

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**MODEL BEHAVIOUR OF FUTURE OPTICAL-WIRELESS  
NETWORKS**

**Javier Martínez García**

**DICIEMBRE 2010**



# **MODEL BEHAVIOUR OF FUTURE OPTICAL-WIRELESS NETWORKS**

**AUTOR: Javier Martínez García**

**TUTOR: Bas Huiszoon**

**High Performance Computing and Networking Group**

**Escuela Politécnica Superior**

**Universidad Autónoma de Madrid**

**Diciembre de 2010**



## **Agradecimientos**

*Quiero dar las gracias a mi tutor Bas Huiszoon por toda la ayuda que me ha prestado a lo largo de este año y por todo lo que he aprendido con él. Su esfuerzo y dedicación en todos los ámbitos me ha proporcionado una motivación que ha hecho que haya disfrutado realmente realizando este trabajo.*

*Especialmente a mis padres y a mi hermano, por su inconmensurable ayuda durante toda la carrera y durante toda mi vida que ha supuesto un apoyo para seguir adelante en todo momento.*

*A Leyre por estar siempre a mi lado y por todo lo que he aprendido de ella como persona.*

*También a mis amigos y compañeros de fatigas en la escuela (Vaillant, Colme, Damián, Soci, Bruno...), a los amigos que siempre han estado ahí, Escrí, Jose, Gorka etc. y a mis compañeros del Erasmus en Suecia Rubén, Arturo, Edu y Jan (la Bjurhovda crew!). En general a toda la gente por la que voy a echar tanto de menos estos años en la universidad.*

*Por último quiero dar las gracias a todos los profesores que he tenido durante la carrera y a mis compañeros y jefes de Indra por la formación que me han dado.*



# INDICE DE CONTENIDOS

<b>1- Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Arquitectura de red híbrida reconfigurable.	1
1.2. Estado del arte.	5
1.2.1. Radio over Fiber	5
1.2.2. Perspectiva de las tecnologías inalámbricas actuales.	9
1.2.3. ADCs y DACs comerciales.	12
<b>2- Teoría del muestreo</b>	<b>13</b>
2.1. Historia.	13
2.2. Teorema del muestreo pasobajo.	14
2.3. Muestreo pasobanda.	18
2.3.1 Antecedentes. Software-defined radio	18
2.3.2 Teoría del muestreo pasobanda	20
2.3.3 Limitaciones del muestreo pasobanda	29
<b>3- ADCs y DACs en DRoF.</b>	<b>32</b>
<b>4- Simulación en MATLAB.</b>	<b>35</b>
4.1. Generación de la señal analógica.	37
4.1.1 Inputsignal.m	37
4.1.2 Representación de espectros: fmagplot2.m y fmagplot3.m	43
4.1.3 Elección de la frecuencia de muestreo	45
4.2. Conversor analógico digital.	49
4.2.1 Muestreo: Sampling.m.	49
4.2.2 Cuantificación.	53
4.3. Conversor digital analógico.	56
4.3.1 Decodificación PCM.	56
4.3.2 Reconstrucción	57
4.3.3 Filtro reconstructor.	60
4.4. Demodulación.	67
<b>5- Resultados.</b>	<b>71</b>
5.1. Efecto de la resolución de cuantificación sobre la calidad de la reconstrucción	72
5.2. Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la calidad de la reconstrucción	75
5.3. Generalización de los resultados	81
<b>6- Discusión y conclusiones.</b>	<b>88</b>
<b>Referencias.</b>	<b>96</b>
<b>Glosario.</b>	<b>98</b>
<b>Anexo 1: Representación de señales pasobanda.</b>	<b>100</b>

# INDICE DE FIGURAS

**Figura 1.1** Escenario de la arquitectura de red híbrida

**Figura 1.2** Esquema de la arquitectura

**Figura 1.3** Estructura del Radio Acces Point

**Figura 1.4** Topología RoF

**Figura 1.5** Diseño esquemático de un enlace dRoF

**Figura 1.6** Rango dinámico para RFoF y dRoF

**Figura 2.1** Convolución de la señal con un tren de impulsos

**Figura 2.2** Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la señal muestreada. (a)  $f_s$ =frecuencia de Nyquist, (b)  $f_s$  menor que la frecuencia de Nyquist

**Figura 2.3** Proceso de reconstrucción mediante interpolación ideal

**Figura 2.4** Señal pasobanda

**Figura 2.5** Efecto de la frecuencia de muestreo sobre las réplicas del espectro

**Figura 2.6** Valores permitidos para la frecuencia de muestreo

**Figura 2.7** Valores permitidos de la frecuencia de muestreo. Ejemplo

**Figura 2.8** Relación entre la variación de la frecuencia de muestreo y variación de las bandas de guarda laterales

**Figura 2.9** Regiones de Nyquist 1 y 2

**Figura 2.10** Disposición de las réplicas para  $F_{max}=5B$ ,  $f_s=2B$

**Figura 2.11** Disposición de las réplicas para  $F_{max}=6B$ ,  $f_s=2B$

**Figura 2.12** Efecto del jitter en la frecuencia de muestreo

**Figura 3.1** Ancho de banda del ADC

**Figura 3.2** Conversión a IF con LO remoto

**Figura 3.3** Conversión a IF de las señales wireless con armónicos superiores



**Figura 4.1** Diagrama de bloques del modelo

**Figura 4.2** Primer criterio de Nyquist para evitar ISI

**Figura 4.3** Respuesta al impulso y respuesta en frecuencia del filtro de coseno alzado

**Figura 4.4** Espectro de la señal QAM antes y después del filtro de coseno alzado

**Figura 4.5** Diagrama de la constelación antes(a) y después (b) del filtro de coseno alzado

**Figura 4.6** Componentes en fase y cuadratura de la señal modulada

**Figura 4.7** Espectro de la señal modulada a la frecuencia de portadora

**Figura 4.8** Representación del espectro usando fmagplot2.m

**Figura 4.9** Representación del espectro usando fmagplot3.m

**Figura 4.10** Valores extremos de la frecuencia de muestreo

**Figura 4.11** Disposición de las bandas de guarda

**Figura 4.12** Relación entre la variación de la frecuencia de muestreo y la variación de las bandas de guarda laterales

**Figura 4.13** Proceso de diezmado

**Figura 4.14** (a)  $x(t)$  antes del muestreo, (b)  $X(f)$  antes del muestreo, (c)  $x(t)$  tras del muestreo, (d)  $X(f)$  tras del muestreo

**Figura 4.15** Espectro de la señal muestreada en el intervalo  $\omega = (-40\pi, 40\pi)$

**Figura 4.16** Espectro ampliado de la señal muestreada

**Figura 4.17** Intervalos de cuantificación

**Figura 4.18** Respuesta al impulso de un retenedor de orden cero (a) y de orden uno (b) y su convolución con una señal muestreada

**Figura 4.19** Reconstrucción ideal en el dominio del tiempo (a) y en la frecuencia (b)

**Figura 4.20** Retenedor de orden cero en el dominio del tiempo (a) y en la frecuencia (b)

**Figura 4.21** Filtro de reconstrucción

**Figura 4.22** Filtro obtenido de la función firpm.m

**Figura 4.23** Señal original y reconstruida sin compensar el retardo(a), compensando el retardo con la función `filtfilt.m` (b) y compensando el retardo con la función `filtfilt.m` y `alignsignals.m` (c)

**Figura 4.24** Espectro de la señal reconstruida

**Figura 4.25** Diferencia entre las señales original y reconstruida

**Figura 4.26** Diagrama de ojos antes del filtro de coseno alzado (a) y después (b)

**Figura 4.27** Diagrama de la constelación tras el filtro

**Figura 5.1** Error Vector Magnitude

**Figura 5.2** SDR vs nbits

**Figura 5.3** Average error per point vs nbits

**Figura 5.4** EVM vs nbits

**Figura 5.5** SNR vs nbits

**Figura 5.6** SDR vs  $n_z$

**Figura 5.7** SNR vs  $f_s$

**Figura 5.8** Average error vs  $f_s$

**Figura 5.9** Nyquist distance vs  $f_s$

**Figura 5.10** Ancho de banda relativo vs  $n_z$

**Figura 5.11** Ancho de banda relativo vs  $f_s$

**Figura 5.12** SDR vs  $n_z$

**Figura 5.13** SDR vs  $f_s$ /BW 3dB

**Figura 5.14** EVM vs  $f_s$

**Figura 5.15** WiMAX  $f_c=5.8$  GHz BW=20MHz - SNR vs  $f_s$

**Figura 5.16** WiMAX  $f_c=5.8$  GHz BW=20MHz - Ancho de banda relativo vs  $f_s$

**Figura 5.17** WiMAX  $f_c=5.8$  GHz BW=20MHz - Average error vs  $f_s$

**Figura 5.18** S WiMAX  $f_c=5.8$  GHz BW=20MHz - DR vs  $f_s$

**Figura 5.19** WiMAX  $f_c=5.8$  GHz BW=40MHz - SNR vs  $f_s$

**Figura 5.20** WiMAX  $f_c=5.8$  GHz BW=40MHz - Ancho de banda relativo vs  $f_s$

**Figura 5.21** WLAN  $f_c=5$  GHz, BW=40MHz - SNR vs  $f_s$

**Figura 5.22** WLAN  $f_c=5$  GHz, BW=40MHz - Ancho de banda relativo vs  $f_s$

**Figura 5.23** 3GPP-LTE  $f_c=1800$ MHz BW=10MHz - SNR vs  $f_s$

**Figura 5.24** 3GPP-LTE  $f_c=1800$ MHz BW=10MHz -Ancho de banda relativo vs  $f_s$

**Figura 5.25** 3GPP-LTE  $f_c=900$ MHz BW=10MHz - SNR vs  $f_s$

**Figura 5.26** 3GPP-LTE  $f_c=900$ MHz BW=10MHz - Ancho de banda relativo vs  $f_s$

**Figura 6.1** SNR vs  $f_s$  Comparativa

**Figura 6.2** Ancho de banda relativo vs  $f_s$  Comparativa

**Figura 6.3** Frecuencia de muestreo óptima. SNR vs  $f_s$  Comparativa

**Figura 6.4** Frecuencia de muestreo óptima. Ancho de banda relativo vs  $f_s$  Comparativa

## INDICE DE TABLAS

**Tabla 1.1** Low-end y high-end de los ADCs y DACs comerciales

**Tabla 4.1** Parámetros de la simulación

**Tabla 5.1** SNR vs VER

**Tabla 6.1** Frecuencias de muestreo óptimas

**Tabla 6.2** Resultados para WLAN y WiMAX con dispositivos high-end y low-end

# Resumen

---

Además de su gran capacidad, las redes futuras deben mantener la movilidad como principal activo así como una adaptación dinámica según el estado de la red. La investigación llevada a cabo en este trabajo se centra en la frontera entre las redes ópticas e inalámbricas para entender las dependencias entre ambas en el contexto de las futuras redes de comunicaciones. En particular, se estudia la técnica del muestreo pasobanda como medio para digitalizar señales de radiofrecuencia (RF) para su transmisión por un enlace dRoF (digitized Radio over Fiber). La transmisión de señales de RF mediante tecnologías ópticas permite simplificar el diseño de las estaciones base (BS) y desplazar la inteligencia de la red hacia la estación central (CO), garantizando al mismo tiempo movilidad, capacidad y reconfigurabilidad, así como una reducción del CAPEX (Capital Expenditure).

Así mismo, se estudia el impacto de las redes de próxima generación sobre los requerimientos de un sistema dRoF en el marco de una arquitectura híbrida. Para ello, se ha programado un sistema de transmisión completo en MATLAB, obteniendo resultados consistentes con la teoría y con experimentos previos. En base a estos resultados, se proponen una serie de pautas para optimizar el rendimiento del sistema propuesto en seis escenarios de redes de próxima generación a partir de los resultados de relación señal a ruido, SDR y otros parámetros obtenidos tras la reconstrucción de la señal, resaltando la importancia del filtro reconstructor y considerando las limitaciones en la tecnología de procesado digital. En esta línea se propone una solución fotónica para superar las restricciones derivadas de la limitación del ancho de banda al usar señales de RF en las bandas de microondas donde operan los estándares inalámbricos actuales.

# Abstract

---

It is expected that besides a high capacity also mobility remains to be an important asset of the next-generation networks with optical fiber as the key enabling technology. The research presented in this report focuses on the borderline between optical and wireless networks in order to understand the dependencies between both in a future communication scenario. In particular, the bandpass sampling technique is evaluated which is used to digitize radio frequency (RF) signals. As a consequence, much of the complexity of existing base stations can be shifted to a central office and cross-layer reconfigurability is enabled. It is clear that bandpass sampling exploits the relatively low fractional bandwidth that exists in wireless networks, i.e. that ratio of signal bandwidth/RF central frequency.

The impact of next-generation wireless networks (NGN) has been studied on the requirements of such digitized radio over fiber (dROF) systems. A full-size transmission system has been programmed in the MATLAB computational environment and comprehensive results have been obtained which agree with fundamental theory and previously demonstrated experimental results. Recommendations are given for the optimal sample rates to be used in six NGN scenarios with the expected signal-to-noise ratios after signal recovery. The analysis also clearly shows the importance of taking the design of the reconstruction filter into account. The six cases include a large variation in RF central frequency and signal bandwidth. Furthermore, a photonic solution is presented that overcomes bandwidth-limitations of digital signal processing devices considering the high RF central carrier frequencies.

## Palabras clave

Radio-over-fiber, bandpass sampling, next-generation wireless networks, fiber-optic communications, local access networks, ADC, DAC

# Motivación y objetivos

---

La integración de redes ópticas y redes inalámbricas representa una buena solución para la red de acceso ya que combina gran ancho de banda con una medida de bajo coste para la “última milla”, empleando enlaces de fibra óptica entre la estación central (Central Office; CO) y las distintas estaciones base (Base Stations; BS), y acceso inalámbrico desde las estaciones base hasta los terminales.

En el contexto de la convergencia entre redes ópticas e inalámbricas, existen varias posibilidades para la transmisión de ondas milimétricas sobre fibra óptica basadas en la técnica denominada Radio-over-Fiber (RoF). Sin embargo, esta tecnología a menudo requiere técnicas especiales para evitar la distorsión causada por productos de intermodulación, derivada de las características no lineales de los dispositivos, así como otros componentes dedicados a aplicaciones específicas que incrementan los costes de la instalación.

