

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE ESCUELA DE INGENIERÍA

# DISEÑO E IMPLENTACIÓN DE UN MÓDEM DIGITAL PARA REDES INALÁMBRICAS DE SENSORES MIMO COMPATIBLE

# JEAN PAUL IDESBALD DE VILLERS-GRANDCHAMPS ZALDÍVAR

Tesis para optar al grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería

Profesor Supervisor: CHRISTIAN OBERLI

Santiago de Chile, Enero 2014

C MMXIV, Jean Paul Idesbald de Villers-Grandchamps Z.



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE ESCUELA DE INGENIERÍA

# DISEÑO E IMPLENTACIÓN DE UN MÓDEM DIGITAL PARA REDES INALÁMBRICAS DE SENSORES MIMO COMPATIBLE

# JEAN PAUL IDESBALD DE VILLERS-GRANDCHAMPS ZALDÍVAR

Tesis presentada a la Comisión integrada por los profesores: CHRISTIAN OBERLI MARCELO GUARINI VÍCTOR GRIMBLATT YADRAN ETEROVIC

Para completar las exigencias del grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería

Santiago de Chile, Enero 2014

C MMXIV, Jean Paul Idesbald de Villers-Grandchamps Z.

Science can amuse and fascinate us all, but it is engineering that changes the world. ISAAC ASIMOV

## AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer a mi familia y a mi polola Magdalena por todo el apoyo durante este tiempo; a todo el equipo del laboratorio de tecnologías inalámbricas (LATINA), y en particular a Joaquín Venegas, por su ayuda y apoyo en el trabajo de esta tesis; a mi profesor supervisor Christian Oberli y al profesor Marcelo Guarini, quienes con sus guías permitieron llevar este trabajo a buen puerto.

# ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS
ÍNDICE GENERAL
ÍNDICE DE FIGURAS
ÍNDICE DE TABLAS
RESUMEN
ABSTRACT
1. Introducción
1.1 Contexto
1.2         Problema abordado         2
1.3 Objetivos de la tesis
1.4 Contribuciones principales
1.5 Organización del documento
2. Diseño e implementación de un sistema SISO
2.1 Sistemas de comunicaciones digitales
2.2 Visión general del diseño de sistema SISO
2.3 División en sub-bloques ( <i>cores</i> )
2.4 Modulador M-QAM
2.4.1 Antecedentes
2.4.2 Diseño e implementación
2.5 Filtro de forma de pulso
2.5.1 Antecedentes
2.5.2 Diseño e implementación
2.6 Filtro de interpolación
2.6.1 Antecedentes

2.6.2	Diseño e implementación	13
2.0.2 2.7 Má	$\Delta dulo subida v bajada de IE$	15
2.7 100		15
2.7.1		10
2.7.2		10
2.8 Fill		19
2.8.1	Antecedentes	19
2.8.2	Diseño e implementación	19
2.9 Filt	tro adaptado	20
2.9.1	Antecedentes	20
2.9.2	Diseño e implementación	22
2.10 D	emodulación M-QAM	22
2.10.1	Antecedentes	22
2.10.2	Diseño e implementación	23
3. Sincron	iización	24
3.1 De	tección de paquete	24
3.1.1	Antecedentes y estado del arte	24
3.1.2	Implementación	26
3.2 De	splazamiento de frecuencia de portadora	26
3.2.1	Antecedentes y estado del arte	26
3.2.2	Implementación	28
4. Extensi	ón a MIMO	32
4.1 An	tecedentes	32
4.2 Efe	ectos sobre el diseño	32
4 2 1	Efectos sobre la arquitectura utilizada	32
1.2.1	Efectos sobre sincronización	32
4.2.2		52
5. Validac	ión de la implementación	36
5.1 Sin	nulación de filtros	36
5.2 Sin	cronización perfecta y alta razón señal a ruido	38

5.3	Inicio de paquete aleatorio	39				
5.4	Simulación de compensador de desfase de frecuencia.	41				
5.5	Validación sobre FPGA	42				
6. Co	nclusiones y Trabajo Futuro	44				
6.1	Discusión y resultados	44				
6.2	Trabajo futuro	44				
BIBLIOGRAFÍA						
ANEX	DS	51				
A. Co	onstelaciones utilizadas	52				

# ÍNDICE DE FIGURAS

1.1.	Tendencias de las distintas tecnologías inalámbricas. Actualmente existe un vacío en las comunicaciones <i>wide area ubiquitous networks</i> (Saito, Kagami,	
	Umehira, y Kado, 2008)	1
1.2.	Energía por bit requerida para distintos alcances y número de antenas (Rosas y Oberli, 2014)	2
	Obenii, 2014).	5
2.1.	Estructura básica de un sistema de comunicación digital.	5
2.2.	Representación de la transmisión de un frente de onda. Pueden existir múltiples obstáculos que retrasan, atenúan o desfasan de forma distinta los diferentes	
	haces del frente de onda (Feres, 2013).	6
2.3.	Diagrama de bloques del sistema SISO diseñado. $f_m$ corresponde a la frecuencia de muestreo y $f_c$ a la frecuencia portadora.	7
2.4.	Diagrama de bloques del sistema SISO diseñado. Los sub-bloques son delimitado	S
	por las líneas punteadas $f_m$ corresponde a la frecuencia de muestreo y $f_c$ a la frecuencia portadora	9
2.5.	Constelación para una modulación 16-QAM (IEEE, 2009)	10
2.6.	Diagrama de bloques modulador M-QAM.	10
2.7.	Pulso de coseno elevado para distintos valores de $\beta$ . A la izquierda la respuesta al impulso y a la derecha la respuesta en frecuencia.	12
2.8.	Respuesta al impulso (A) y magnitud de la respuesta de frecuencia (B) del filtro de forma de puslo.	13
2.9.	Proceso de sobremuestreo en un factor 2	14
2.10.	Diagrama de bloques módulo interpolador. $f_m$ es la tasa de muestreo	15
2.11.	Diagrama de bloques del filtro CIC interpolador.	15

2.12.	Magnitud de la respuesta de frecuencia del filtro CIC. En (A) se presenta la	
	respuesta completa y en (B) una ampliación en el rango de frecuencia de la	
	señal	16
2.13.	Respuesta de frecuencia de los filtros CIC (azul), compensación (verde), y	
	respuesta compuesta (rojo).	16
2.14.	Subida y bajada de IF	18
2.15.	Diagrama de bloques del módulo de subida a IF	19
2.16.	Diagrama de bloques del módulo de bajada de IF	20
2.17.	Proceso de decimación en un factor 2	21
2.18.	Diagrama de bloques módulo decimador. $f_m$ es la tasa de muestreo	22
2.19.	Fronteras de decisión. Si la señal recibida cae en el área roja, será demodulada	
	como un 1111. Si cae en el área azul, corresponderá a 0101	23
2.20.	Diagrama de bloques del demodulador M-QAM (A) y detalle del demodulador	
	16-QAM (B)	23
3.1.	Escalas de tiempo de transmisor y receptor. Ambos tienen un marco de	
	referencia temporal distinto, y el instante de inicio de paquete $ au_0$ es deconocido	
	(Feres, 2013)	25
3.2.	Salida del correlacionador $\eta(l).$ Se puede apreciar claramente un $peak$ sobre un	
	umbral $\lambda$ que indica el inicio de paquete (Feres (2013))	26
3.3.	Arquitectura propuesta en (Feres, 2013) para el algoritmo de detección de	
	paquete MIMO con correlación diferencial sobremuestreada	27
3.4.	Implementación del filtro de correlación complejo usando tres filtros reales.	28
3.5.	Efectos del desplazamiento en frecuencia de portadora (CFO) en la señal	
	recibida. (A) Desplazamiento del espectro de la señal. (B) Rotación en el tiempo	
	de la constelación recibida (Feres, 2013)	29
3.6.	Error cuadrático medio del estimador de desplazamiento en frecuencia de	
	portadora con respecto a la SNR, para $N_r = 1$ (Feres, 2013).	29

