOI: 10.1145/2068897.2068903 (cit. on p. 140).



# Agradecimientos

Al final de este trabajo querría agradecer a todo el mundo que ha colaborado directa, indirecta o circunstancialmente a que esta tesis sea una realidad.

Primero agradecer a mi familia, Papá, Mamá y Charlie, abuelos, tíos, primos, etc. porque sin vuestro apoyo incondicional, que a veces no es fácil, no hubiera sido posible. Gracias a Luci (y compañía) por vuestro cariño y afecto.

También quiero tener unas palabras para mis amigos y amigas, porque la vida no es sólo trabajo y vosotros, simplemente, moláis.

Quiero tener unas palabras especiales para todo el equipo que ha trabajado en el laboratorio de Redes Inalámbricas de Sensores y Sistemas Empotrados del Insitituo Itaca. Gracias a Alfonso, Carlos, José, Josevi, Mila, Nacho, Raúl, Ricardo y Salva, además de los proyectistas Joan, Edu, Yang y Thibeaut, porque en esta tesis, seguro que podéis reconocer algún apartado en el que hemos trabajado juntos.

Muchas gracias de corazón a mis dos directores de Tesis, Sara y Ángel. Ha sido un auténtico placer tener como tutores a dos investigadores con una dedicación tan loable a su trabajo y, además, personas extraordinarias.

Mención también a todos los profesores que integran el grupo RS-SE y, en especial, al grupo de trabajo de “Underwater”. Sin un grupo que te apoye es difícil avanzar, y con vosotros lo hemos hecho posible. Quiero acordarme especialmente de Pedro y los divertidos experimentos en el mar.

Estaré también eternamente agradecido a los catedráticos del grupo: Juanjo y Rafa. Gracias por trabajar cada día para que pudiese compartir con vosotros y con esta gente tan genial seis años en los que he podido disfrutar de verdad trabajando y aprendiendo.

Y si estás leyendo estas líneas, gracias, porque seguro que en algo has contribuido en esta una de mis ilusiones: ser doctor.