Digitized RF-over-fiber (dRoF) representa una alternativa viable ya que reduce significativamente la complejidad de las estaciones base (albergando básicamente conversores ADC y DAC), dejando las funciones de procesamiento de señal en la Estación Central. Asimismo, la técnica del muestreo pasobanda representa la mejor solución de cara a reducir los requerimientos del hardware involucrado.

El objetivo de este trabajo se centra en el estudio de los ADCs y DACs empleados en la arquitectura, de cara a explorar sus limitaciones en base a las señales de los estándares propuestos para las redes de próxima generación (NGN).

Este proyecto se halla en el marco de la Actividad Conjunta JA5, Work Package 23, del proyecto europeo BONE (Red de Excelencia Europea en el programa FP7), y se enfoca en las tareas T.2.3 y T.2.4 definidas del mismo. La primera se centra en el estudio de las futuras redes inalámbricas, considerando los requisitos de movilidad y reconfigurabilidad de la arquitectura híbrida propuesta [HuiszoonANIC2010], mientras que la segunda está enfocada a los requerimientos de la técnica Digitized RF-over-fiber y las limitaciones de los conversores analógico-digital (ADC) y digital-analógico (DAC) para las señales involucradas.

# 1

## Introducción

### *1.1. Arquitectura de red híbrida reconfigurable*

---

El panorama de las redes de acceso actuales exige además de gran capacidad para dar soporte a servicios de banda ancha, la posibilidad de movilidad del usuario a través de la red. Mientras que las arquitecturas basadas en fibra óptica satisfacen el primer requisito, las tecnologías inalámbricas de tercera generación ofrecen la solución al segundo, por lo que en el contexto de las redes de próxima generación es evidente la necesidad de una convergencia entre ambas tecnologías.

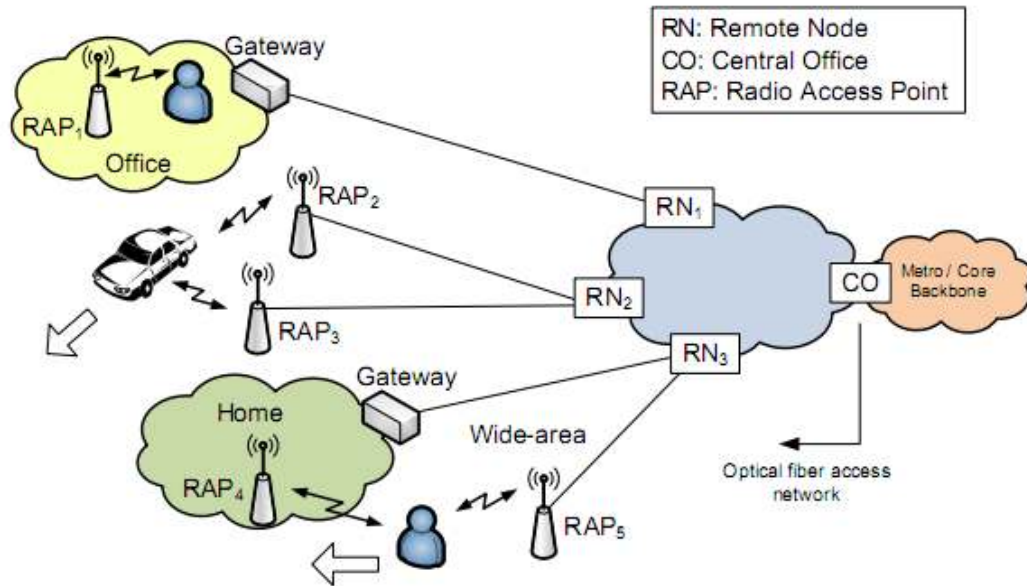
En un escenario heterogéneo donde múltiples usuarios demandan distintos servicios en un contexto de movilidad geográfica, la reconfigurabilidad es un requisito clave para que la red sea capaz de asignar de manera dinámica los recursos a los distintos requerimientos de cada usuario.

En este sentido, mientras el handover horizontal (cambio de la ubicación del usuario móvil) exige un desplazamiento inmediato del destino del flujo de datos en la red óptica, el handover vertical (cambio de la tecnología wireless e.g. de WLAN a WiMAX) requiere la capacidad de reconfiguración tanto en los Radio Access point (RAPs) como en la CO puesto que los datos han de ser transmitidos en base a distintos protocolos.

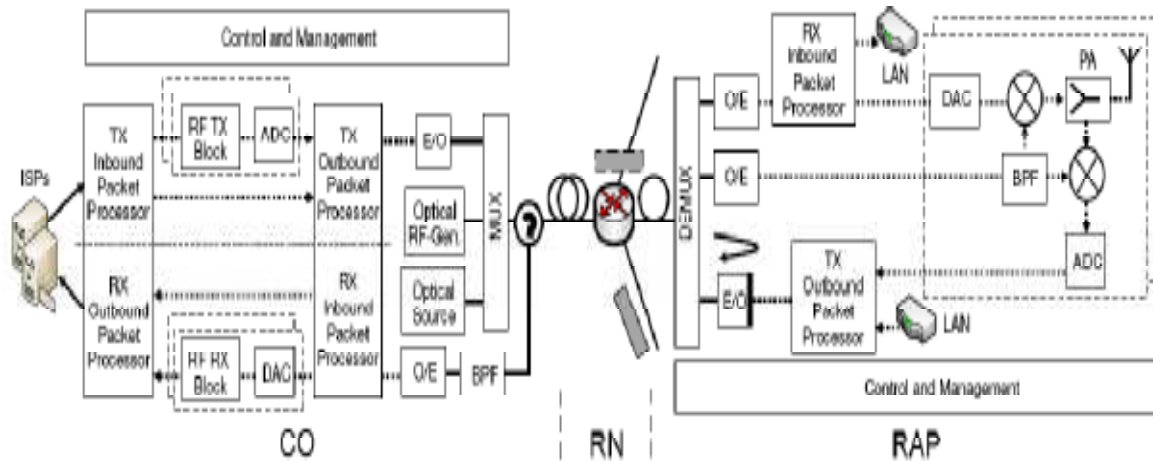
La figura 1.1 representa la idea de una topología que cubre un escenario heterogéneo, donde la complejidad se traslada desde los RAPs hacia la CO, permitiendo una simplificación de las estaciones base, que supone una reducción considerable del CAPEX y OPEX en entornos donde se requiere una alta densidad de RAPs.

La investigación presentada en este trabajo está basada en la arquitectura propuesta en [HuiszoonANIC2010]. En ella se propone una red reconfigurable multicapa basada en la técnica digitized radio-over-fiber capaz de soportar redes inalámbricas de

próxima generación asequible en términos económicos. El diseño esquemático de la arquitectura se muestra en la figura 1.2



**Figura 1.1** Escenario de la arquitectura de red híbrida



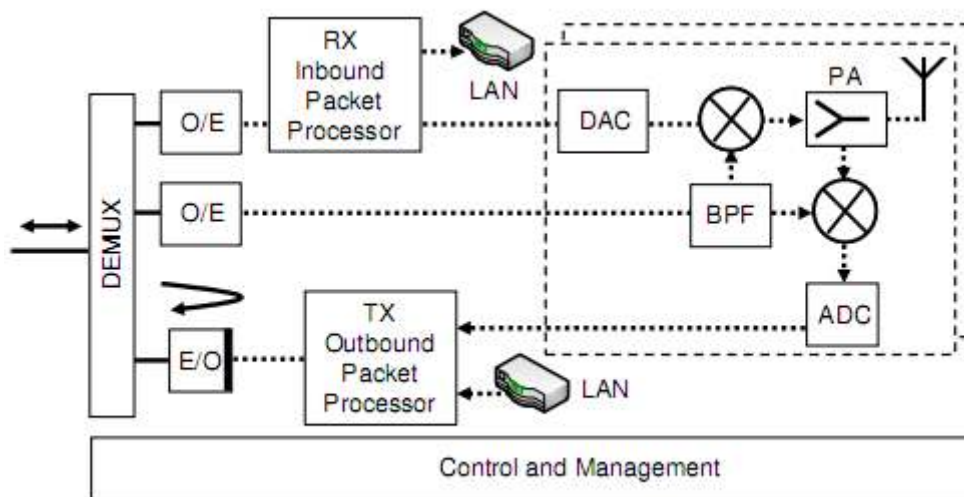
**Figura 1.2** Esquema de la arquitectura

En el diseño se propone la digitalización de la señal de radio para su transmisión a través del enlace óptico que une los RNs con los RAPs. El uso de la técnica digitized-RF-over-Fiber, no sólo facilita el transporte por el enlace óptico y proporciona flexibilidad en el manejo del handover permitiendo la centralización de la inteligencia, sino que además reduce la complejidad de las estaciones base en la medida en que se simplifica el hardware necesario. Así, si la transmisión óptica se



realiza en el dominio digital, el hardware de la estación base se reduce fundamentalmente a un conversor analógico-digital (ADC) y un conversor digital-analógico (DAC). En sentido descendente, la señal óptica se recibe en el RAP, y tras una conversión óptico-electrónica, el DAC reconstruye la señal analógica de RF y se pasa al front-end de la estación base para su transmisión. Por el contrario, en sentido ascendente, la señal analógica proveniente de la antena se digitaliza, y el bitstream resultante se modula en una portadora óptica para su transmisión al RN.

Dadas las características de banda estrecha de los estándares empleados en las tecnologías inalámbricas, se propone el uso de la técnica del muestreo pasobanda para digitalizar las señales de RF con el fin de reducir la frecuencia de muestreo y limitar así el coste del hardware. Por otro lado, ante la limitación en el ancho de banda de de los ADCs actuales puede ser necesario la transformación a frecuencia intermedia de las señales de RF. Para ello, con el fin de evitar incluir un oscilador local, en la línea de reducir en la medida de lo posible el hardware en la estación base se propone el uso de un oscilador local remoto transmitido desde la CO mediante la técnica fotónica optical frequency multiplication (OFM) [Koonen]LT2008].



**Figura 1.3** Estructura del Radio Acces Point

En el presente trabajo estudiaremos la digitalización y reconstrucción de las señales pertenecientes a los estándares actuales de redes inalámbricas con el fin de determinar las limitaciones de los ADCs y DACs, y justificar desde un punto de vista teórico-experimental la viabilidad técnica del diseño propuesto para las estaciones base en el contexto de la arquitectura híbrida.

En las siguientes secciones haremos un repaso del estado del arte de las tecnologías contempladas, introduciendo en primer lugar la técnica Radio-over-Fiber, ofreciendo una panorámica de las redes inalámbricas actuales y resumiendo el estado de la tecnología de los ADCs y DACs comerciales. En la segunda sección estudiaremos en

detalle la técnica del muestreo pasobanda explicando su relación con el teorema del muestreo de Nyquist para en la sección 3 estudiar cómo se relacionan todos estos conceptos de cara a introducirlos en el marco de la arquitectura híbrida. La sección 4 describe extensamente el modelo realizado en MATLAB con el que estudiaremos el impacto de la digitalización de las señales inalámbricas sobre el rendimiento del enlace, cuyos resultados expondremos en la sección 5. Finalmente, en la sección 6 haremos un estudio comparativo entre todas las opciones para extraer las condiciones óptimas en las que es posible digitalizar dichas señales en el contexto de la arquitectura propuesta.

## 1.2. Estado del arte

---

### 1.2.1. Radio over Fiber

Radio-over-fiber (RoF) es una tecnología que permite la distribución de señales de RF modulando una portadora óptica que se transmite desde una estación central (CO) hasta la estación base (BS), donde tras una conversión óptico-electrónica se alimenta a una antena para su transmisión. Aunque el envío de señales de RF por fibra óptica se emplea para múltiples propósitos, el término RoF se suele emplear para las redes cuyo segmento de acceso es de naturaleza inalámbrica.

La topología habitual es la mostrada en la figura 1.4 donde una CO da servicio a un gran número de estaciones base.

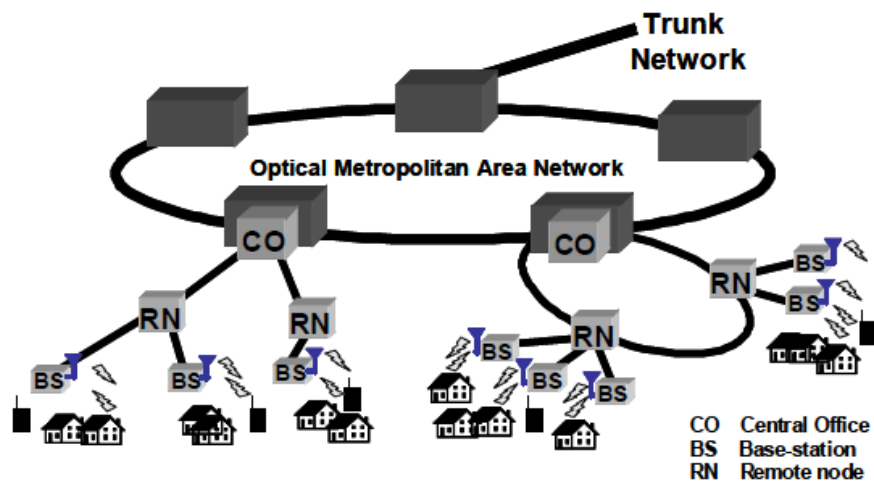


Figura 1.4 Topología RoF

Las principales ventajas de esta técnica son las asociadas a las tecnologías ópticas (baja atenuación, gran ancho de banda, inmunidad frente a interferencias), así como la simplificación del diseño de las estaciones base al desplazar la inteligencia hacia el núcleo de la red con la consecuente centralización del plano de control.

En los sistemas de comunicaciones de banda estrecha, es necesario que la señal de RF sea modulada en la BS antes de entregar la señal a la antena para su difusión. Sin embargo, el uso de RoF permite que las funciones de procesamiento se realicen en puntos compartidos de la red como son las COs antes de transmitir la señal por el enlace óptico hasta la BS, simplificando así la arquitectura de la estación base donde simplemente se acondiciona la señal para su posterior radiación limitando en la medida de lo posible su procesamiento.

El inherente perfil de pérdidas de las señales wireless exige el despliegue de un gran número de estaciones base, especialmente en núcleos densamente poblados, por lo que la simplificación de su arquitectura supone una reducción considerable en el CAPEX y el OPEX.

Se distinguen tres técnicas para transportar la señal wireless mediante fibra óptica en base al tipo de señal que se transmite [Lim]LT2009], que se discuten a continuación

#### **1.2.1.1. Radio-Frequency- over-Fiber (RFoF)**

El método más sencillo consiste en transportar directamente la señal de RF modulando la portadora óptica con la propia señal sin necesidad de trasladarla en frecuencia en la estación base.