3.7.	Estructura de estimador de CFO propuesto en (Feres, 2013)	30
3.8.	Diagrama de bloques del corrector de CFO grueso.	31
3.9.	Diagrama de bloques del corrector de CFO fino.	31
4.1.	Diagrama de bloques del sistema incluyendo extensión a MIMO	34
4.2.	Algoritmo de detección de paquetes MIMO (Feres, 2013)	35
4.3.	Algoritmo de detección de paquetes MIMO.	35
5.1.	Formas de onda en la cadena de filtros para una señal modulada en 16-QAM.	
	Se presenta sólo la señal en fase.	37
5.2.	Diagrama de bloques de las cadenas de filtros de transmisión y recepción,	
	presentando los nombres de las señales utilizados en la simulación	37
5.3.	Señal QPSK recibida con sincronización perfecta.	38
5.4.	Señal 16-QAM recibida con sincronización perfecta.	39
5.5.	Señal 64-QAM recibida con sincronización perfecta.	39
5.6.	Salida del correlacionador. Claramente es posible identificar el peak que indica	
	inicio de paquete.	40
5.7.	Señal QPSK recibida con instante de inicio de paquete desconocido	40
5.8.	Señal 16-QAM recibida con instante de inicio de paquete desconocido	41
5.9.	Señal 64-QAM recibida con instante de inicio de paquete desconocido.	41
5.10.	Señal recibida sin corrección de CFO (A) y con corrección de CFO (B)	42
5.11.	Plataforma de pruebas utilizada, la cual incluye una placa de desarrollo que	
	contiene una FPGA Virtex 5 de Xilinx en donde se aloja el módem desarrollado.	43
A.1.	Constelación utilizada para QPSK (IEEE, 2009).	52
A.2.	Constelación utilizada para 16-QAM (IEEE, 2009)	52
A.3.	Constelación utilizada para 64-QAM (IEEE, 2009)	53

# ÍNDICE DE TABLAS

3.1. Coeficientes de los filtro de correlación.	26
---	----

#### RESUMEN

Las redes inalámbricas de sensores (RIS) pueden utilizarse en diversas aplicaciones, como lo son el monitoreo de variables climatológicas para la industrial forestal, el monitoreo hidroclimatológico para alerta temprana de aluviones, entre otras. El mercado de las RIS es uno de los que se pronostican con mayor crecimiento en el mundo en la presente década. Sin embargo, las RIS disponibles hoy en día no permiten cubrir grandes extensiones geográficas, con gran distancia entre nodos, por lo que aún existe un vacío tecnológico.

A fin de solucionar el problema de establecer comunicaciones eficientes, de largo alcance y baja tasa de datos, es que diversos autores han propuesto usar la tecnología de múltiples antenas (conocida como MIMO por sus siglas en inglés). Sin embargo, para desarrollar esta tecnología es necesario contar con una plataforma experimental para RIS con tecnología MIMO, lo que no existe en la actualidad.

El trabajo de esta tesis se centra en diseñar e implementar una plataforma experimental en FPGA que permita desarrollar nuevas tecnologías para RIS usando múltiples antenas, la cual se presenta en el presente documento. Este desarrollo implica el diseño de filtros digitales, subida y bajada a frecuencia intermedia, entre otros. Además, incluye la implementación del diseño en una FPGA.

Un conjunto de simulaciones computacionales, junto a una prueba experimental, permitieron verificar el correcto funcionamiento del módem diseñado, el cual funcionó de la forma esperada.

# Palabras Claves: MIMO, QAM, modem, WSN, FPGA, verilog, XILINX, RIS, CIC, FIR, filtros

#### ABSTRACT

Wireless sensor networks (WSN) can be used in various applications, such as monitoring weather factors for the forest industry, hydroclimatological monitoring for early warning systems of floods, among others. The market for WSN is forecasted to be one of the industries with highest growth in the world during the present decade. However, the WSN available today do not cover large geographic areas, with large distance between nodes, so there is still a technology gap to be filled.

In order to solve the problem of establishing efficient, long range and low data rate communications, several authors have proposed to use the technology of multiple antennas (also known as MIMO). However, to develop this technology it is necessary to have an experimental platform for WSN with MIMO technology, which does not exist to date.

The work of this thesis focuses on designing and implementing an experimental platform, based on an FPGA, to develop new technologies for WSN using multiple antennas, which is presented in this document. This development involves the design of digital filters, complex filters, up and down converters, among others. It also includes the design implementation in an FPGA.

A set of computer simulations, along with an experimental test, allowed to verify the correct operation of the designed modem, which worked as expected.

**Keywords:** MIMO, QAM, modem, WSN, FPGA, verilog, XILINX, RIS, CIC, FIR, filters

## 1. INTRODUCCIÓN

#### 1.1 Contexto

Una red inalámbrica de sensores (RIS) es una red de comunicaciones cuyo propósito es observar un determinado fenómeno distribuido que evoluciona en el tiempo. Debido a su versatilidad, las RIS pueden utilizarse en diversas aplicaciones, como lo son el monitoreo de factores climatológicos para la industrial forestal, el monitoreo hidroclimatológico para alerta temprana de aluviones, entre otras. El mercado de las RIS es uno de los que se pronostican con mayor crecimiento en el mundo (Harrop y Das, 2012). Sin embargo, las RIS disponibles hoy en día no permiten cubrir grandes extensiones geográficas, con gran distancia entre nodos, por lo que existe aún un vacío a cubrir (Saito et al., 2008). En la Figura 1.1 se presenta el estado de actual de las comunicaciones, donde se muestra el vació de las llamadas *wide area ubiqutous networks*.



FIGURA 1.1. Tendencias de las distintas tecnologías inalámbricas. Actualmente existe un vacío en las comunicaciones *wide area ubiquitous networks* (Saito et al., 2008).

A fin de solucionar el problema de establecer comunicaciones eficientes, de largo alcance y baja tasa de datos, es que diversos autores han propuesto usar la tecnología de múltiples antenas, conocida como MIMO por sus siglas en inglés (Cui, Goldsmith, y Bahai, 2004; W. Liu, Li, y Chen, 2005; Rosas y Oberli, 2012).

El uso de múltiples antenas permite acondicionar las señales transmitidas o recibidas por cada antena de un nodo con el objetivo de lograr un mejor desempeño que un nodo de antena única (SISO, del inglés *single input singleoutput*). El uso de MIMO permite dos tipos de ganancia: multiplexación y diversidad (Tse y Viswanath, 2005).

La ganancia de multiplexación consiste en utilizar múltiples antenas buscando aumentar la tasa de datos transmitida. Para realizar esto, se acondicionan las señales de tal manera de que cada antena transmite información independiente y el receptor pueda descomponer dicha información. Sistemas como WiFi y cuarta generación de celular utilizan este tipo de ganancia MIMO (Duman y Ghrayeb, 2008).

Cuando se habla de ganancia de diversidad se utilizan las múltiples antenas con el fin de obtener una mayor robustez de la transmisión. La diversidad se obtiene por la redundancia del uso de múltiples antenas o por el acondicionamiento de las señales de modo que la combinación de ellas sea constructiva en el receptor. Es este uso de la tecnología MIMO el cual permitiría solucionar el vacío en transmisiones de largo alcance y baja tasa de datos (Cui et al., 2004; Rosas y Oberli, 2014). En la Figura 1.2 se presenta el aumento de alcance posible de obtener con múltiples antenas.

#### 1.2 Problema abordado

Para poder estudiar la aplicación real de la tecnología MIMO para RIS, es necesario poder contar con una plataforma experimental o *testbed*, que permita poner a prueba la tecnología.

Los trabajos de Bates, Henriksen, Ninness, y Weller (2008); Nishimori, Kudo, Honma, Takatori, y Mizoguchi (2009) consisten en *testbeds* que tienen como objetivo sacar provecho de la ganancia de multiplexación, lo cual no los hace adecuados para RIS que busquen llenar el vacío en transmisiones de largo alcance y baja tasa de datos.

Por otra parte, los desarrollos de Azami, Ghorssi, Hemesi, Mohammadi, y Abdipour (2008); Bialkowski y Uthansakul (2011), si bien buscan explotar el lado de diversidad de



FIGURA 1.2. Energía por bit requerida para distintos alcances y número de antenas (Rosas y Oberli, 2014).

las tecnologías MIMO, no son adecuados para probar MIMO en RIS, ya que ambos trabajos requieren de un computador para controlar todo el sistema y sólo usan la plataforma experimental para acelerar lo relacionado con el procesamiento digital de señales.

Dado que actualmente no existe una plataforma experimental para RIS que utilice tecnología MIMO, se hace necesario desarrollar un módem con dichas características.

#### **1.3 Objetivos de la tesis**

El objetivo principal de este trabajo consiste en diseñar e implementar un módem de bandabase que permita probar distintas técnicas MIMO en sistemas de comunicación de baja tasa de datos. Para lograr el objetivo principal será necesario cumplir con los siguientes objetivos específicos:

- 1. Diseñar un sistema SISO que sirva como base de desarrollo.
- Extender el diseño para que exista posterior compatibilidad con distintas tecnologías MIMO.

#### **1.4 Contribuciones principales**

Al término de este trabajo se pretende contar con una plataforma de pruebas que permita el desarrollo futuro de nuevos avances en el uso de tecnologías MIMO para redes inalámbricas de sensores. Además, debe permitir la integración con los diversos desarrollos en el tema que se han llevado a cabo en el Laboratorio de Tecnologías Inalámbricas de la Pontificia Universidad Católica de Chile (LATINA)<sup>1</sup>.