Para la transmisión se puede optar por modular la corriente de polarización del diodo directamente con la señal RF o bien emplear un modulador externo como un modulador Mach-Zehnder (MZM), mientras que en recepción basta con emplear un fotodetector rápido.

La principal ventaja de esta configuración radica en la simplicidad en el diseño de la estación base sin necesidad de utilizar etapas de frecuencia intermedia y por ende la ausencia de un oscilador local remoto o el envío de una señal de LO. Sin embargo el uso de señales de radio frecuencia requiere hardware óptico capaz de trabajar a esas frecuencias (modulador y principalmente fotodetectores para las estaciones base), y supone considerar los efectos de la dispersión cromática de la fibra sobre la señal modulada.

#### **1.2.1.2. Intermediate Frequency-over-Fiber (IFoF)**

Con el fin de evitar componentes ópticos rápidos, se puede trasladar la señal de RF a una etapa de frecuencia intermedia en la CO antes de la transmisión y reconvertirla a RF en la BS. Con este método además se consigue reducir el efecto de la dispersión cromática, que tiene menos impacto en frecuencias intermedias, así como un aumento en la relación portadora a ruido (CNR).

Sin embargo el uso de una frecuencia intermedia incrementa la complejidad de la estación base, ya que requiere mezcladores y una señal de oscilador local que bien se podría generar en la BS aunque complicaría aún más su diseño e incrementaría su coste o bien se podría generar en la CO y transportarla ópticamente hasta la estación base.

#### **1.2.1.3. Baseband-over-fiber (BBoF)**

Por último se puede recurrir a modular directamente la señal en banda base sobre la portadora óptica relajando así los requisitos de los componentes optoelectrónicos y reduciendo también el efecto de la dispersión cromática.

En cambio el uso de esta técnica necesitaría convertir a banda base la señal en sentido CO y trasladar hasta RF la señal en banda base en el otro sentido en una o incluso dos etapas de frecuencia intermedia

#### 1.2.1.4. Digitized Radio-over-Fiber (dRoF)

Una nueva técnica propuesta recientemente, propone la transmisión de la señal de RF digitalizada aprovechando las ventajas que ofrece el enlace óptico en el dominio digital. De esta manera, la señal de RF se digitaliza en un extremo del enlace generando un flujo de datos binario que sirve para modular directamente una portadora óptica, que se demodula en recepción con un fotodetector rápido. Esta configuración proporciona numerosas ventajas cuyo coste extra se limita al hardware necesario para la conversión analógico digital (ADC y DAC) en el front-end de la estación base.

Así, en sentido ascendente, tras la cadena de recepción, la señal de RF se inyecta sobre un ADC que se coloca tan próximo a la antena como sea posible para minimizar el factor de ruido equivalente de la cadena. Una vez digitalizada, la señal se transmite por el enlace óptico hasta la CO donde se procesa en el dominio digital y se distribuye. En sentido descendente, la portadora óptica se recibe en la BS y tras la conversión óptico-electrónica llevada a cabo por el fotodetector, se obtiene una señal digital que el DAC reconstruirá para conseguir la señal de RF antes de llegar a antena para su radiación.

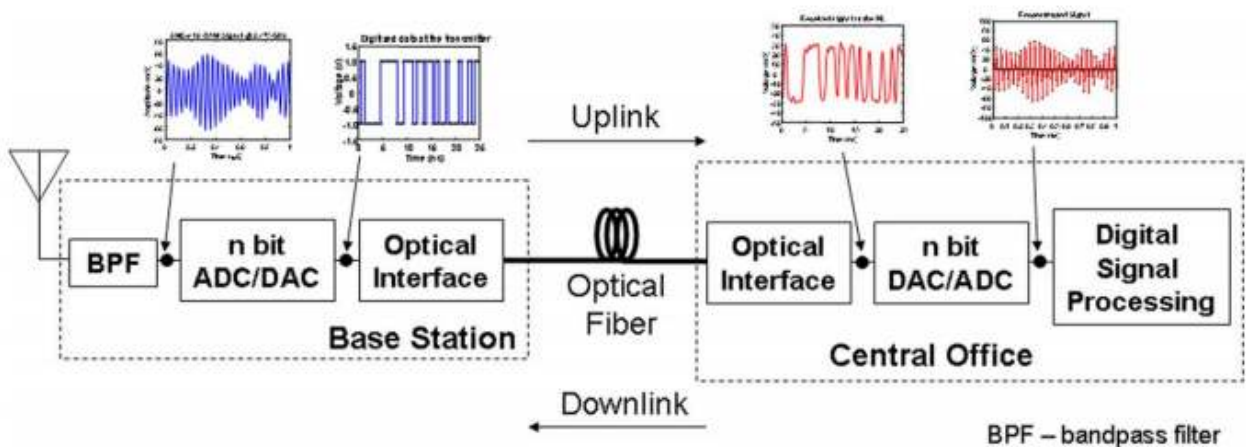
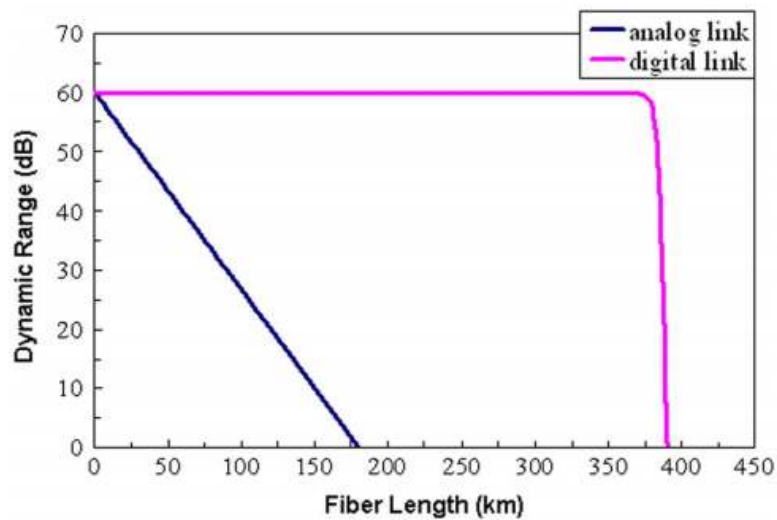


Figura 1.5 Diseño esquemático de un enlace dRoF. Extraído de [Gamage]LT2009]

Como hemos visto, en las técnicas para la transmisión de la señal analógica a través del enlace óptico existe un compromiso entre la complejidad de la electrónica y el rendimiento de los dispositivos ópticos. La técnica dRFoF permite simplificar notablemente el diseño de la estación base así como limitar la degradación de la señal

en la transmisión causada por los productos de intermodulación derivados de las características no lineales de los dispositivos analógicos. Como consecuencia de esto, se consigue mantener el rango dinámico independiente de la distancia. La figura 1.6 extraída de [Gamage]LT2009] muestra como en un enlace analógico, el rango dinámico disminuye linealmente con la distancia, mientras que en el dominio digital se mantiene constante hasta una distancia muy superior al caso analógico, cuyo límite viene determinado por la sensibilidad del propio receptor.



**Figura 1.6** Rango dinámico para RFoF y dRoF.

## 1.2.2. Perspectiva de las tecnologías inalámbricas actuales

Network	Status	Frequency Spectrum Allocation	Channel Bandwidth	Range	Bitrate/channel
<b>802.11n</b>	Wireless LAN MAC and PHY Specifications. Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput Published Oct 2009	2 bands: 5 GHz and/or 2.4 GHz	20/40 MHz	~up to 70m (indoors)- 250 m(outdoors)	74 Mbits/sec per user
<b>60 GHz millimeter-wave (MMW)</b>	802.15.3c-2009 MMW-based physical layer for 802.15.3 standard (WPAN)	7 GHz in 57-64 GHz(unlicensed)	2160 MHz	up to 10m.	150 Mb/s- 480 Mb/s (500 Mbps)
<b>3GPP-LTE</b>	EUTRAN <sup>i</sup> Version 8 of 3GPP.  (December 2009: First commercial LTE-service by Telia)	WCDMA band with additional bands 2.5/2.6 GHz, 2.3 GHz, 2.1 GHz, 1900 MHz, 1800 MHz, 1700/2100 MHz, 1500 MHz, 900 MHz, 850 MHz, 700 MHz, 450 MHz	Scalable ranging from 1.25MHz to 20MHz 1.4, 3/3.2, 5, 10, 15, 20 MHz	< 20km, WAN scale	DL : 100Mb/s SISO; 173Mb/s 2x2 MIMO; 326Mb/s 4x4 MIMO for 20 MHz UL: 58Mb/s 16QAM / 86Mb/s 64QAM
<b>Wimax Mobile</b>	IEEE 802.16-2009 Released May 2009  (IEEE 802.16m expected for mid-2010)	3 bands: 5,86 GHz (unlicensed), 2,3, 2,5 and 3,5 GHz (licensed) & 2,4 GHz (unlicensed)	Scalable bandwidths from 1.25 to 20 MHz (1,25/5/8.75 /10/20 MHz ) Reusability	4 kilometers in urban environment and 10 kilometers in rural areas. (up to 16 km in line of sight but not desirable for loaded networks)	DL 128 Mbps per sector UL 56 Mbps per sector in 20 MHz channel bandwidth  500 Kbps/user
<b>802.20 (MBWA<sup>2</sup>)</b>	802.20 approved June 2008	Bands with license below 3,5 GHz	5MHz-20 MHz	2 – 40 km MAN scale 4km one single BS <sup>ii</sup>	70 Mb/s channel Per cell: DL: 4Mb/s UL: 1,2Mb/s (for 5 MHz) DL: 1Mb/s UL: 300kb/s (for 1.25 MHz)

Network	Mobility Speed	Data rate (Max)	Applications	Environments	Additional information
<b>802.11n</b>	1.2 -10 km/h	600 Mbit/s (PHY) 400 Mb/s (MAC)	Internet, VoIP & local file transfer, streaming video and music, gaming, network attached storage	Home, office & hot spots	Interoperability between 20 & 40 MHz Bw <sup>iii</sup> devices (greenfield format)  Backwards compatible with 802.11g, 802.11b and 802.11a (2.4 and 5 GHz)
<b>60 GHz millimeter-wave (MMW)</b>	120 km/h	10 Gbps	Next-generation WPANiv Short-distance high speed internet access, streaming content download (video on demand, home theater, etc.).	Ideal for dense deployment, redundant architectures (CMOS allows low cost multi-antenna to increase gain)	High propagation attenuation.  Small and directive antenna.  Interference-free due to high oxygen absorption(15dB/km) and narrow beam width.
<b>3GPP-LTE</b>	250 km/h. optimized for lower speeds (from 0 to 15km/h)	250 Mbps in a channel 20-MHz wide.	MMOG (Multimedia Online Gaming), mobile TV, Web 2.0, streaming contents	Local /Wide area deployments	Interoperability between GSM / UMTS enhancements to the packet switched all-IP Global roaming
<b>802.16 Wimax Mobile</b>	Up to 250 km/h	300 Mbps (802.16m update to offer over 1 Gbit/s speeds)	VoIP, video conferencing, streaming media, multiplayer interactive gaming, Web browsing, instant messaging, media content downloading	Multi-service, multi-access environment	Multimedia and Internet services Interoperability & roaming  All-Internet protocol (IP) end-to-end network architecture,
<b>802.20 (MBWA<sup>2</sup>)</b>	250 km/h	260 Mbps		Metropolitan Area Networks	Optimized for full mobility; voice and data Optimized for IP data



Network	Handover management	Effectiveness (bits/seconds and by Hertz)	Maximum cell size	Latency
<b>802.11n</b>	Scanning (active and passive), authentication and reassociation	2,7	cell radius of a couple of hundred meters	<100 ms
<b>60 GHz millimeter-wave</b>	3 handoff mechanisms→ hard handoff (HHO), fast base station switching (FBSS)(optional), macro-diversity handover (MDHO)(optional).	only 0.4 for 1Gbps	micro (500 m) or pico (100 m) cells.	Latency-free
<b>3GPP-LTE</b>	3GPP performs PDCP SDU level context transfer during handovers	5 b/Hz/s for downlink 2.5 b/Hz/s for the uplink	very large cells 5 – 100km with slight degradation after 30km	5ms latency for small IP packets End-user latency <10ms
<b>802.16 Wimax Mobile</b>	Seamless inter-cell and inter-sector handoff. Latency for handover <200ms	0.5 to 4.5 bps/Hz. Lowers as mobility increases.	20.7 km for 3.5 or 7 MHz bandwidth 8.4 km for 5 or 10 MHz bandwidth	less than 50 ms
<b>802.20 (MBWA<sup>2</sup>)</b>	Extended Cell (EC).	3,2 Greater than 1.0 bps/Hz is Expected. > 1 b/s/Hz/cell	Cells of 2,5 km <i>Appropriate for ubiquitous metropolitan area networks and capable of reusing existing infrastructure.</i>	5.5 ms

<sup>1</sup> EUTRAN Evolved Universal Radio Access Network

<sup>2</sup>MBWA Mobile broadband wireless access

### 1.2.3. ADCs y DACs comerciales

Para estudiar la integración de las redes de próxima generación en el ámbito de la arquitectura reconfigurable presentada en la sección 1.1, es esencial obtener una visión del estado de los conversores analógico-digital y digital-analógico actuales para poder ofrecer una perspectiva de la viabilidad tanto técnica como económica de la arquitectura propuesta. En este sentido, la tabla 3.1 muestra las características de los dispositivos *low-end* con características y precios asequibles y los dispositivos *high-end* que representan las mejores características que se pueden encontrar en el mercado pero cuyo coste es muy superior a los dispositivos *low-end*. Estos datos han sido extraídos del fabricante MAXIM.

	<b>Characteristic</b>	<b>Low-end device</b>	<b>High-end device</b>
ADC	Bandwidth	600 MHz	2.8 GHz
	Resolution	8	8
	Sampling frequency	250 MHz	2.2 GHz
DAC	Resolution	12	12
	Clock frequency	250 MHz	4.3 GHz

**Tabla 1.1** Low-end y high-end de los ADCs y DACs comerciales

Aunque el límite superior habitual en términos de ancho de banda se encuentre entorno a los 3 GHz, existen dispositivos que permiten anchos de banda de superiores a 5-6 GHz aunque la tarea de conseguir ADCs con anchos de banda superiores es complicado con la tecnología actual [BorneOECC2009]. Pese a que su coste actual es suficientemente alto como para descartarlos para su uso generalizado, conviene destacar la viabilidad tecnológica de dispositivos de gran ancho de banda, cuyo coste puede ser asequible a medio plazo.

# 2

## Teoría del muestreo

El muestreo de una señal consiste en la transformación de tiempo continuo a tiempo discreto, obteniendo muestras de la señal original cada cierto período de tiempo. Decimos que el muestreo es uniforme si la separación temporal entre la adquisición de muestras es constante. El muestreo es el primer paso para la digitalización, previo a la cuantificación donde se codifica el valor de cada muestra dentro de un rango discreto de valores.

### 2.1. *Historia*

---

El teorema de muestreo fue conjeturado por Harry Nyquist en 1928 en su artículo "*Certain topics in Telegraph Transmission Theory*". Si bien no alude explícitamente al muestreo de señales, en él explica que el número de pulsos por unidad de tiempo que pueden ser enviados por un canal telegráfico está limitado a dos veces el ancho de banda del canal.

Más tarde, en 1949 Claude E. Shannon lo demostró formalmente en su artículo "Communication in the presence of noise" en el marco de la teoría de la información:

*If a function  $f(t)$  contains no frequencies higher than  $W$  cps, it is completely determined by giving its ordinates at a series of points spaced  $1/2W$  seconds apart.* [ShannonIRE1949]

Aunque esta es la cronología popularmente aceptada, numerosos autores publicaron artículos de manera independiente y prácticamente simultánea con conclusiones similares. No en vano, el teorema es a veces citado como el teorema de muestreo Whittaker-Kotelnikov-Raabe-Shannon-Gabor en base a las publicaciones de E. T. Whittaker ("Expansions of the Interpolation-Theory", "Theorie der Kardinal-funktionen" 1915), V. A. Kotelnikov ("On the transmission capacity of the 'ether' and of cables in electrical communications", 1933), H. Raabe (PhD thesis, 1939), Gabor ("Theory of communication", 1946) etc.

También se le atribuye a Cauchy un planteamiento básico del mismo en 1841.

## 2.2. Teorema del muestreo pasobajo

---

El teorema del muestreo se puede entender desde dos puntos de vista formalmente equivalentes.

En primer lugar, estudiando el muestreo desde el dominio temporal, se puede demostrar que una señal limitada en banda puede ser determinada por una secuencia discreta de muestras de la misma y puede ser reconstruida sin pérdida de información mediante interpolación.

Esta es la idea transmitida por Shannon, y su impacto radica en dos puntos clave, a saber, la posibilidad de reconstruir la señal sin pérdida de información a partir de sus muestras y la determinación de la frecuencia mínima necesaria para muestrear la señal en las condiciones mencionadas.

Por otra parte, el muestreo se puede entender desde el punto de vista de una modulación en amplitud, donde un tren de impulsos modula una señal limitada en banda.

Aunque el teorema está ampliamente estudiado en la literatura [GomezDSP], [PRPerezUPM1999], resumimos a continuación las claves desde el punto de vista de una modulación en amplitud.

Sea  $x(t)$  una señal limitada en banda tal que  $X(\omega) = 0$  si  $|\omega| > \omega_B$ , y  $p(t)$  un tren de impulsos equiespaciados un tiempo  $T_s$ , denominado período de muestreo:

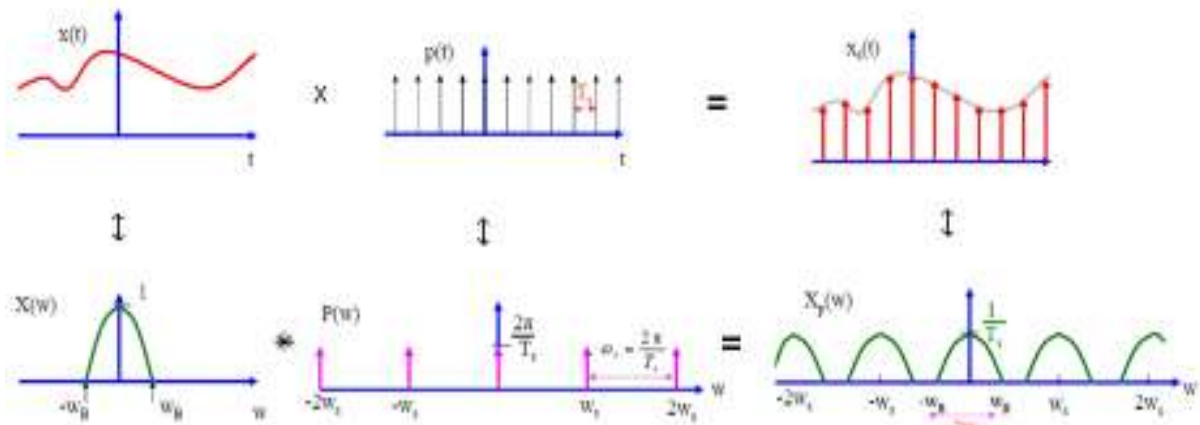
$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad \leftrightarrow \quad P(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s)$$

**Ecuación 2.1**

Por la propiedad de la convolución de la transformada de Fourier, el producto de estas señales en el dominio temporal equivale a una convolución lineal en el dominio de la frecuencia.

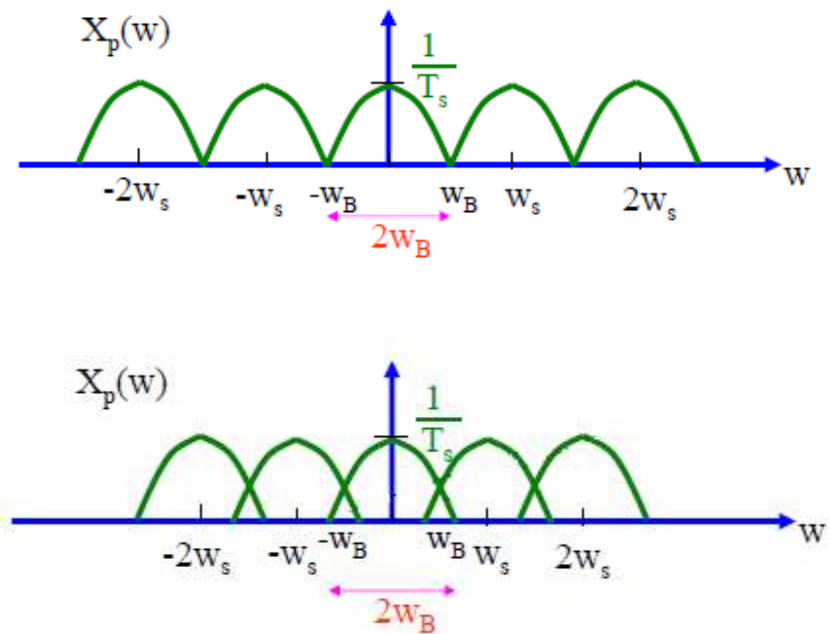
$$\begin{aligned} x_s(t) = x(t)p(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)\delta(t - nT_s) \quad \leftrightarrow \quad X_p(\omega) = X(\omega) * P(\omega) \\ &= \frac{1}{T_s} X(\omega - k\omega_s) \end{aligned}$$

**Ecuación 2.2**



**Figura 2.1** Convolución de la señal con un tren de impulsos

El espaciado entre las deltas del tren de impulsos viene determinado por la frecuencia de muestreo, de modo que si ésta aumenta, también lo hace el espacio entre los impulsos, mientras que el período disminuye y viceversa. Así, si la frecuencia de muestreo coincide con dos veces el ancho de banda de la señal, tendremos la situación representada en la figura 2.2a. Este valor límite de la frecuencia de muestreo se denomina frecuencia de Nyquist ( $F_{\text{nyquist}} = f_s/2$ ). Si la frecuencia de muestreo se sitúa por debajo de este valor ocurrirá solapamiento espectral entre las réplicas (aliasing), condición bajo la cual no será posible reconstruir la señal original libre de error (figura 2.2 b).



**Figura 2.2** Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la señal muestreada. (a)  $f_s =$  frecuencia de Nyquist, (b)  $f_s <$  frecuencia de Nyquist

El teorema del muestreo por tanto se puede resumir como sigue:

1.- Una señal  $x(t)$  con un espectro limitado a la frecuencia  $f_B$  ( $|f| < f_B$ ) puede ser muestreada sin pérdida de información si la frecuencia de muestreo  $f_S$  supera la cantidad  $2f_B$ , es decir:

$$f_S \geq 2f_B$$

2.- Si la señal es muestreada a una frecuencia que cumpla este requisito, existe un proceso de reconstrucción en virtud del cual se garantiza la reproducción exacta de la señal continua  $x(t)$  a partir de sus muestras  $x[n]$ .

### Reconstrucción

El proceso de reconstrucción consiste en interpolar los valores de la señal entre las muestras de manera que se recupere la señal de información original.

Si la señal ha sido muestreada a una frecuencia que cumpla el teorema de muestreo, entonces se puede reconstruir idealmente la señal interpolando mediante la función *sinc* en el dominio temporal, o equivalentemente mediante un filtro pasabajo ideal en el dominio de la frecuencia que recupere la réplica correspondiente con una ganancia  $T_s$ .

Sea  $h(t)$  la respuesta al impulso del filtro reconstructor y  $H(\omega)$  su respuesta en frecuencia:

$$h(t) = T_s \frac{\omega_B}{\pi} \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega_B t}{\pi}\right) \quad \leftrightarrow \quad H(\omega) = \begin{cases} T_s, & |\omega| < \omega_B \\ 0, & \text{resto} \end{cases}$$

Ecuación 2.3

Entonces, la señal reconstruida será:

$$\begin{aligned} x_r(t) &= x_s(t)h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} x(nT_s)\delta(\tau - nT_s)T_s \frac{\omega_c}{\pi} \operatorname{sinc}\left(\frac{t - \tau}{\pi}\right) d\tau \\ &= \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} x[n] T_s \frac{\omega_B}{\pi} \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega_B(t - nT_s)}{\pi}\right) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} x[n] \operatorname{sinc}\left(\frac{(t - nT_s)}{T_s}\right) \end{aligned}$$

Ecuación 2.4

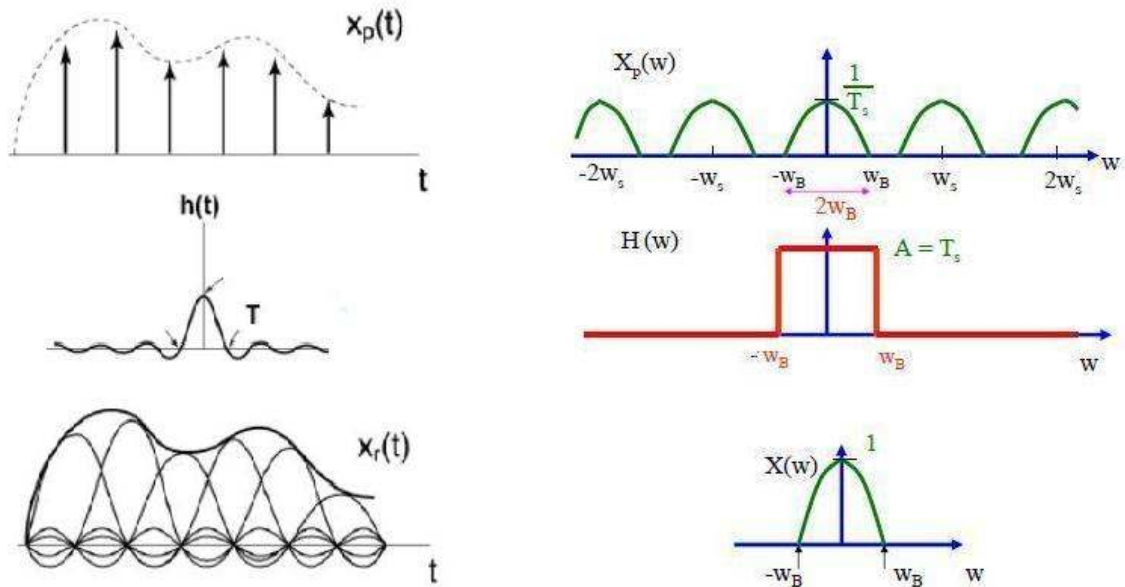


Figura 2.3 Proceso de reconstrucción mediante interpolación ideal

El proceso de reconstrucción estudiado es considerado ideal dada la imposibilidad de implementar filtros perfectamente rectangulares puesto que su respuesta al impulso no está limitada en el tiempo.

Existen muchas funciones de interpolación empleadas en sistemas reales que dan lugar a reconstrucciones más o menos fieles. Su elección se basa en criterios de estabilidad y realización física, siendo comunes en este aspecto los filtros de respuesta al impulso finita (FIR). Sin embargo, la elección más empleada en conversores digital-analógico son los retenedores de orden cero (zero order hold), por su facilidad de implementación electrónica, que mantienen el valor del voltaje de la muestra (interpolador de orden cero), y realizan un filtrado pasabajo.

Este tema se discutirá con más detalle en la sección 4.3.2.

El esquema de un retenedor de orden cero se corresponde matemáticamente con una interpolación de orden cero. Se pueden realizar interpolaciones de órdenes mayores (lineal, cuadrática...) de modo que la calidad de la reconstrucción será tanto mayor cuanto mayor sea el orden de la reconstrucción.

A menudo ocurre que las señales a digitalizar presentan un espectro que se extiende más allá de la frecuencia de Nyquist, donde la señal posee un espectro de baja potencia, pero que incluye un ruido de alta frecuencia. Bajo estas condiciones, si se muestrea a dos veces la frecuencia de Nyquist, el espectro del ruido se solapará con las réplicas, degradando notablemente la señal a digitalizar. Por este motivo se introduce un filtro *antialiasing* con una frecuencia de corte  $f_c = f_s/2$  antes del ADC, de modo que se eliminen las componentes ruidosas por encima de la frecuencia de Nyquist.

## 2.3. Muestreo pasobanda

---

En los sistemas de comunicaciones inalámbricos es habitual tratar con señales pasobanda donde el ancho de banda relativo a la portadora  $BW/f_c$  es del orden del 0.2% ó menor. Si se desea digitalizar señales en estas circunstancias, el muestreo pasobajo representa una solución poco práctica por la limitación de la velocidad de muestreo de los conversores analógico digitales.