#### 1.5 Organización del documento

El presente documento se organiza de la siguiente manera: en el Capítulo 2 se presenta el diseño e implementación del sistema SISO para un escenario ideal, dividido en sus partes principales. En el Capítulo 3 se presentan los principales problemas de sincronización a los que se enfrenta una comunicación inalámbrica y se presentan las soluciones desarrolladas. En el Capítulo 4 se exponen los cambios al diseño SISO a fin de acomodar una extensión a MIMO. En el Capítulo 5 se expone la validación del sistema desarrollado, y por último, en el Capítulo 6 se sintetizan las principales conclusiones de este trabajo y se proponen líneas futuras de desarrollo y continuación.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>Más información en http://www.latina.uc.cl/

## 2. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA SISO

#### 2.1 Sistemas de comunicaciones digitales

Un sistema de comunicación digital puede ser dividido en tres partes fundamentales: el transmisor, el canal y el receptor. En el caso particular de redes inalámbricas de sensores, tanto el transmisor como el receptor son conocidos como nodos. Un diagrama que muestra la estructura básica de uno de estos sistemas se presenta en la Figura 2.1. El transmisor es quien se encarga de preparar la información a enviar, representada en forma binaria ("1s" y "0s"). Para esto, el transmisor agrupa bits, los codifica y modula a símbolos digitales, los que luego son convertidos a señales analógicas para ser transmitidos sobre un canal físico.



FIGURA 2.1. Estructura básica de un sistema de comunicación digital.

El canal físico es el medio por el cual la información es transmitida, y éste puede ser de variada naturaleza, como por ejemplo un cable, el aire o fibra óptica. Cada canal tiene sus propias características que influyen en la forma en la cual la información transmitida puede verse afectada. El desarrollo de esta tesis se basa en el canal inalámbrico, en el cual es necesario considerar dos fuentes principales de interferencia del canal, los cuales son desvanecimiento y ruido. El desvanecimiento puede ocurrir por dos motivos, la presencia de obstáculos que debilitan la señal (desvanecimiento sombra) y a las múltiples trayectorias desde las cuales se recibe la señal. Esto produce que las señales provenientes de las distintas trayectorias se sumen de forma constructiva o destructiva (desvanecimiento de multitrayectoria) (Goldsmith (2005)). El ruido es producido por el movimiento aleatorio de los electrones producto de la energía calórica, el cual es inevitable. El ruido se puede modelar como un ruido aditivo con distribución Gaussiana.



FIGURA 2.2. Representación de la transmisión de un frente de onda. Pueden existir múltiples obstáculos que retrasan, atenúan o desfasan de forma distinta los diferentes haces del frente de onda (Feres, 2013).

La labor del receptor consiste en extraer la información transmitida a partir la señal recibida que ha sido corrompida por el canal. Para hacer esto, es necesario que el receptor revierta toda la codificación, modulación y procesamiento de señal que realizó el transmisor. Para poder realizar lo anterior, el receptor requiere además conocimiento de las características del canal, la tasa de reloj original a la cual operó el transmisor y otra información de la señal transmitida. La medición de desempeño de un receptor se basa en cuanta información transmitida fue capaz de recuperar. Esto conlleva a la métrica conocida como probabilidad de error, la cual compara la información enviada con la reconstruida por el receptor. Esta probabilidad depende de muchos factores tales como lo son la razón señal a ruido (SNR), tipo de canal, modulación utilizada, tipo de codificación, entre otros.

Para poder obtener un buen desempeño, tanto el canal como las características de la señal transmitida deben ser conocidas por el receptor tanto como sea posible.

#### 2.2 Visión general del diseño de sistema SISO

En la Figura 2.3 se presentan los bloques generales (a nivel sistémico) de nuestro diseño en SISO.



FIGURA 2.3. Diagrama de bloques del sistema SISO diseñado.  $f_m$  corresponde a la frecuencia de muestreo y  $f_c$  a la frecuencia portadora.

Primero la información a enviar es guardada en formato bits en una memoria tipo FIFO. Luego estos datos son modulados por un modulador M-QAM a una tasa de símbolos  $\frac{1}{T_s}$  independiente del número *M*-ario. Los símbolos modulados son luego alimentados a un filtro interpolador por factor 4, el cual tiene la forma de pulso que se le desea dar a la señal. En el caso de esta tesis la forma consiste en un pulso Raíz de Coseno Elevado. La señal resultante tiene una tasa de muestreo de  $\frac{4}{T_s}$ . A continuación la señal es pasada por un filtro de interpolación que sube la frecuencia de muestreo a  $f_m = 27$  MHz para luego ser trasladada de bandabase a una frecuencia intermedia de IF = 6,75 MHz. Finalmente la señal de IF digital es convertida a una señal analógica mediante un conversor digitalanalógico (DAC por sus siglas en inglés). La señal analógica es posteriormente desaguada por un módulo de radio frecuencia (RF). En el receptor, la señal de RF es bajada a IF de 6,75 MHz por un módulo de radio frecuencia y es convertida a digital mediante un conversor digital-analógico (ADC) a una tasa de muestreo de  $f_m = 27$  MHz. Esta señal luego es bajada a bandabase y decimada por un filtro de decimación a una tasa  $\frac{4}{T_s}$ . Esta señal sobremuestreada es luego alimentada a un lazo de control que efectúa la recuperación de la tasa de símbolo original de la señal transmitida (STR, por sus siglas en inglés) debido a que el reloj del receptor no necesariamente se encontrará sincronizado con la tasa del transmisor, tema que será luego abordado en el Capítulo 3. En este lazo se utiliza además un filtro adaptado a la forma de pulso de transmisión de maximizar la razón señal a ruido (SNR). La salida del lazo de STR es luego introducido a un lazo de recuperación de fase y frecuencia de portadora, el cual será presentado en el Capítulo 3. Al final, un demodulador M-QAM recupera los bits de los símbolos recibidos y los guarda en una FIFO, recuperándose así la información transmitida.

#### 2.3 División en sub-bloques (cores)

El diseño de un sistema de comunicación es un problema de alta complejidad, esto se debe a que tiene módulos muy diversos que trabajan a distintas tasas de operación y que deben interactuar correctamente entre ellos. Es por esto que se decidió separar al sistema en sub-bloques (*cores*), tomando en consideración sus funcionalidades y tasas. Así, el sistema fue dividido en los módulos Modulador, Forma de pulso e interpolación, Subida y bajada de IF, Decimación y filtro adaptado, Demodulación y Sincronización. En la Figura 2.4 se presenta el diagrama general con sus divisiones en sub-bloques.

#### 2.4 Modulador M-QAM

#### 2.4.1 Antecedentes

Las modulaciones M-QAM son un tipo de modulación digital en la que la información en forma de *bits* es codificada tanto en la amplitud como en la fase de la señal transmitida. Específicamente, en un intervalo de  $T_s$ ,  $K = \log_2(M)$  bits son codificados en la amplitud y fase de la señal transmitida s(t), con  $0 \le t \le T_s$ . La señal modulada puede escribirse



FIGURA 2.4. Diagrama de bloques del sistema SISO diseñado. Los sub-bloques son delimitados por las líneas punteadas  $f_m$  corresponde a la frecuencia de muestreo y  $f_c$  a la frecuencia portadora

como  $s(t) = s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t)$ , donde  $s_I(t)$  y  $s_Q(t)$  son las señales que codifican los K bits y  $f_c$  es la frecuencia portadora. La principal ventaja de utilizar una modulación M-QAM es que, al codificar información de K bits en un tiempo  $T_s$ , permite una mayor eficiencia espectral (Mohamad, Mahmud, y Awang, 2011).

Las modulaciones M-QAM son ampliamente utilizadas en aplicaciones de comunicaciones digitales como los son WiFi (IEEE, 2009) y televisión digital (Nakahara, Okano, Takada, y Kuroda, 1999). Para efectos de esta tesis se utilizaron las mismas constelaciones de M-QAM (M = 4, 16, 64) que en el estándar de WIFI 802.11n IEEE (2009), presentadas en el Anexo A. En la Figura 2.5 se presenta, a modo de ejemplo, la constelación utilizada para el caso 16-QAM.

#### 2.4.2 Diseño e implementación

En la Figura 2.6 se presenta el diagrama de bloques del modulador. Este es implementado con un módulo serial paralelo que agrupa de a  $\log_2(M)$ , los cuales son direccionados por un demultiplexor (demux) para ser utilizados como índices de una *look-up-table* (LUT). Se agrega además un multiplexor (mux) a fin de seleccionar la LUT adecuada para cada modulación M-QAM.