Como ejemplo, pondremos el caso de una señal WiMAX con un ancho de banda de 50 MHz y cuya portadora se centra en la banda de 2.5 GHz. Si aplicáramos la teoría del muestreo pasobajo, sería necesario muestrear la señal a una frecuencia entorno a los 5 GHz, lo que nos dejaría prácticamente en el límite de la tecnología actual en términos de tasa de muestreo con los inconvenientes que ello supone.

Una solución a este problema consiste en la implementación de etapas de frecuencia intermedia donde un conversor analógico digital submuestra deliberadamente la señal pasobanda de modo que la información en las bandas laterales de la portadora son trasladadas a frecuencias en banda base. Como veremos a continuación, el muestro pasobanda representa una solución práctica y factible con la aparición de los ADCs de gran ancho de banda.

Las aplicaciones de esta técnica engloban distintos campos como las comunicaciones, radar, señales biomédicas o instrumentación (osciloscopios, analizadores de espectro, analizadores de redes...)

### 2.3.1. Antecedentes. Software-defined Radio

Las primeras referencias a los requerimientos del muestreo pasobanda se remontan a Cauchy en 1841, y pese a que también Nyquist y Gabor mencionaron el caso pasobanda, fue Kohlenberg en 1953 quién lo consideró formalmente como una extensión del teorema del muestreo para señales pasobanda.

La técnica del muestreo pasobanda vio su principal motivación (y potencial aplicación) en la Radio definida por Software (Software-defined Radio) en la década de los 80 [SatybratalITB]. Esta técnica proponía sustituir los elementos hardware tradicionales empleados en los receptores de RF de manera que sus funcionalidades se ejecuten en el dominio digital, aprovechando sus ventajas a raíz de la evolución de los DSPs. La filosofía se basa en colocar el ADC lo más próximo a la antena en la cadena de recepción y que la información sea procesada en el dominio digital por un DSP o una FPGA. Para digitalizar las señales en el rango de RF, los requisitos de los ADCs sobrepasaban el límite de la tecnología en lo que a frecuencia de muestreo se refiere, lo que hacía necesario una conversión a frecuencia intermedia o banda base. Sin embargo, esta solución supone un incremento en términos de complejidad y coste



del receptor. El muestreo pasobanda representa un solución adecuada a este problema puesto que ofrece una reducción considerable de la frecuencia de muestreo y una conversión a frecuencia intermedia (o banda base) en un solo paso.

Las ventajas potenciales de esta técnica son múltiples. A los beneficios evidentes de reducir la frecuencia de muestreo en términos de prestaciones, coste y consumo energético del ADC, hay que añadir la posibilidad de conversión a frecuencia intermedia o banda base sin necesidad de mezcladores, evitando la distorsión producida por las características no lineales de éstos, así como una reducción considerable de la carga computacional en el DSP al tener que procesar menos muestras cada segundo.

Además, esta técnica es transparente a la modulación de la señal a procesar por lo que su uso se puede generalizar a numerosas aplicaciones.

### 2.3.2. Teoría del muestreo pasobanda

Gran parte de este proyecto y del modelo se basa en la idea del muestreo pasobanda, por lo que en esta sección nos detendremos a estudiar los detalles de esta técnica.

La teoría de Shannon afirma que si se muestrea una señal limitada en banda con una tasa mayor que el doble de su frecuencia máxima no ocurrirá aliasing y podremos reconstruir idealmente la señal muestreada.

Frente a esta afirmación a menudo se asume implícita aunque erróneamente que una tasa de muestreo menor implica necesariamente una superposición de las réplicas en la frecuencia. Como veremos, existen ciertos casos no considerados en el teorema del muestreo pasobajo en los que se puede muestrear una señal sin pérdida de información con una tasa menor que la de Nyquist. En este sentido, podemos entender el muestreo pasobanda como una generalización de la teoría del muestreo.

Consideremos el espectro de una señal pasobanda centrada en  $f_c$ , y ancho de banda  $B$  como la mostrada en la figura 2.4. Por el hecho de tratarse de una señal real, existe una componente en el eje positivo de frecuencias y otra en el negativo separadas una distancia  $2f_c - B$ . Si muestreamos esta señal a una tasa de muestreo  $f_s$ , obtendremos réplicas de la señal original en múltiplos enteros de  $f_s$ , de manera que las dos componentes del espectro mantendrán la misma distancia relativa de dos veces la frecuencia central aunque se colocarán sucesivamente en  $f = k f_s + f_c$ . Con un número arbitrario de réplicas  $m$  en el intervalo de  $2f_c - B$  obtenemos la relación mostrada en la ecuación 2.5:

$$m f_{s'} = 2 f_c - B$$

**Ecuación 2.5**

El número de réplicas  $m$  puede tomar cualquier valor entero siempre y cuando  $f_{s'}$  no sea menor que  $2B$  de manera que se puedan disponer las  $m$  réplicas en el intervalo  $2f_c - B$  sin que ocurra solapamiento entre ellas. Podemos expresar esta relación como:

$$f_{s'} \leq \frac{2 f_c - B}{m}$$

**Ecuación 2.6**



Figura 2.4 Señal pasobanda

El escenario es el ilustrado en la figura 2.5b donde tenemos un par de réplicas que se mantienen en la frecuencia central (positiva y negativa), y otro eterno a  $f=0$ , que identificamos con las letras P y Q.

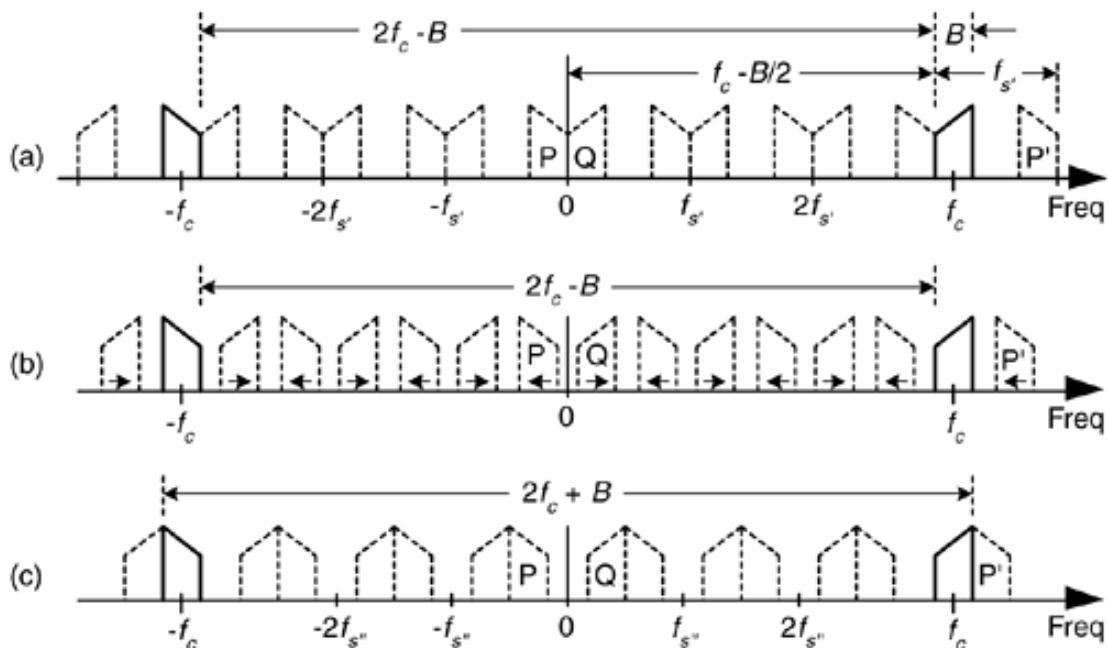


Figura 2.5 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre las réplicas del espectro

Si reducimos la tasa de muestreo, las réplicas P y Q alejan entre sí en la dirección de las flechas como muestra la figura 2.5b hasta un punto donde se solapan con la siguiente réplica (figura 2.5c). El valor de esta nueva frecuencia de muestreo  $f_{s''}$  se formula como muestra la ecuación c de manera análoga a la ecuación 2.5.

$$(m+1)f_{s''} = 2f_c + B$$

Ecuación 2.7

De la misma manera, para evitar que las réplicas se solapen entre sí, se ha de cumplir:

$$f_{s''} \leq \frac{2f_c + B}{m+1}$$

Ecuación 2.8

Combinando las ecuaciones 2.6 y 2.8 obtenemos las condiciones que se deben cumplir para muestrear una señal pasobanda de ancho de banda B y centrada en  $f_c$ :

$$\frac{2f_c - B}{m} \leq f_{s''} \leq \frac{2f_c + B}{m+1}$$

**Ecuación 2.9**

Si renombramos los términos de la ecuación 2.9 de manera que:

$$\begin{aligned} 2f_c + B &= 2f_{max} \\ 2f_c - B &= 2f_{min} \end{aligned}$$

**Ecuación 2.10**

Podemos reformular dicha expresión como sigue:

$$\frac{2f_{max}}{n_z} \leq f_s \leq \frac{2f_{min}}{n_z - 1}$$

**Ecuación 2.11**

Donde  $n_z$  es un número entero que ha de cumplir:

$$1 \leq n_z \leq \left\lfloor \frac{f_{max}}{f_{max} - f_{min}} \right\rfloor$$

**Ecuación 2.12**

Las ecuaciones 2.11 y 2.12 son las más frecuentes en la literatura relacionada con el muestreo pasobanda y determinan las condiciones que han de cumplirse para muestrear una señal sin solapamiento espectral [QuizhengRF]. Conviene destacar que las ecuaciones 2.11 y 2.12 son aplicables para cualquier señal real limitada en banda, incluyendo también el caso de una señal pasobajo, en cuyo caso podemos definir  $f_{min}$  como 0 obteniendo  $n_z=1$ , por lo que la tasa de muestreo debe ser superior a dos veces la frecuencia máxima, de acuerdo con la teoría del muestreo pasobajo.

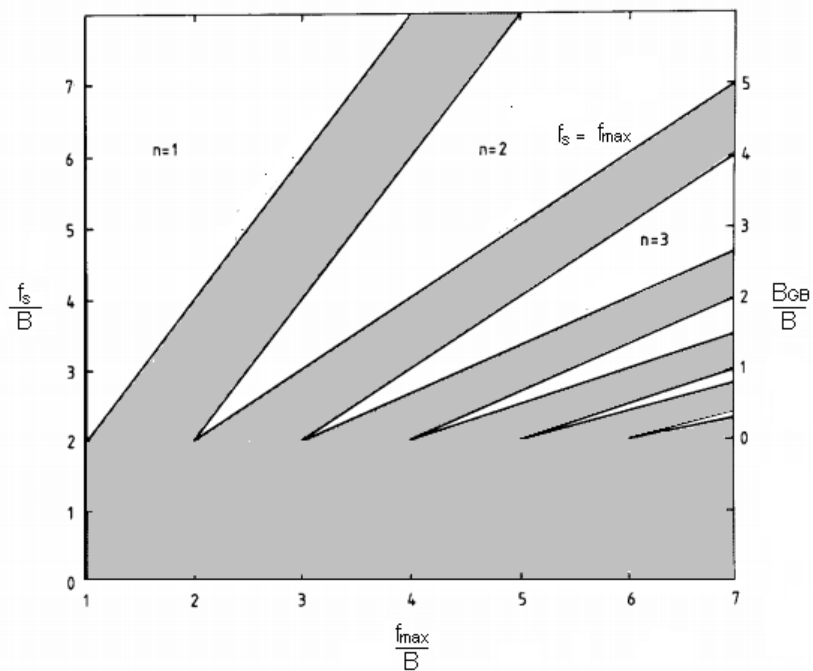
El teorema de muestreo pasobanda se puede considerar por tanto como una generalización del teorema del muestreo pasobajo, que considera ciertos casos no contemplados en la teoría de Shannon.

La ecuación 2.11 a menudo se ilustra gráficamente representando la frecuencia de muestreo normalizada al ancho de banda de la señal frente a la relación entre la frecuencia máxima y el ancho de banda.

A la vista de las ecuaciones 2.11 y 2.12 para una señal pasobanda, obtenemos un número  $n_z$  de intervalos posibles para las frecuencias de muestreo que evitan el aliasing.

Las zonas blancas en la figura 2.6 representan estos intervalos, mientras que las zonas grises representan los valores de  $f_s$  para los que ocurrirá aliasing. El eje de abscisas se corresponde con el límite superior de los valores que puede tomar  $nz$ , por lo que para una relación  $f_{max}/B$  dada, si trazamos una línea vertical, a medida que aumentamos la frecuencia de muestreo disminuimos el valor de  $nz$ , atravesando todos los intervalos válidos y no válidos de dicho parámetro.

El decremento del parámetro discreto  $nz$  se traduce en un aumento de la frecuencia de muestreo lo que implica necesariamente un mayor rango de frecuencias de muestreo posibles, en tanto en cuanto disminuye el número de réplicas comprendidas en el espacio disponible entre las réplicas originales (positiva y negativa).

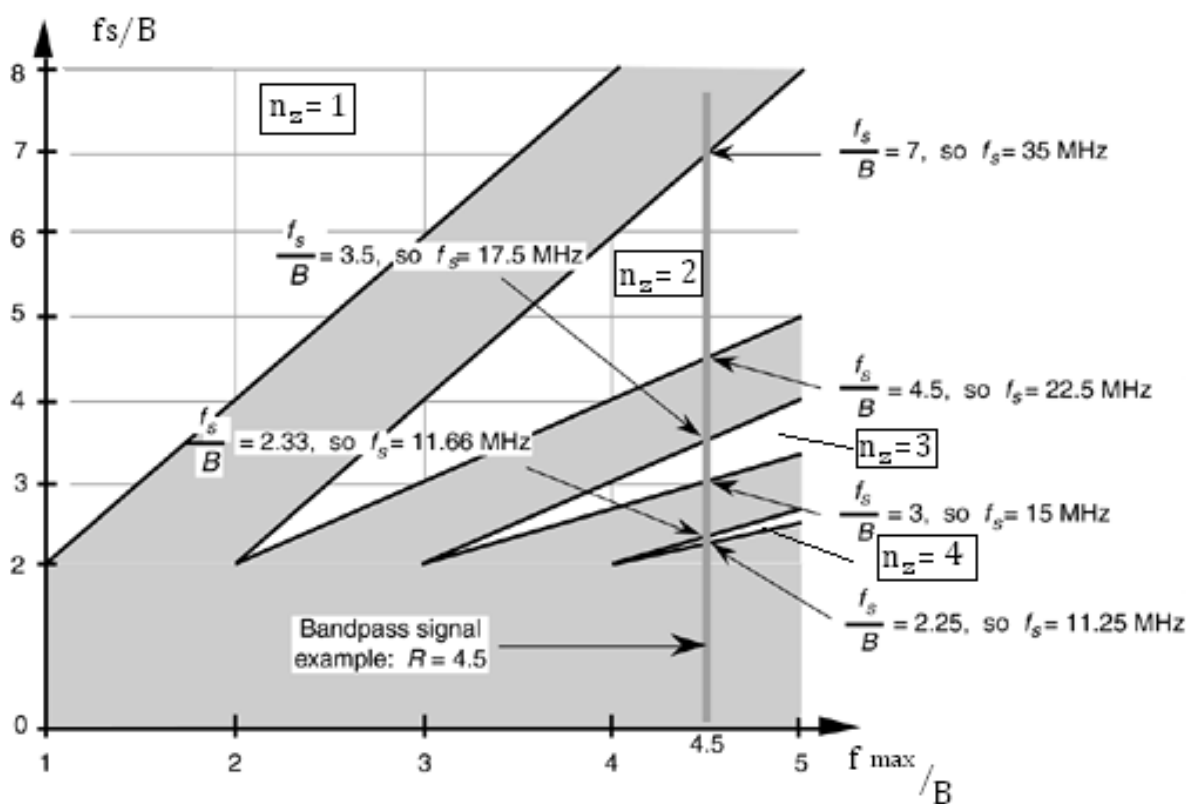


**Figura 2.6** Valores permitidos para la frecuencia de muestreo

La tasa mínima de muestreo teórica se corresponde en la ilustración con los vértices de las regiones blancas y se corresponden con una frecuencia de muestreo del doble de valor del ancho de banda. A la vista de la figura 2.6, es fácil comprobar que cualquier variación de la frecuencia de muestreo haría que entráramos en una región no válida que provocaría que las réplicas se solaparan. Pese a la posibilidad teórica de esta elección, en la práctica se escogen valores de la frecuencia de muestreo que permitan cierta tolerancia<sup>1</sup>, disminuyendo el valor de  $nz$  para aumentar el rango de frecuencias posibles, lo cual se traduce en un aumento del espacio entre las réplicas, también llamado banda de guarda en el contexto del muestreo pasobanda.

<sup>1</sup> En la práctica la estabilidad de la frecuencia de muestreo está condicionada al ruido de fase del oscilador

Para ilustrar la figura 2.6, tomaremos como ejemplo una señal pasobanda centrada en 20MHz y con un ancho de banda de 5MHz. La relación entre la frecuencia máxima y el ancho de banda es de 4.5, por lo que de acuerdo con la ecuación 2.12 existen cuatro posibles intervalos de frecuencias de muestreo para los que no existirá aliasing. Gráficamente quedan representados como la intersección de la recta vertical con las regiones blancas. La región superior  $n_z=1$  (fuera de la imagen) se corresponde con las frecuencias de muestreo iguales o superiores a la frecuencia de Nyquist. A medida que aumentamos el valor de  $n_z$  se observa una disminución de la amplitud del intervalo de posibles valores de  $f_s$ , derivada de la disminución del espaciado entre las réplicas (bandas de guarda) o equivalentemente una menor tolerancia a variaciones de la frecuencia de muestreo.



**Figura 2.7** Valores permitidos de la frecuencia de muestreo. Ejemplo  $f_c=20$ MHz,  $BW=5$ MHz

La figura 2.8 describe la relación general entre la variación de la frecuencia de muestreo y la variación de las bandas de guarda laterales. Como se mostrará en la sección 4.1.3, la simetría de las bandas de guarda es una cualidad deseable en ciertas circunstancias, y aunque en general no implica una simetría en la tolerancia de la frecuencia de muestreo, se puede demostrar que a medida que aumenta el valor de  $n_z$  se tiende a un aumento en la correlación de la simetría de ambos parámetros. De acuerdo con [VaughanTSP1991], la diferencia entre las tasas máximas y mínimas de muestreo posibles es:

$$\Delta f_s = \frac{2(f_u - B)}{n - 1} - \frac{2f_u}{n}$$

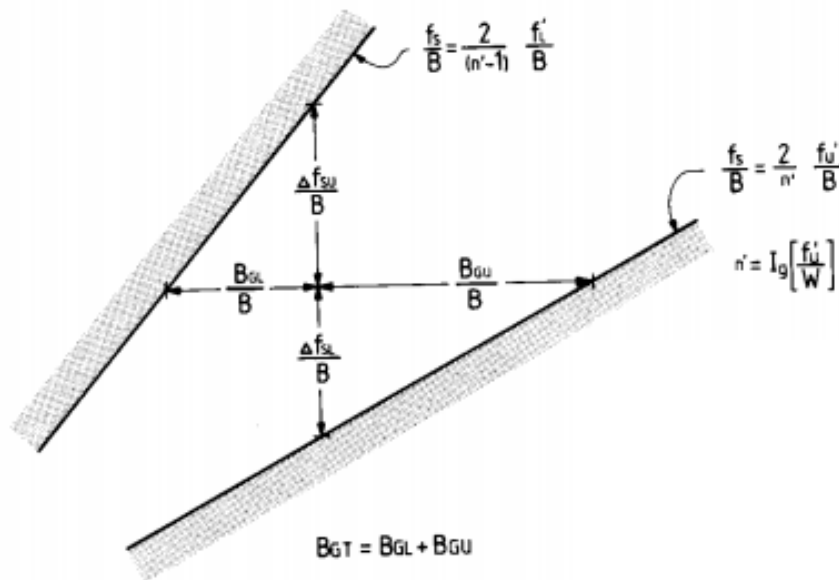
**Ecuación 2.13**

por lo que la precisión relativa requerida para  $f_s$  es:

$$\frac{\Delta f_s}{2B} = \frac{1}{n(n - 1)} \left( \frac{f_u}{B} - n \right) \approx O \left( \frac{1}{n^2} \right)$$

**Ecuación 2.14**

Es decir, a medida que la frecuencia central de la señal pasobanda aumenta es necesaria una mayor precisión de la frecuencia de muestreo mínima. Este parámetro se convierte en algo crítico con el aumento de  $n$ , ya que la tolerancia permitida en la frecuencia de muestreo disminuye a una tasa del orden del inverso del cuadrado de  $n$ .



**Figura 2.8** Relación entre la variación de la frecuencia de muestreo y variación de las bandas de guarda laterales

La tolerancia de la frecuencia de muestreo se traduce en el dominio temporal en una tolerancia en el instante de muestreo, característica deseable para reducir los efectos del jitter de este parámetro.

Para entender la relación entre las bandas de guarda y la frecuencia de muestreo, es necesario introducir el concepto de región de Nyquist.

Se define zona de Nyquist como el espacio comprendido entre múltiplos enteros de  $f_s/2$ . Cada región de Nyquist contiene una copia del espectro original o invertido.

En general, las réplicas del espectro de la señal muestreada se ubican en [BettaMEKO2009]:

$$f_{a,b} = af_c + bf_s \quad a, b \in \mathbb{Z}$$

**Ecuación 2.15**

Debido a la periodicidad del espectro de una señal muestreada, podemos limitar el estudio al intervalo  $[0, f_s]$ , de manera que sólo dos de las frecuencias que pertenecen a la ecuación 2.15 se encuentran dentro de este intervalo:

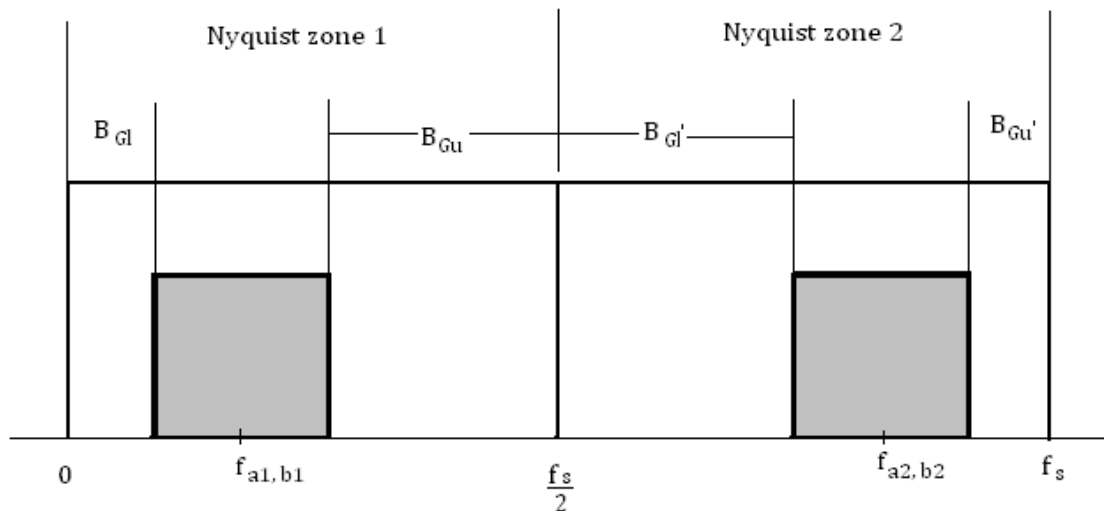
$$\begin{aligned} f_{a_1, b_1} &= \text{mod}(f_c, f_s) \\ f_{a_2, b_2} &= f_s - \text{mod}(f_c, f_s) \end{aligned}$$

**Ecuación 2.16**

La figura 2.9 representa el intervalo  $[0, f_s]$ , que se corresponde con las dos primeras zonas de Nyquist. Las réplicas están ubicadas según la ecuación 2.16 mientras que la extensión de las bandas de guarda correspondientes a la primera zona de Nyquist se expresa en la ecuación 2.17. Las expresiones para las bandas de guarda de la segunda zona de Nyquist  $B_{G1'}$  y  $B_{G2'}$  son las complementarias a las de la primera.

$$\begin{aligned} B_{G1} &= (f_{s_{max}} - f_s) \frac{n_z - 1}{2} \\ B_{G2} &= f_s - f_{s_{min}} \frac{n_z}{2} \end{aligned}$$

**Ecuación 2.17**



**Figura 2.9** Regiones de Nyquist 1 y 2

Dependiendo de la posición relativa de la frecuencia central de la señal y de la tasa de muestreo, la réplica invertida puede ubicarse en la primera zona de Nyquist o en la segunda. Si se quiere recuperar el espectro en banda base o en frecuencia intermedia es importante tener esto en cuenta para reconstruir la señal de manera correcta. Para



ilustrar el efecto de la inversión del espectro en las distintas zonas de Nyquist estudiaremos dos casos particulares antes de contemplar el caso general.

Para la señal  $x(t)$  de la figura 2.10 centrada en  $f_c$  y con ancho de banda  $B$ , llamamos ancho de banda fraccional al número de anchos de banda  $B$  que separan el origen del extremo inferior del espectro de  $x(t)$ .

Llamamos *integer positioning* al caso en que la banda de interés está ubicada un número entero de veces del ancho de banda  $B$  del origen:

$$f_c \pm \frac{B}{2} = lB, \quad l = 1, 2, 3 \dots$$

Primeramente, consideremos el caso en el que el borde superior de la señal  $f_c = f_0 + B/2$  sea un múltiplo entero e impar del ancho de banda de la propia señal, es decir:

$$F_{\max} = kB, \quad k \text{ impar}$$

Como se explicó anteriormente, las réplicas de la señal se ubican en múltiplos de la frecuencia de muestreo  $f_s$ :  $f = k f_s$ ,  $k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$

En este escenario si asignamos a la frecuencia de muestreo un valor igual al doble del ancho de banda de la señal  $f_s = 2B$  entonces el espacio comprendido entre el extremo inferior del espectro de la señal y el origen del eje de frecuencias es suficiente para albergar un número par  $(k-1)$  de réplicas del espectro de la señal sin que ocurra solapamiento espectral como muestra la figura 2.10. En este caso obtendremos una réplica exacta de la señal original centrada en banda base.

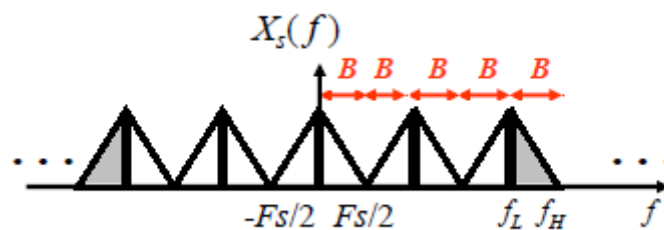


Figura 2.10 Disposición de las réplicas para  $F_{\max} = 5B$ ,  $f_s = 2B$

Por otro lado si contemplamos el caso en el que  $k$  es un número entero y par, y muestreamos la señal a una tasa  $f_s = 2B$ , entonces en el mismo espacio se podrá ubicar un número impar  $(k-1)$  de réplicas de la señal, y obtendremos una réplica invertida en banda base.

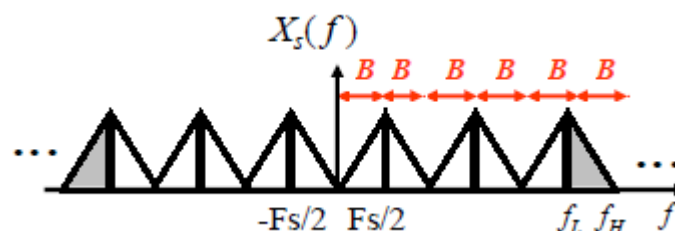


Figura 2.11 Disposición de las réplicas para  $F_{\max} = 6B$ ,  $f_s = 2B$

En general, la relación entre la posición de las réplicas en el intervalo  $[0, f_s]$  y su disposición espectral se puede expresar como sigue:

$$f = \begin{cases} \text{mod}(f_c, f_s), & \left\lfloor \frac{f_c}{f_s/2} \right\rfloor \text{ es par} \leftrightarrow \text{Espectro no invertido} \\ f_s - \text{mod}(f_c, f_s) & \left\lfloor \frac{f_c}{f_s/2} \right\rfloor \text{ es impar} \leftrightarrow \text{Espectro invertido} \end{cases}$$

**Ecuación 2.18**

En definitiva, y de acuerdo con [VaughanTSP1991], para obtener una réplica sin inversión de espectro en banda base, la frecuencia de muestreo ha de cumplir:

$$\frac{2f_c + B}{2n + 1} \leq f_s \leq \frac{f_c - \frac{B}{2}}{n}, \quad 0 \leq n \leq \left\lfloor \frac{f_c - \frac{B}{2}}{2B} \right\rfloor$$

**Ecuación 2.19**

Por el contrario, la inversión del espectro en banda base ocurre cuando:

$$\frac{f_c + \frac{B}{2}}{n} \leq f_s \leq \frac{2f_c - B}{2n - 1}, \quad 1 \leq n \leq \left\lfloor \frac{f_c + \frac{B}{2}}{2B} \right\rfloor$$

**Ecuación 2.20**

En principio, si se quiere reconstruir la señal en banda base, parece razonable escoger una frecuencia de muestreo tal que el espectro que quede en banda base permanezca sin invertir. Sin embargo, en caso de que la elección de la frecuencia de muestreo esté determinada por otros motivos, la inversión del espectro en banda base no supone un problema añadiendo un mínimo de procesado adicional. Como es sabido, para invertir el espectro de una señal discreta basta con multiplicarla por la secuencia  $(-1)^n$ , o lo que es lo mismo, un coseno de frecuencia  $f_s/2$ , que traslada la componente DC alrededor de  $f_s/4$  hasta  $f_s/2$ .