FIGURA 2.5. Constelación para una modulación 16-QAM (IEEE, 2009).



FIGURA 2.6. Diagrama de bloques modulador M-QAM.

#### 2.5 Filtro de forma de pulso

#### **2.5.1** Antecedentes

En comunicaciones digitales, la información binaria es una serie de pulsos rectangulares. Sin embargo, los pulsos rectangulares tiene un ancho de banda infinito, por lo que para transmitirlos sin mucha pérdida se requiere un gran ancho de banda, lo cual no es adecuado para un sistema de banda estrecha como lo son las RIS. El filtro de forma de pulso (llamado también PSF por sus siglas en inglés) es el responsable de formar los pulsos de tal manera de satisfacer las condiciones dadas por el ancho de banda del sistema. Además, el PSF tiene la labor de evitar la interferencia inter-simbólica (ISI por sus siglas en inglés), por lo cual el PSF debe tener cruces por cero en los tiempos  $nT_s$ , con  $n \in \mathbb{Z}$ . Además, la respuesta en frecuencia del PSF debe decaer rápidamente para las frecuencias fuera de banda, asegurando así que la señal sea estrictamente limitada en ancho de banda (Benedetto y Biglieri, 1999; Goldsmith, 2005; Proakis, 2001; Rappaport, 2002).

La forma de pulso generalmente usada en estos casos es el Pulso de Coseno Elevado, el cual usualmente es dividido en dos filtros: uno para el transmisor y uno para el receptor, de modo que en conjunto tengan una respuesta coseno elevado. La respuesta de estos filtros es conocida como Raíz de Coseno Elevado (RRC, por sus siglas en inglés). El uso de estos filtros maximiza la SNR y minimiza la ISI de la señal recibida (Benedetto y Biglieri, 1999; Goldsmith, 2005; Proakis, 2001; Rappaport, 2002).

La expresión matemática para la respuesta en frecuencia del filtro RRC se presenta en la Ecuación 2.1, donde  $T_s$  es el período del símbolo y  $\beta$  es el factor de *roll-off*. Este útlimo determina el exceso de ancho de banda y la tasa de decaimiento de la respuesta en frecuencia del filtro. En la Figura 2.7 se presentan las respuestas al impulso y de frecuencia de un filtro coseno elevado para distintos valores de  $\beta$ . Se puede apreciar que para cualquier  $\beta$  la frecuencia de corte es de  $f = \frac{1}{2T_s}$ , sin embargo a menor  $\beta$  la eficiencia de ancho de banda es mayor, lo que implica que la respuesta al impulso en el tiempo tiene un *ripple* de mayor duración.



FIGURA 2.7. Pulso de coseno elevado para distintos valores de  $\beta$ . A la izquierda la respuesta al impulso y a la derecha la respuesta en frecuencia.

$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f| < \frac{1-\beta}{2T_s} \\ \sqrt{\cos\left(\frac{\pi T_s}{2\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T_s}\right)\right)} & \frac{1-\beta}{2T_s} \le |f| \le \frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1+\beta}{2T_s} \end{cases}$$
(2.1)

#### 2.5.2 Diseño e implementación

Para cumplir con el criterio de Nyquist es necesario que el filtro opere al menos al doble de la tasa de símbolo  $\frac{1}{T_s}$ . Sin embargo, en la práctica es deseable que la tasa de sobremuestreo sea mayor (Proakis, 2001), por lo que se utilizó una tasa igual a 4 veces la tasa de símbolo. Para efectos de esta tesis se escogió un  $\beta$  de 0,5 y la respuesta al impulso se truncó en 6 tiempos de símbolo, obteniendo así una pasabanda suave y un buen rechazo fuera de banda. Así el filtro opera a una tasa de  $\frac{4}{T_s}$  y es de orden  $6 \times 4 = 24$ . En la Figura 2.8 se presenta el pulso utilizado.

#### 2.6 Filtro de interpolación

#### 2.6.1 Antecedentes

Para poder utilizar frecuencias intermedias relativamente altas (tema presentado en la sección siguiente), es necesario que las últimas etapas del sistema trabajen a una frecuencia de muestreo  $f_s$  significativamente más alta que la tasa de símbolos  $\frac{1}{T_s}$ . Esto último se debe a que para poder mezclar digitalmente a la señal con la portadora de frecuencia



FIGURA 2.8. Respuesta al impulso (A) y magnitud de la respuesta de frecuencia (B) del filtro de forma de puslo.

intermedia, es necesario que ambas estén muestreadas a la misma tasa. Es así como se requiere sobremuestrear la señal producida por el filtro forma de pulso.

En la Figura 2.9 se presenta el proceso de sobremuestreo para un caso de aumento de tasa en un factor 2. Como se puede apreciar, al sobremuestrear se introducen réplicas que deben ser eliminadas para no producir interferencias fuera del canal. Para eliminar las réplicas es necesario pasar la señal por un filtro pasa bajos. A la combinación del sobremuestreador con el filtro pasa bajos se le conoce como filtro de interpolación.

#### 2.6.2 Diseño e implementación

Existen muchos métodos distintos para implementar filtros de respuesta finita de interpolación, como los presentados en (Gustafsson, Johansson, Johansson, y Wanhammar, 2006; Johansson y Gustafsson, 2005; Kao y Chen, 2006; Makundi y Laakso, 2003; Son, Ryoo, y Kim, 2004). Sin embargo, estos requieren el uso de multiplicadores, y son poco prácticos para cambios de tasa muy altos, como lo es 512 en el caso de esta tesis. En (Hogenauer, 1981) se presentan los filtros CIC, los cuales permiten cambios de tasa altos, usando sólo sumadores, lo cual los vuelve computacionalmente eficientes (Bhakthavatchalu, Karthika, Ramesh, y Aamani, 2013; X. Liu, Han, Liang, Wang, y Liao, 2011; Santhosh, Palacha, y Raj, 2010; Sharma, Kulkarni, Vanitha, y Lakshminarsimhan, 2010).



FIGURA 2.9. Proceso de sobremuestreo en un factor 2.

En la Figura 2.10 se presenta el diagrama de bloques del filtro implementado, y en la Figura 2.11 se detalla la implementación del filtro CIC. Este filtro es de orden 5 ya que cuenta con 5 etapas. En la Figura 2.12 se presenta la respuesta en frecuencia del filtro implementado. Como se puede notar en 2.12B, este filtro no es plano en el rango de frecuencias de interés, sino que presenta una caída (*droop*) para los contenidos de mayor frecuencia. Existen diversos métodos para compensar este *droop* (Bhakthavatchalu et al.

(2013); X. Liu et al. (2011); Santhosh et al. (2010); Sharma et al. (2010)). Para esta tesis se decidió implementar una precompensación con un filtro de respuesta finita, cuyos coeficientes se obtuvieron al invertir la respuesta de frecuencia del filtro CIC en el ancho de banda de interés (ver Figura 2.10). En la Figura 2.13 se presentan la respuestas en frecuencia del filtro de precompensación y del filtro CIC compensado.



FIGURA 2.10. Diagrama de bloques módulo interpolador.  $f_m$  es la tasa de muestreo.



FIGURA 2.11. Diagrama de bloques del filtro CIC interpolador.

#### 2.7 Módulo subida y bajada de IF

#### 2.7.1 Antecedentes

La conversión de subida a frecuencia intermedia (IF) se realiza en un sistema de comunicaciones principalmente por dos motivos (Lee, 2004). La primera razón es que la electrónica a bajas frecuencias es más simple que a altas frecuencias, por lo cual es deseable realizar el mayor trabajo sobre la señal a una frecuencia inferior a la portadora. La



FIGURA 2.12. Magnitud de la respuesta de frecuencia del filtro CIC. En (A) se presenta la respuesta completa y en (B) una ampliación en el rango de frecuencia de la señal.



FIGURA 2.13. Respuesta de frecuencia de los filtros CIC (azul), compensación (verde), y respuesta compuesta (rojo).

segunda razón consiste es que, para poder utilizar diferentes frecuencias portadoras, se utilice una única frecuencia (baja) común de procesamiento para la señal.

Además de las razones generales para utilizar una IF, en el caso particular de transmisiones de banda angosta se hace muy difícil diseñar una electrónica de RF que trabaje en bandabase. Esto se debe principalmente a dos razones: (1) el ruido *flicker* que predomina en bajas frecuencias, las cuales son comparables con el ancho de banda de señal; y (2) que una señal angosta requiere filtros igualmente angostos que impiden que los sistemas de control de la electrónica RF puedan actuar con los cortos tiempos de estabilización requeridos.