## 2.3.3. Limitaciones del muestreo pasobanda

### 2.3.3.1. Aliasing del ruido fuera de banda

En los conversores analógico digitales es habitual el uso de un filtro antialiasing previo al muestreo para evitar que las componentes ruidosas fuera de la banda de interés se solapen tras el muestreo. Es evidente que el ruido introducido en la banda de la señal no se puede eliminar mediante filtrado. En el caso de trabajar con señales pasobanda, el filtro antialiasing ha de ser un filtro pasobanda.

Sin embargo, el uso de este filtro elimina el ruido fuera de la banda de interés presente en el sistema previo al muestreo, por lo que el ruido generado tras el mismo, habitualmente ruido térmico introducido por el ADC no se puede eliminar. La potencia de este ruido se expresa como:

$$P_n = kT/C$$

**Ecuación 2.21**

Donde  $k$  es la constante de Boltzman,  $T$  la temperatura absoluta del sistema y  $C$  la capacitancia equivalente del circuito.

Asumiendo que el ruido térmico es aditivo, blanco y gaussiano con media cero y densidad espectral de potencia constante, podemos expresar la SNR como:

$$SNR = \frac{P_s}{P_{N_i} + P_{N_o}}$$

**Ecuación 2.22**

Donde  $P_s$  es la potencia de la señal,  $P_{N_i}$  es la potencia de ruido dentro de la banda (tras el filtro antialiasing) y  $P_{N_o}$  el ruido fuera de banda introducido por el ADC.

Sin embargo, la periodicidad del espectro en el muestreo pasobanda implica una superposición de las aportaciones ruidosas de cada una de las réplicas, que a la postre afectarán de manera homogénea sobre todas las regiones de Nyquist degradando la SNR por efecto del ruido térmico en mayor grado que un sistema equivalente (mezclador con rechazo de banda ideal seguido de un muestreador pasobajo).

Por lo tanto, el decremento de la frecuencia de muestreo implica una mayor densidad de zonas de Nyquist y en consecuencia un mayor número de aportaciones de ruido fuera de banda de naturaleza aditiva. Este compromiso entre la frecuencia de muestreo y la degradación de la SNR demostrado en [VaughanTSP1991] y experimentalmente probado en [YiRanAICSP2005] se formula de acuerdo con la ecuación 2.23:

$$SNR = \frac{P_s}{P_{N_i} + (n_z - 1)P_{N_o}}$$

**Ecuación 2.23**

En el caso en el que  $P_{N_i} \gg P_{N_o}$ , la SNR queda establecida antes del muestreo, mientras que si  $P_{N_i} \approx P_{N_o}$ , la degradación de la SNR se puede aproximar a:

$$SNR_{deg} = 10 \log_{10} n_z$$

**Ecuación 2.24**

Es decir,

$$SNR_{out} = SNR - 10 \log_{10} n_z$$

**Ecuación 2.25**

### 2.3.3.2. Jitter

Otra causa de degradación de la calidad de la señal por efecto del muestreo pasobanda es el ruido de jitter provocado por la deriva temporal en el instante de muestreo [PatelUCL]. La variación de este parámetro puede ser debida al circuito que implementa el muestreo o al ruido de fase del oscilador.

Si bien este impedimento está también presente en el muestreo de señales pasabajo o pasobanda, es especialmente crítico en estas últimas debido a las características de alta frecuencia de las señales que se muestrean con esta técnica, como veremos a continuación.

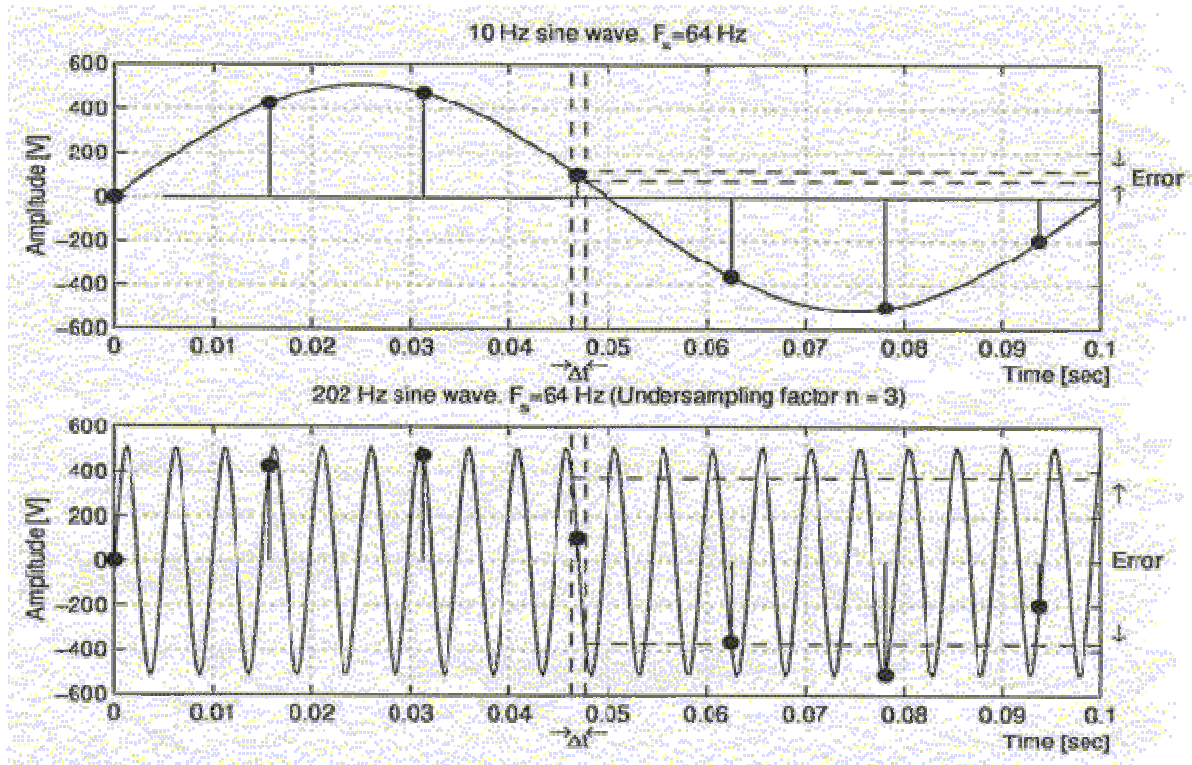
Sea  $s(t)$  una señal pasobanda, podemos modelar el jitter como un ruido de fase de la señal  $h(t)$ :

$$s(t) = s_I \cos(\omega_0 t) - s_Q \sin(\omega_0 t)$$

$$\tilde{s}(t) = s_I \cos(\omega_c(t + h(t))) - s_Q \sin(\omega_c(t + h(t)))$$

**Ecuación 2.26**

Donde  $\tilde{s}(t)$  es la señal muestreada y  $s_I$  y  $s_Q$  son las componentes en fase y cuadratura. Naturalmente cuanto mayor sea la frecuencia de la señal  $\omega_c$ , mayor será la desviación del voltaje para el mismo valor instantáneo de  $h$ , como se representa en la figura 2.12.



**Figura 2.12** Efecto del jitter en la frecuencia de muestreo sobre la señal a muestrear

De acuerdo con [PatelUCL], si modelamos el instante de muestreo con una variable aleatoria gaussiana de media cero y desviación típica  $\sigma_j$ , podemos expresar la degradación de la SNR debida al jitter como:

$$SNR_{deg} = \frac{1}{(\omega_c \sigma_j)^2}$$

**Ecuación 2.27**

En la técnica del muestreo pasobanda existe en definitiva un compromiso directo entre la frecuencia de muestreo y la degradación de la señal por el aliasing del ruido fuera de banda, y un compromiso entre la frecuencia de portadora de la señal a muestrear y el ruido causado por el jitter en el muestreo.

# 3

## ADCs y DACs en dRoF

En la sección anterior hemos estudiado cómo la técnica del muestreo pasobanda permite reducir la frecuencia de muestreo hasta varios órdenes de magnitud por debajo de la frecuencia de Nyquist. Para señales de banda estrecha moduladas en una portadora de alta frecuencia no es necesario disponer de una tasa de muestreo superior a dos veces la frecuencia máxima sino una frecuencia del orden del ancho de banda de la señal. Así, si consideramos una señal pasobanda de 50 MHz de ancho de banda y a una frecuencia de portadora de 2,475 GHz, basta con una tasa de muestreo del orden de 100MHz para evitar el aliasing en lugar de los 5 GHz que impone el teorema de muestreo pasobajo.

Por otro lado, es evidente que la función de transferencia del ADC ha disponer de un ancho de banda suficientemente grande como para acomodar el espectro de la señal de entrada. De este modo, en el ejemplo mencionado, aunque la tasa de muestreo requerida sea bastante asequible, el ancho de banda del ADC tiene que ser como mínimo igual a la frecuencia máxima de la señal, en este caso 2,475 GHz.

Por este motivo, la implementación de un sistema capaz de muestrear señales cuya portadora se encuentra en la banda de microondas, está condicionada por la limitación en la tecnología de los ADCs y DACs en lo que a ancho de banda se refiere.

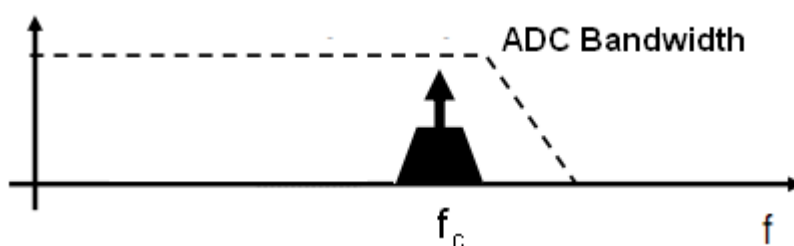


Figura 3.1 Ancho de banda del ADC

La aparición de los ADCs de gran ancho de banda comienza a permitir dispositivos con características adecuadas para la digitalización de este tipo de señales, y aunque se prevee que el desarrollo de la tecnología ofrezca soluciones a corto plazo, de acuerdo con el estudio presentado en la sección 1.2.3, podemos tomar como

referencia anchos de banda entorno a los 600 MHz para dispositivos *low-end* y aunque para dispositivos *high-end*, el límite es más difícil de fijar debido a la difusa línea que une la investigación con la realidad del mercado, podemos determinar este límite entorno a los 5 GHz para dispositivos de muy alto *high-end*.

En base a la idea de reducir en la medida de lo posible el coste de la estación base es evidente la preferencia en el uso de dispositivos *low-end* en el RAP. En este sentido, la traslación de las señales wireless a frecuencias intermedias permite que el ancho de banda de los ADCs *low-end* sea suficiente para acomodar las señales convertidas. Por otro lado, la inclusión de hardware capaz de llevar a cabo esta operación supone un aumento en la complejidad del RAP. La solución propuesta en [HuiszoonANIC2010] para este compromiso se basa en la técnica OFM explicada en [Koonen]LT2008].

En resumen, el uso de esta técnica permite que la señal OFM que se detecta en el fotodiodo del RAP contenga una serie de armónicos derivados de una frecuencia de barrido generada en la CO. En función de la señal con la que se esté tratando, se seleccionará la frecuencia de LO (Local Oscilator) adecuada para trasladar la señal de información desde la banda de GHz hasta la banda de trabajo del ADC *low-end* en sentido ascendente o desde la banda del DAC hasta RF en sentido descendente.