El método utilizado en la práctica para realizar la subida y bajada de IF, consiste en mezclar las señales de bandabase en fase (I) y cuadratura (Q) con una sinusoide de frecuencia IF con fases 0 y 90 grados respectivamente. El hecho de mezclar con sinusoides desfasadas en 90 grados, permite que las señales I y Q sean ortogonales y no se afecten mutuamente. Luego de mezcladas son sumadas generando una sola señal real a transmitir r(t), dada por

$$r(t) = x_I(t)\cos(2\pi f_c) - x_Q(t)\sin(2\pi f_c t)$$
(2.2)

En el caso de la recepción, es necesario que la señal recibida en IF sea trasladada nuevamente a bandabase, obteniendo nuevamente las señales en fase (I) y cuadratura (Q). Para realizar la traslación es necesario mezclar la señal recibida con dos sinusoides de frecuencia IF, las cuales están desfasadas entre ellas en 90 grados, separando así la información en fase y cuadratura. Este método se presenta en las Ecuación 2.3.

$$y_{I}(t) = r(t)\cos(2\pi f_{c})$$

$$= [x_{I}(t)\cos(2\pi f_{c}) - x_{Q}(t)\sin(2\pi f_{c}t)]\cos(2\pi f_{c})$$

$$= x_{I}(t) + \text{componentes de alta frecuencia}$$

$$y_{Q}(t) = -r(t)\sin(2\pi f_{c})$$

$$= -[x_{I}(t)\cos(2\pi f_{c}) - x_{Q}(t)\sin(2\pi f_{c}t)]\sin(2\pi f_{c})$$

$$= x_{Q}(t) + \text{componentes de alta frecuencia}$$

$$(2.3)$$

Como se puede apreciar en la Ecuación 2.3, existen componentes de alta frecuencia presentes en la señal de bandabase. Luego es necesario pasar la señal por un filtro pasa bajos. El proceso completo de subida y bajada de IF se presenta en la Figura 2.14.



FIGURA 2.14. Subida y bajada de IF.

Es importante destacar que la transición de subida y bajada de IF requiere de una sincronización de frecuencia perfecta entre transmisor y receptor. Es por esto que es necesario contar con sistemas de sincronización, los cuales serán cubierto en el siguiente capítulo.

#### 2.7.2 Diseño e implementación

En las Figuras 2.15 y 2.16 se presentan los diagrama de bloques de los módulos de subida y bajada de IF. Para simplificar el diseño se decidió utilizar una frecuencia de muestreo de  $f_s = 4 \times IF$ , lo que permite que las muestras de la portadora sean [1, 0, -1, 0]. Esta simplificación permite implementar la subida de IF utilizando sólo multiplexores y negadores, evitando el uso de multiplicadores. En el caso de la bajada de IF no se incluyó un filtro pasa bajos ya que este ya está presente en el módulo de decimación.



FIGURA 2.15. Diagrama de bloques del módulo de subida a IF.

#### 2.8 Filtro de decimación

#### 2.8.1 Antecedentes

En el lado del receptor, la señal tiene que ser submuestreada a una tasa adecuada para procesamiento de la señal de banda base. Normalmente, el receptor proporciona 2 o 4 muestras por símbolo al filtro adaptado con el fin de satisfacer el criterio de Nyquist. Si el criterio de Nyquist no se satisface, copias adyacentes del espectro producen interferencia en la señal deseada, y se produce *aliasing*. La Figura 2.17 muestra el espectro de la señal después de ser submuestrada por un factor de 2. A fin de evitar que se produzca *aliasing* durante el proceso de submuestreo, un filtro paso bajo *anti-aliasing* debe colocarse antes del submuestreador. A la combinación del filtro *anti-aliasing* y del dispositivo de submuestreo, se le conoce como filtro de decimación.

#### 2.8.2 Diseño e implementación

Al igual que con la interpolación, existen diversos métodos para implementar filtros de decimación (Gustafsson et al., 2006; Johansson y Gustafsson, 2005; Kao y Chen, 2006; Makundi y Laakso, 2003; Son et al., 2004). Para efectos de esta tesis se utilizó nuevamente



FIGURA 2.16. Diagrama de bloques del módulo de bajada de IF.

filtros CIC, debido a su excelente eficiencia computacional (Hogenauer, 1981). La principal diferencia con respecto al filtro de interpolación utilizado consiste en que ahora la compensación del *droop* es realizada después del filtro CIC (Figura 2.18), de modo que opere a la menor tasa posible. Las respuestas en frecuencia de los dos filtros, así como la del filtro combinado, fueron presentadas en la Figura 2.13 de la sección 2.6.

#### 2.9 Filtro adaptado

#### 2.9.1 Antecedentes

Todos los sistemas de comunicación digital incluyen un filtro paso bajos en el receptor llamado filtro adaptado. El propósito de filtro adaptado es minimizar el efecto de ruido del



FIGURA 2.17. Proceso de decimación en un factor 2.

canal, y maximizar la relación señal a ruido (SNR), de manera que las muestras tomadas en la salida del filtro adaptado sean fiables para la etapa de detección (Goldsmith, 2005; Mengali y D'Andrea, 1997; Meyr, Moeneclaey, y Fechtel, 1998; Proakis, 2001; Rappaport, 2002; Sklar, 2001). Como se mencionó en la Sección 2.5, el filtro adaptado es un filtro RRC. Esto se debe a que, si para transmitir se utiliza un pulso con respuesta al impulso p(t), la respuesta al impulso del filtro adaptado respectivo es  $h(t) = p(T_s - t)$ , donde



FIGURA 2.18. Diagrama de bloques módulo decimador.  $f_m$  es la tasa de muestreo.

 $T_s$  es la duración de un símbolo y  $0 \le t \le T_s$ . A la salida del adaptado se incluye un muestreador que toma una muestra para el dispositivo de decisión.

#### 2.9.2 Diseño e implementación

El filtro adaptado diseñado consiste en un filtro RRC de orden 24, el cual utiliza los mismos coeficientes que el filtro de la Sección 2.5. Opera a 4 veces la tasa de símbolos y entrega 4 muestras por símbolo que luego son reducidas a una sola muestra.

#### 2.10 Demodulación M-QAM

#### 2.10.1 Antecedentes

Como fue visto en la sección 2.4, una señal M-QAM codifica la información en la fase y amplitud de una señal. Esta señal puede ser representada geométricamente como la combinación lineal de dos bases ortogonales, donde la información está dada por la amplitud en cada una de las bases. Es así como, asumiendo equiprobabilidad de todos los símbolos M-QAM, se pueden definir regiones de decisión alrededor de los símbolos donde la señal recibida es más probable que corresponda a ese símbolo. A modo de ejemplo, en la Figura 2.19 se muestra la región de decisión para un símbolo 16-QAM.



FIGURA 2.19. Fronteras de decisión. Si la señal recibida cae en el área roja, será demodulada como un 1111. Si cae en el área azul, corresponderá a 0101.

#### 2.10.2 Diseño e implementación

Debido a que para demodular señales M-QAM basta comparar la amplitud del símbolo recibido en fase y cuadratura con un umbral de decisión, la implementación del demodulador implica el uso de comparadores, explotando las simetrías de las constelaciones, y un multiplexor para escoger la modulación adecuada. Un diagrama de bloques del demodulador general y del demodulador 16-QAM se presentan en la Figura 2.20.



FIGURA 2.20. Diagrama de bloques del demodulador M-QAM (A) y detalle del demodulador 16-QAM (B).

## 3. SINCRONIZACIÓN

En el capítulo anterior se presentó el diseño e implementación de un sistema de comunicación digital SISO, en el cual se asumía una sincronización perfecta entre un nodo transmisor y un nodo receptor. Sin embargo, esta situación no ocurre en una aplicación real, ya que en toda red inalámbrica los nodos enfrentan incertidumbre al momento de establecer un enlace de comunicación. Estos desajustes son producidos principalmente por diferencias relativas de *hardware* entre el transmisor y el receptor, o bien por el desconocimiento de ciertas propiedades y condiciones que enfrenta esa comunicación en particular.

El desarrollo en esta área es basado en el trabajo presentado en (Feres, 2013), el cual tuvo como resultado una serie de algoritmos de sincronización implementados en un simulador genérico. Este no toma en cuenta la implementación en *hardware* de dichos algoritmos. El aporte de esta tesis consiste en la implementación en *hardware* de los algoritmos desarrollados, lo que conlleva el diseño de filtros complejos y diversos sistemas de rotación y cálculo de funciones trigonométricas.

#### 3.1 Detección de paquete

#### 3.1.1 Antecedentes y estado del arte

Considérese un receptor que se dispone a recibir datos desde otros dispositivos. Para esto, el receptor debe determinar si es que hay un paquete en el aire y cuándo este empieza. Desde su punto de vista, el instante de inicio y la existencia de un paquete son parámetros desconocidos. Esto se debe a cuatro principales razones: (1) es posible que ningún transmisor haya enviado un mensaje en primer lugar; (2) de haberse enviado un paquete, el receptor no conoce el instante  $\tau_e$  en que el transmisor lo envió; (3) se desconoce la distancia d entre el transmisor y el receptor, por lo que existe un retardo de propagación  $\tau_d$ entre el instante de envío del paquete y su recepción (muchas veces  $\tau_d$  puede considerarse despreciable); y (4) los marcos de referencia temporal del transmisor y receptor no son necesariamente coincidentes y se separan en un intervalo  $\tau_r$  (Feres, 2013). Luego, el instante de inicio del paquete  $\tau_0$  debe definirse con respecto al marco de referencia temporal del receptor, de forma que:

$$\tau_0 = \tau_e + \tau_d - \tau_r \tag{3.1}$$

En la Figura 3.1 se representan las escalas de tiempo de transmisor y receptor para ilustrar la ubicación temporal de  $\tau_0$ .



FIGURA 3.1. Escalas de tiempo de transmisor y receptor. Ambos tienen un marco de referencia temporal distinto, y el instante de inicio de paquete  $\tau_0$  es deconocido (Feres, 2013).

Como solución a este problema, se propone el uso del algoritmo de detección de paquete usando correlación propuesto en (Feres, 2013). En este algoritmo, se correlaciona la señal con un preámbulo conocido durante todo instante k, de tal modo que en el instante  $k_0$ , donde el preámbulo transmitido está alineado con la ventana de correlación, la correlación entrega un valor máximo (ver Figura 3.2). De este modo se puede fijar un umbral para la correlación, el cual, junto a un detector de *peaks*, permite identificar la existencia de un paquete y el inicio de éste.



FIGURA 3.2. Salida del correlacionador  $\eta(l)$ . Se puede apreciar claramente un *peak* sobre un umbral  $\lambda$  que indica el inicio de paquete (Feres (2013)).

#### 3.1.2 Implementación

Basado en la arquitectura presentada en la Figura 3.3, y considerando que el preámbulo es complejo, se implementó el filtro complejo de correlación utilizando tres filtros reales de respuesta finita. El diseño se presenta en la Figura 3.4, donde los coeficientes son los expuestos en la Tabla 3.1.

Filtro	Coeficientes				
FIR 1	ℜ (preámbulo)				
FIR 2	$\Re$ (preámbulo) + $\Im$ (preámbulo)				
FIR 3	$\Re (\text{preámbulo}) - \Im (\text{preámbulo})$				

TABLA 3.1. Coeficientes de los filtro de correlación.

#### 3.2 Desplazamiento de frecuencia de portadora

#### 3.2.1 Antecedentes y estado del arte

Cada nodo tiene su propia base de tiempo, la cual obtiene de un cristal u otro oscilador. Si bien todos los nodos de una red contienen osciladores de igual frecuencia nominal, éstos están sujetos a variaciones aleatorias en los procesos de manufactura, y son altamente susceptibles a variaciones de distintos factores, como la temperatura, la impedancia de



FIGURA 3.3. Arquitectura propuesta en (Feres, 2013) para el algoritmo de detección de paquete MIMO con correlación diferencial sobremuestreada.

carga, y otros (Vig y Walls, 1994; Walls y Vig, 1995). Eso por este motivo que no es posible asegurar que dos nodos operarán a la misma frecuencia.

En particular, la frecuencia de la portadora en el transmisor  $f_{tx}$  y en el receptor  $f_{rx}$ tendrán una diferencia absoluta  $f_{\Delta}$  que se denomina desplazamiento en frecuencia de portadora o CFO (del inglés *carrier frequency offset*). Este desplazamiento tiene dos efectos. El primero es que el espectro de la señal recibida no está centrado respecto a  $f_{rx}$ , lo que degrada la SNR en un factor  $\rho(f_{\Delta})$  –ya sea porque se pierde energía útil de la señal recibida al quedar fuera del ancho de banda del filtro *antialiasing*, o porque debe aumentarse el ancho de banda de tal filtro, aumentando la energía del ruido en la observación.

El segundo efecto, y más relevante, es que la constelación de la modulación es multiplicada por un fasor variante en el tiempo con frecuencia  $f_{\Delta}$ . Es decir, la constelación rota



FIGURA 3.4. Implementación del filtro de correlación complejo usando tres filtros reales.

en el tiempo, lo que inevitablemente generará errores al tomar decisiones sobre la señal demodulada –aún si el CFO es pequeño. La Figura 3.5 muestra ambos efectos.

A fin de paliar los efectos de desfase de frecuencia, en (Feres, 2013) se propone utilizar el ángulo de la correlación en el instante del *peak* de la detección de paquete, como un estimador del CFO.

#### 3.2.2 Implementación

Debido a que el estimador inicial de CFO propuesto en (Feres, 2013) presenta un error residual (ver Figura 3.6), se hace necesario hacer un seguimiento de este error residual a modo de que no afecte el correcto funcionamiento del sistema. Es por este motivo que la corrección de desplazamiento de portadora se realiza en dos etapas: primero se utiliza la estimación inicial para hacer una corrección gruesa y luego se corrige el error residual



FIGURA 3.5. Efectos del desplazamiento en frecuencia de portadora (CFO) en la señal recibida. (A) Desplazamiento del espectro de la señal. (B) Rotación en el tiempo de la constelación recibida (Feres, 2013)

(corrección fina). La arquitectura propuesta en (Feres, 2013) para la estimación gruesa se presenta en la Figura 3.7.



FIGURA 3.6. Error cuadrático medio del estimador de desplazamiento en frecuencia de portadora con respecto a la SNR, para  $N_r = 1$  (Feres, 2013).



FIGURA 3.7. Estructura de estimador de CFO propuesto en (Feres, 2013).

#### a) Corrección gruesa

En la Figura 3.8 se presenta la implementación realizada para la estimación y corrección gruesa de CFO. Para poder calcular el ángulo de la correlación, fue necesario utilizar un par de bloques CORDIC, los cuales utilizan el algoritmo de Volder para calcular funciones trigonométricas y realizar rotaciones (Volder, 1959). El primer CORDIC, en configuración arcotangente, es utilizado para obtener el ángulo de correlación, el cual sólo es considerado en el momento en que un paquete es detectado. A continuación, la fase estimada es alimentada a un acumulador de fase, el cual traduce la fase estimada inicial a una fase instantánea. La fase instantánea entra al segundo CORDIC, en configuración de rotador, a fin de compensar el efeto del CFO.

#### b) Corrección fina

Dado que el error residual esperado de la corrección gruesa de frecuencia es del orden de  $10^{-5}$ , se puede estimar que el error no tendrá gran efecto en intervalos pequeños de tiempo. Es así como se decidió utilizar una corrección discreta en el tiempo del error de frecuencia residual. Para esto se deben insertar símbolos o pilotos conocidos dentro del paquete, para así comparar la fase del símbolo recibido con el piloto conocido y compensar por la diferencia obtenida. En la Figura 3.9 se presenta el diagrama de bloques implementado.



FIGURA 3.8. Diagrama de bloques del corrector de CFO grueso.



FIGURA 3.9. Diagrama de bloques del corrector de CFO fino.

## 4. EXTENSIÓN A MIMO

#### 4.1 Antecedentes

Hoy en día existen diversas tecnologías que utilizan múltiples antenas, como los sistemas WiFi y celular, buscando lograr grandes tasas de datos usando técnicas de multiplexación. En el contexto de las redes inalámbricas de sensores es interesante estudiar el uso de múltiples antenas a fin de hacer uso de la ganancia de diversidad, como fue presentado en el Capítulo 1.

En la actualidad, si bien existen sistemas que exploten las ventajas de la utilización de múltiples antenas, no existe plataforma alguna que cumpla con las características propias de una RIS, los cuales son procesamiento limitado, ancho de banda angosto, baja razón señal a ruido y disponibilidad energética limitada.

#### 4.2 Efectos sobre el diseño

El hecho de extender a múltiples antenas el diseño SISO, presentado en los capítulos anteriores, requiere ciertas modificaciones que se presentan a continuación.

#### 4.2.1 Efectos sobre la arquitectura utilizada

Arquitecturalmente, la incorporación de múltiples antenas lleva a tener que replicar parte de los módulos del sistema. En el caso particular de este trabajo, los módulos que deben replicarse son aquellos que trabajan a una tasa distinta a la tasa de símbolos. Además se debe agregar dos nuevos módulos, uno encargado de la pre-codificación MIMO y el otro de la decodificación MIMO. El diagrama de bloques, modificado para permitir el uso de cuatro antenas, se presenta en la Figura 4.1.

#### 4.2.2 Efectos sobre sincronización

Los algoritmos desarrollados en (Feres, 2013) permiten una fácil extensión a MIMO, simplemente promediando las salidas de los sincronizadores de cada rama de recepción. El hecho de promediar estimaciones ruidosas de un mismo fenómeno, con realizaciones independientes de ruido, permite reducir su varianza y así mejorar la estimación. Los diagramas de bloque para los algoritmos con múltiples se presentan las Figuras 4.2 y 4.3.



FIGURA 4.1. Diagrama de bloques del sistema incluyendo extensión a MIMO. 34



FIGURA 4.2. Algoritmo de detección de paquetes MIMO (Feres, 2013).



FIGURA 4.3. Algoritmo de detección de paquetes MIMO.

## 5. VALIDACIÓN DE LA IMPLEMENTACIÓN

El correcto funcionamiento del sistema implementado fue verificado mediante dos principales metodologías. En primera instancia se utilizó la herramienta Simulink de Mathworks, junto al complemento System Generator de Xilinx, los cuales permiten validar, mediante simulaciones, un diseño para FPGA. Para esto fue necesario utilizar diversos bloques adicionales que simularan imperfecciones de la comunicación que fueran, además, repetibles. Todas las simulaciones utilizaron la transmisión de señales aleatorias con las mismas semillas lo que aseguraba repetibilidad de las simulaciones. En segunda instancia, una vez validado en un ambiente de simulación, se procedió a probar el diseño sobre FPGA en la plataforma experimental desarrollada en el Laboratorio de Tecnologías Inalámbricas (LATINA) de la Pontificia Universidad Católica de Chile, utilizando además la herramienta Chipscope de Xilinx que permitió observar las señales transmitidas y recibidas para luego verificar su correcta demodulación.

Los resultados del proceso de validación se presentan a continuación.

#### 5.1 Simulación de filtros

Todo sistema de comunicación digital requiere que los filtros digitales utilizados no afecten el desempeño del resto del sistema, por lo tanto las cadenas de filtros de transmisión y recepción fueron validadas por si solas en primera instancia. En la figura 5.1 se presenta el funcionamiento de la cadena de filtros de transmisión y recepción para una señal modulada en 16-QAM, donde el origen de las señales presentadas se visualiza en la figura 5.2. Como se puede apreciar, la señal puede ser reconstruida satisfactoriamente donde los símbolos recibidos (Rx sym) son los mismos que los transmitidos (Simb Tx), afectados sólo por la latencia de los filtros.



FIGURA 5.1. Formas de onda en la cadena de filtros para una señal modulada en 16-QAM. Se presenta sólo la señal en fase.



FIGURA 5.2. Diagrama de bloques de las cadenas de filtros de transmisión y recepción, presentando los nombres de las señales utilizados en la simulación.

#### 5.2 Sincronización perfecta y alta razón señal a ruido

Se hace necesario primero validar el sistema en condiciones ideales, ya que si el sistema no funciona adecuadamente en estas condiciones, es muy improbable que lo haga en condiciones más desfavorables. En las Figuras 5.3, 5.4 y 5.5 se presentan las constelaciones recibidas. Como se puede apreciar el sistema funcionó de forma correcta. Es importante aclarar que la existencia de un leve ruido en las constelaciones es producto del truncado de las respuesta al impulso de los filtros utilizados (recordar que filtros acotados en frecuencia tienen respuestas al impulso con duración infinita en el tiempo), al uso de aritmética de punto fijo y al truncado inherente de una señal digital.



FIGURA 5.3. Señal QPSK recibida con sincronización perfecta.



FIGURA 5.4. Señal 16-QAM recibida con sincronización perfecta.



FIGURA 5.5. Señal 64-QAM recibida con sincronización perfecta.

#### 5.3 Inicio de paquete aleatorio

Una vez validado el diseño para condiciones ideales se introdujeron gradualmente imperfecciones en la comunicación, comenzando por el desconocimiento por parte del receptor del inicio de paquete. Para probar esto se colocó al receptor en modo de recepción y luego se le envió un paquete en un instante desconocido para el receptor. En la figura 5.6 se presenta el desempeño del detector de paquetes, donde claramente se puede visualizar el *peak*, del tamaño esperado, que indica el inicio de paquete. En las figuras 5.7, 5.8, 5.9 se presentan las constelaciones recibidas. Como se puede apreciar el sistema operó nuevamente de forma correcta, obteniendo los mismos resultados que en la prueba anterior.



FIGURA 5.6. Salida del correlacionador. Claramente es posible identificar el *peak* que indica inicio de paquete.



FIGURA 5.7. Señal QPSK recibida con instante de inicio de paquete desconocido.



FIGURA 5.8. Señal 16-QAM recibida con instante de inicio de paquete desconocido.



FIGURA 5.9. Señal 64-QAM recibida con instante de inicio de paquete desconocido.

#### 5.4 Simulación de compensador de desfase de frecuencia.

En última instancia, al sistema se le introdujo un desfase de frecuencia portadora. En esta prueba se buscó verificar el correcto funcionamiento del sistema bajo condiciones más cercanas a la realidad, esperando obtener una constelación recibida similar a la obtenida en las pruebas anteriores. En la figura 5.10 se presenta el desempeño del sincronizador de frecuencia portadora. Como se puede apreciar, el desempeño del sistema bajo desplazamiento de frecuencia es el adecuado.



FIGURA 5.10. Señal recibida sin corrección de CFO (A) y con corrección de CFO (B).

#### 5.5 Validación sobre FPGA

Una vez que el sistema fue validado exitosamente en las pruebas anteriores se procedió a probar el correcto funcionamiento del sistema sobre FPGA. Para esto se utilizaron placas de desarrollo de Digilent, las cuales contienen una FPGA Virtex 5 de Xilinx. Estas placas de desarrollo fueron montadas sobre los prototipos de nodos experimentales desarrollados en el Laboratorio de Tecnologías Inalámbricas (acuarios). Una imagen del prototipo se presenta en la Figura 5.11. La validación se realizó mediante la conexión directa entre dos acuarios mediante cables de alta velocidad, debido a que al término del desarrollo de esta tesis aún no se contaba con los elementos restantes de acuario para realizar un primer contacto inalámbrico. Cabe destacar que estas pruebas confirmaron el correcto funcionamiento del sistema, que será la base de futuros desarrollos en esta tecnología.



FIGURA 5.11. Plataforma de pruebas utilizada, la cual incluye una placa de desarrollo que contiene una FPGA Virtex 5 de Xilinx en donde se aloja el módem desarrollado.

### 6. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

#### 6.1 Discusión y resultados

El objetivo general de este trabajo fue diseñar e implementar un módem digital de bandabase que permitiera probar distintas tecnologías MIMO en sistemas de comunicación de baja tasa de datos, objetivo que fue logrado plenamente. Los principales resultados de esta tesis son:

- Un módem que permitirá futuros desarrollos de tecnología MIMO para redes inalámbricas de sensores.
- 2. El primer módem *standalone* para comunicaciones MIMO de baja tasa de datos.
- La estructura modular del módem, la cual permite una sencilla integración futura de otros módulos, como lo son la codificación de canal y distintos tipos de codificación MIMO.
- 4. El sistema de desarrollo, basado en el uso de la herramienta Simulink de Mathworks e integración con System Generator de Xilinx, las cuales permiten la rápida integración de nuevos módulos mediante el uso de simulaciones que representan adecuadamente la realidad de la implementación.

El sistema logrado durante este trabajo, validado satisfactoriamente, permite comenzar a llenar el vacío tecnológico en comunicaciones inalámbricas eficientes de alto alcance y baja tasa de datos.

#### 6.2 Trabajo futuro

Con el trabajo de esta tesis se logró una primera base para el desarrollo de un nodo para RIS que use tecnología MIMO, y deja planteadas varias líneas de trabajo futuro. Entre ellas destacan:

 Integración de otros esquemas MIMO, tales como códigos de espacio tiempo, Zero-forcing, SVD, entre otros.

- Integración de más módulos que agreguen más funcionalidades. En el caso particular de la codificación de canal, este ya fue desarrollado en el laboratorio por un alumno de pregrado bajo la dirección del autor de esta tesis.
- 3. Implementación del módem en un circuito integrado, trabajo que se encuentra en desarrollo y se espera su envío a fabricación en el primer semestre de este año.
- 4. Rediseñar el sistema tomando en consideración el consumo energético.

## BIBLIOGRAFÍA

Azami, F., Ghorssi, A., Hemesi, H., Mohammadi, A., y Abdipour, A. (2008). Design and implementation of a flexible 4x4 MIMO testbed. En *Telecommunications*, 2008. *IST* 2008. *International Symposium on* (p. 268-272). doi: 10.1109/ISTEL.2008.4651312

Bates, D., Henriksen, S., Ninness, B., y Weller, S. R. (2008). A 4x4 FPGA-based wireless testbed for LTE applications. En *Proc. PIMRC 2008* (pp. 1–5). doi: 10.1109/PIMRC .2008.4699820

Benedetto, S., y Biglieri, E. (1999). *Digital Transmission Theory: With Wireless Applications*. Prentice-Hall.

Bhakthavatchalu, R., Karthika, V., Ramesh, L., y Aamani, B. (2013). Design of optimized cic decimator and interpolator in fpga. En *Automation, computing, communication, control and compressed sensing (imac4s), 2013 international multi-conference on* (p. 812-817). doi: 10.1109/iMac4s.2013.6526518

Bialkowski, K., y Uthansakul, P. (2011). Design of MIMO testbed with an FPGA board for fast signal processing. En *1st IEEE International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications (AusWireless 2006).* 

Cui, S., Goldsmith, A., y Bahai, A. (2004). Energy-efficiency of mimo and cooperative mimo techniques in sensor networks. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 22(6), 1089-1098. doi: 10.1109/JSAC.2004.830916

Duman, T., y Ghrayeb, A. (2008). *Coding for MIMO Communication Systems*. J. Wiley & Sons, Inc.

Feres, C. (2013). Algoritmos de adquisición para redes inalámbricas de sensores con tecnología de múltiples antenas (Tesis de Master no publicada). Pontificia Universidad Católica de Chile.

Goldsmith, A. (2005). Wireless Communications. Cambridge University Press.

Gustafsson, O., Johansson, K., Johansson, H., y Wanhammar, L. (2006). Implementation of polyphase decomposed fir filters for interpolation and decimation using multiple constant multiplication techniques. En *Circuits and systems*, 2006. apccas 2006. ieee asia pacific conference on (p. 924-927). doi: 10.1109/APCCAS.2006.342212

Harrop, D. P., y Das, R. (2012, December). Wireless Sensor Networks (WSN) 2012-2022: Forecasts, Technologies, Players. Descargado de http://www.idtechex.com/ research/reports/wireless-sensor-networks-wsn-2012-2022 -forecasts-technologies-players-000314.asp

Hogenauer, E. (1981). An economical class of digital filters for decimation and interpolation. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 29(2), 155-162. doi: 10.1109/TASSP.1981.1163535

IEEE. (2009). Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. *IEEE Std* 802.11n-2009, 1-565. doi: 10.1109/IEEESTD.2009.5307322

Johansson, H., y Gustafsson, O. (2005). Linear-phase fir interpolation, decimation, and mth-band filters utilizing the farrow structure. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 52(10), 2197-2207. doi: 10.1109/TCSI.2005.853264

Kao, Y.-A., y Chen, C.-W. (2006). Design of equiripple fir interpolation filter. En *Communications, circuits and systems proceedings, 2006 international conference on* (Vol. 1, p. 167-170). doi: 10.1109/ICCCAS.2006.284611

Lee, T. (2004). *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge University Press.

Liu, W., Li, X., y Chen, M. (2005, march). Energy efficiency of mimo transmissions in wireless sensor networks with diversity and multiplexing gains. En *Acoustics, speech, and signal processing, 2005. proceedings. (icassp '05). ieee international conference on* (Vol. 4, p. iv/897 - iv/900 Vol. 4). doi: 10.1109/ICASSP.2005.1416154

Liu, X., Han, Y., Liang, G., Wang, M., y Liao, L. (2011). Design and implementation of a modified high performance and low power cic interpolation filter. En *Electron devices and solid-state circuits (edssc), 2011 international conference of* (p. 1-2). doi: 10.1109/ EDSSC.2011.6117685

Makundi, M., y Laakso, T. (2003). Efficient symbol synchronization techniques using variable fir or iir interpolation filters. En *Circuits and systems, 2003. iscas '03. proceedings of the 2003 international symposium on* (Vol. 3, p. III-570-III-573 vol.3). doi: 10.1109/ISCAS.2003.1205083

Mengali, U., y D'Andrea, A. N. (1997). Synchronization Techniques for Digital Receivers. Springer.

Meyr, H., Moeneclaey, M., y Fechtel, S. A. (1998). *Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*. John Wiley & Sons, Inc.

Mohamad, R., Mahmud, R., y Awang, R. (2011). Prototype of quadrature amplitude modulation (qam) baseband modem for a digital baseband signal processor. En *Rf and microwave conference (rfm), 2011 ieee international* (p. 407-411). doi: 10.1109/RFM .2011.6168778

Nakahara, S., Okano, M., Takada, M., y Kuroda, T. (1999). Digital transmission scheme for isdb-t and reception characteristics of digital terrestrial television broadcasting system in japan. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, *45*(3), 563-570. doi: 10.1109/ 30.793541

Nishimori, K., Kudo, R., Honma, N., Takatori, Y., y Mizoguchi, M. (2009, abril). 16x16 Multiuser MIMO Testbed Employing Simple Adaptive Modulation Scheme. En *Proc. vtc spring 2009* (pp. 1–5). doi: 10.1109/VETECS.2009.5073280

Proakis, J. G. (2001). Digital Communications. McGraw-Hill.

Rappaport, T. S. (2002). *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall.

Rosas, F., y Oberli, C. (2012). Energy-efficient MIMO SVD communications. En *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2012 IEEE 23rd International Symposium on* (p. 1588-1593). doi: 10.1109/PIMRC.2012.6362601

Rosas, F., y Oberli, C. (2014). *Effect of csi in the energy-efficiency of mimo communications.* 

Saito, H., Kagami, O., Umehira, M., y Kado, Y. (2008). Wide area ubiquitous network: the network operator's view of a sensor network. *Communications Magazine, IEEE*, 46(12), 112-120. doi: 10.1109/MCOM.2008.4689217

Santhosh, Y. N., Palacha, N., y Raj, C. (2010). Design and vlsi implementation of interpolators/decimators for duc/ddc. En *Emerging trends in engineering and technology (icetet)*, 2010 3rd international conference on (p. 755-759). doi: 10.1109/ICETET.2010.72

Sharma, S., Kulkarni, S., Vanitha, M., y Lakshminarsimhan, P. (2010). Hardware realization of modified cic filter for satellite communication. En *Computational intelligence and communication networks (cicn), 2010 international conference on* (p. 41-44). doi: 10.1109/CICN.2010.19

Sklar, B. (2001). *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall.

Son, Y., Ryoo, K., y Kim, Y. (2004). 1:4 interpolation fir filter. *Electronics Letters*, 40(25), 1570-1572. doi: 10.1049/el:20046754

Tse, D., y Viswanath, P. (2005). *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press.

Vig, J. R., y Walls, F. (1994). Fundamental limits on the frequency instabilities of quartz crystal oscillators. En *Frequency control symposium*, *1994*. *48th.*, *proceedings of the 1994 ieee international* (p. 506-523). doi: 10.1109/FREQ.1994.398289

Volder, J. E. (1959). The cordic trigonometric computing technique. *Electronic Computers, IRE Transactions on, EC-8*(3), 330-334. doi: 10.1109/TEC.1959.5222693

Walls, F., y Vig, J. R. (1995). Fundamental limits on the frequency stabilities of crystal oscillators. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 42(4), 576-589. doi: 10.1109/58.393101

ANEXOS

# A. CONSTELACIONES UTILIZADAS

En las figuras A.1, A.2 y A.3 se presentan las constelaciones utilizadas.



FIGURA A.1. Constelación utilizada para QPSK (IEEE, 2009).



FIGURA A.2. Constelación utilizada para 16-QAM (IEEE, 2009).

64-QAM			Q		b	<sub>0</sub> b <sub>1</sub> b <sub>2</sub> b <sub>3</sub> b <sub>4</sub> b <sub>5</sub>
000_100	001_100	011_100	$010 100_{+7}$ 110 100	111_100 •	101_100	100_100
000_101	001_101	011_101	$010\ 101 \\ +5 \ 110\ 101$	111_101	101_101	100 101
000 111	001111	011_111 •	$0101111_{+3}$ 110111	111 111 •	101_111 •	100 111 •
000_110	001_110	011_110	010 110 +1	111_110 •	101_110	100 110
-7 000_010	-5 <sup>-</sup> 001_010	011_010	010 010 -1 110 010	+3 111_010	+5 101_010	+7 100 010
000 011	001 011	011 011	010 011 110 011	111 011	101 011	100 011 •
000_001	001_001	011_001	$010\ 001$ $-5$ $110\ 001$	111 001	101 001 •	100 001
000_000	001_000	011_000	010 000 110 000	111_000 •	101_000 •	100 000

FIGURA A.3. Constelación utilizada para 64-QAM (IEEE, 2009).