La figura 3.2 muestra el funcionamiento de conversión a frecuencia intermedia en el RAP en sentido ascendente con la señal de LO generado remotamente

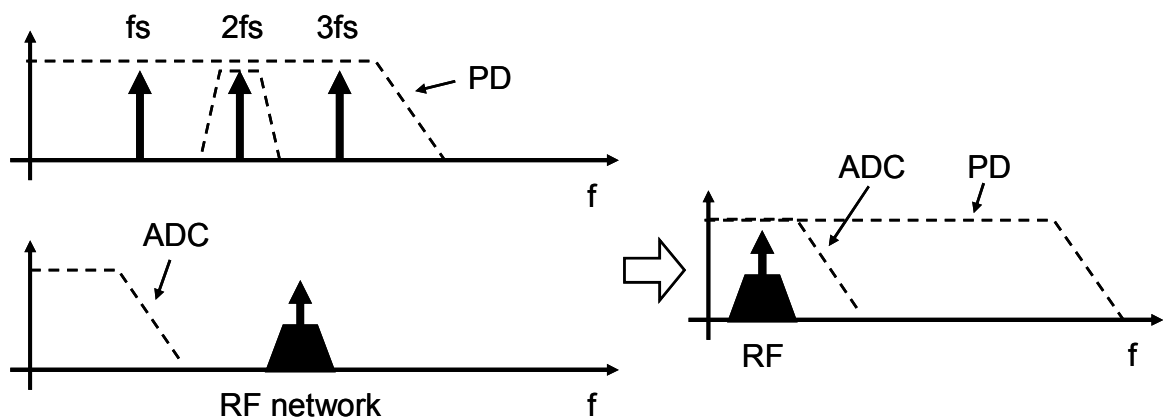
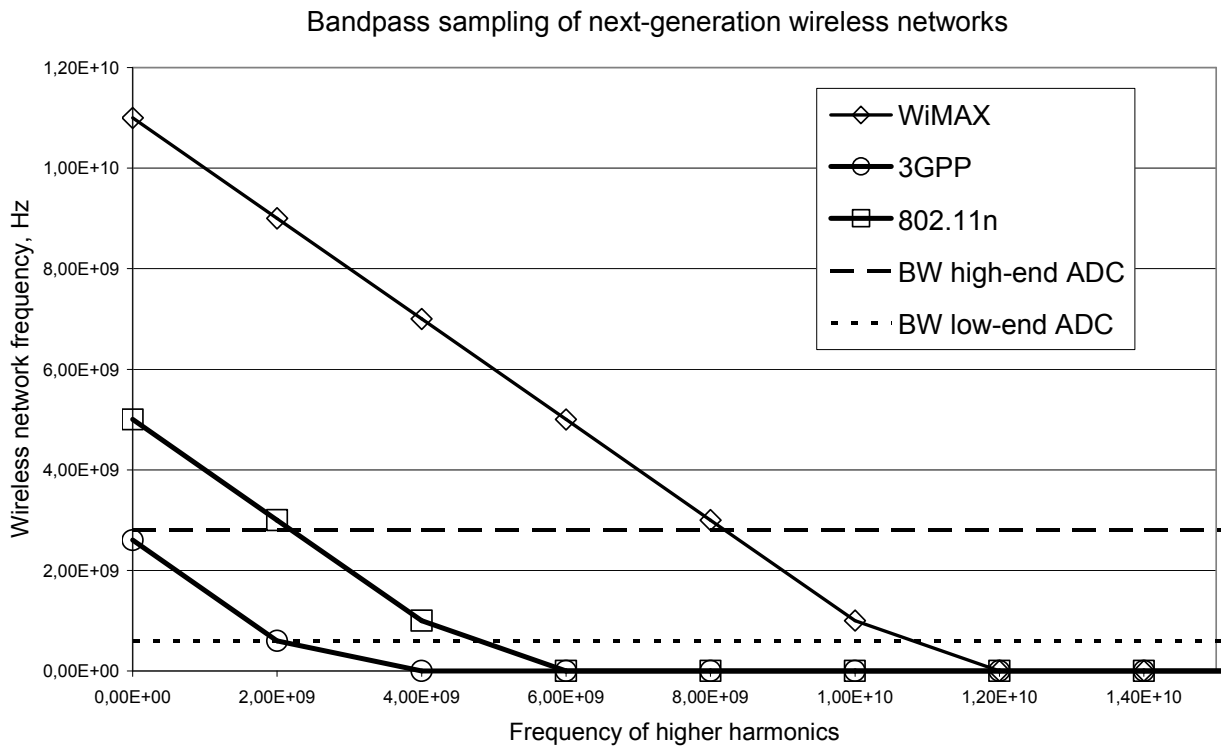


Figura 3.2 Conversión a IF con LO remoto

Considerando por un lado las características de las redes inalámbricas repasadas en la sección 1.2.2 y el estado del arte de los ADCs actuales expuesto en la sección 1.2.3, la figura 3.3 muestra cómo el uso de la técnica OFM permite ubicar el espectro de las señales de RF en regiones donde se puede operar con dispositivos *low-end*. Así para casos extremos de frecuencia de portadora como WiMAX en 11 GHz, observamos que el armónico superior de la frecuencia de barrido de LO ubicado en 10 GHz permite digitalizar dicha señal mediante un ADC con un ancho de banda asequible inferior a 1 GHz. En el caso mencionado, se ha tomado como ejemplo una separación de los

armónicos superiores del LO de 2 GHz como referencia para tener una idea general del potencial de esta técnica

Aunque las tecnologías fotónicas suponen un aumento en el coste del RAP, por otra parte proporcionan una mejora en la capacidad de reconfigurabilidad multicapa de los RAPs



**Figura 3.3** Conversión a IF de las señales wireless con armónicos superiores



# 4

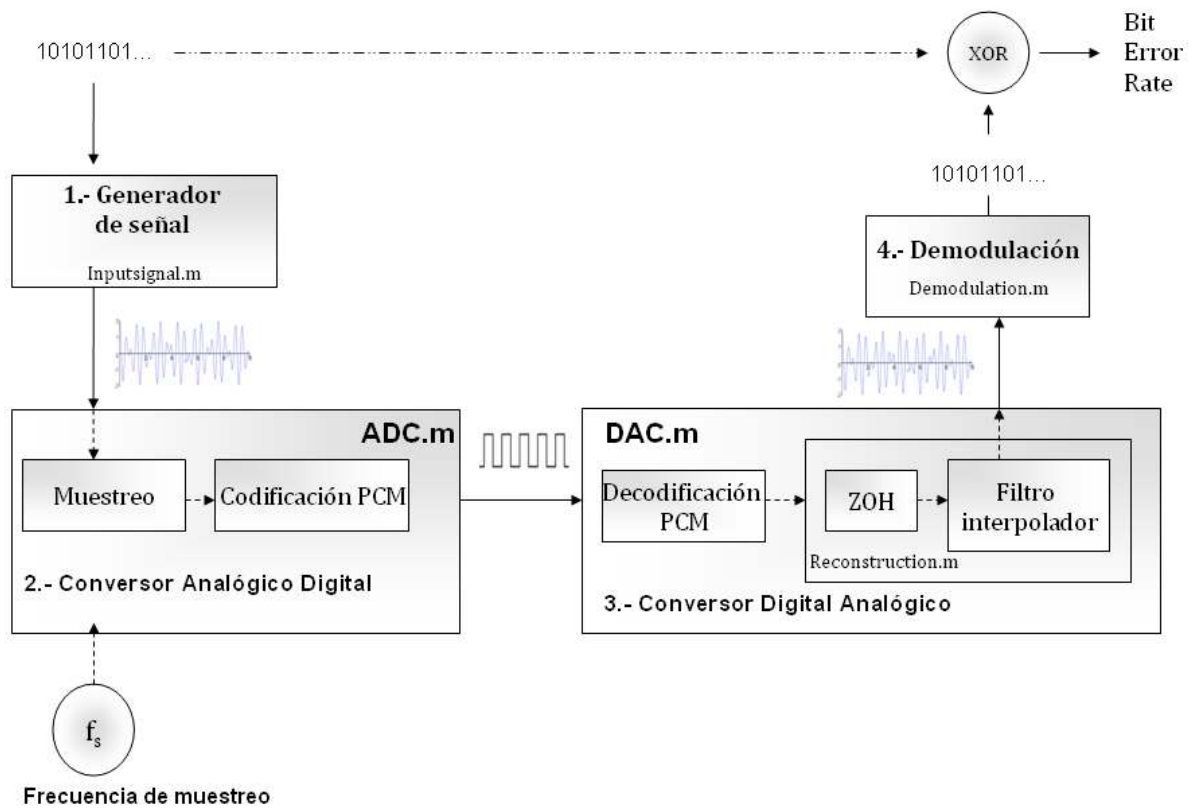
## Simulación en MATLAB

Para simular el proceso de digitalización y posterior reconstrucción, se ha implementado un modelo en Matlab partiendo del trabajo de Parsanna A. Gamage en el que se simula la transmisión de una señal WiMAX a través de un enlace de dRoF.

En su trabajo, se genera una señal en base al estándar 802.16 mediante un generador vectorial de señales (VSG) que se digitaliza offline mediante software y se modula para su transmisión a través de una fibra monomodo. En recepción se detecta la señal óptica y tras una reconstrucción software (DAC) se inyecta sobre un analizador vectorial de señales.

Al contrario que en el caso de Gamage, todos los pasos de nuestro modelo se simulan por medio de software, y aunque el núcleo del modelo se encuentra en el proceso de digitalización y reconstrucción, ha sido necesario simular la cadena de transmisión y recepción al completo para poder estudiar cómo afecta el proceso de digitalización y reconstrucción sobre la calidad de la señal no solo desde el punto de vista de la reconstrucción de la señal analógica, sino también a un nivel superior para estudiar la degradación de la señal desde el punto de vista de la modulación digital.

El modelo se divide en cuatro grandes bloques funcionales. En primer lugar, el generador de señales genera una secuencia de bits aleatorios que se modulan en QAM a la frecuencia de portadora correspondiente para simular las señales propias de las tecnologías inalámbricas. La señal analógica resultante se introduce en el ADC para obtener la secuencia de bits que contiene la información de la señal digitalizada. Dado que el estudio no considera los efectos del canal digital, la salida del ADC se conecta a la entrada del DAC (back to back), omitiendo el proceso de modulación en la portadora óptica, transmisión y detección. La secuencia de bits que entra en el DAC se procesa para reconstruir la señal analógica para a continuación demodularla y obtener la información original en formato digital a nivel de red. La secuencia de bits se compara con la original para estudiar la tasa de error de bit debida a todo el proceso. El diagrama de bloque del modelo se ilustra en la figura 4.1



**Figura 4.1** Diagrama de bloques del modelo

## 4.1. Generación de la señal analógica

### 4.1.1. InputSignal.m

La función `inputsignal.m` se encarga de generar la señal analógica de RF que va a ser digitalizada, a partir de los parámetros definidos para cada estándar.

Basándonos en el trabajo de Gamage et al. El modelo es transparente a la modulación empleada, por lo que a efectos prácticos se tendrán en cuenta los parámetros determinantes para la técnica del muestreo pasobanda, a saber, aquellos que afectan directamente a la forma del espectro de la señal: la frecuencia de portadora, el ancho de banda, el factor de rolloff del filtro de coseno alzado, las bandas de guarda y los parámetros fundamentales de la simulación (frecuencia de simulación y tiempo de simulación etc.).

Para detallar el funcionamiento del modelo tomaremos como ejemplo los parámetros propios de una señal perteneciente al estándar 802.16 (WiMAX), como se ha hecho en el trabajo de Gamage con el fin de verificar el comportamiento del modelo:

<b>Velocidad de símbolo</b>	<b>16 Msps</b>
<b>Ancho de banda de canal</b>	20 MHz
<b>Ancho de banda efectivo de datos</b>	16 MHz
<b>Factor de rolloff <math>\alpha</math></b>	0.25
<b>Bandas de guarda</b>	15 MHz (simétricas)
<b>Frecuencia de portadora</b>	2.475 GHz
<b>M</b>	16
<b>Frecuencia de simulación</b>	13.2 GHz

**Tabla 4.1** Parámetros de la simulación

Como se indica más adelante, la frecuencia de simulación depende directamente de la frecuencia de muestreo elegida. Para nuestro ejemplo fijaremos la tasa de muestreo a 132 MHz y la frecuencia de simulación a 13.2GHz (justificaremos estos valores en la sección siguiente). Debido a limitaciones computacionales, simularemos 128 símbolos que representan una ventana temporal de 8 $\mu$ s.

En primer lugar se genera una secuencia de bits aleatorios que simulan la señal digital que será modulada en QAM. El número de bits generados es el correspondiente a los símbolos simulados, en nuestro caso:

$$128\text{símbolos} * \log_2 16 \text{ bits/símbolo} = 512\text{bits}$$

Tras una conversión serie-paralelo, la secuencia de bits es agrupada en palabras de 4 bits que, haciendo uso de la función `qammod.m` del *Communication Toolbox* de Matlab serán codificadas con un alfabeto de M posibles símbolos complejos ( $1 \pm j$ ,  $1 \pm 3j$ ,  $3 \pm j$ ,  $3 \pm 3j$  para  $M=16$ ).

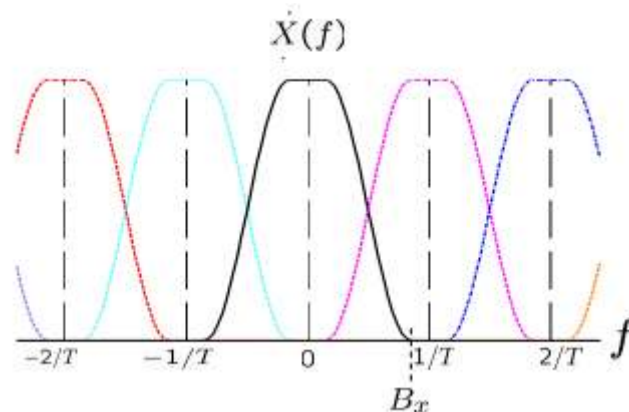
### Filtro de coseno alzado

A la salida del modulador QAM obtenemos una secuencia de n símbolos que se pasan por un filtro de coseno alzado. La finalidad de este filtro es dar forma a los símbolos con objeto de eliminar la interferencia entre símbolos en la transmisión de la señal sobre canales de ancho de banda limitado.

La limitación del ancho de banda en el canal de transmisión produce una expansión temporal de los pulsos de modo que al procesar cada símbolo en recepción aparecen contribuciones asociadas a otros símbolos que pueden producir errores incluso en ausencia de ruido.

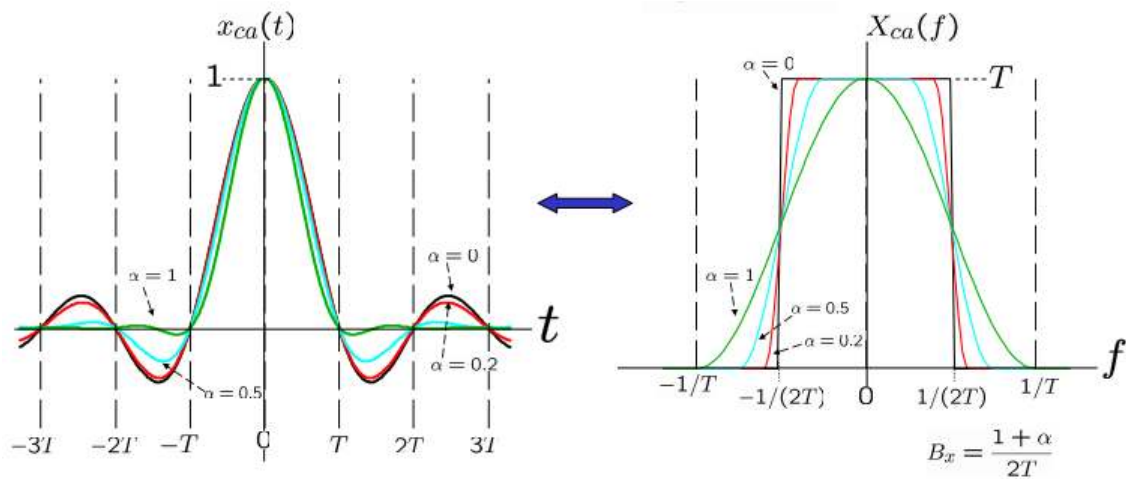
Para evitar la interferencia entre símbolos, de acuerdo con el primer criterio de Nyquist [JRuizTCO], es necesario que el pulso en el receptor  $x_r(t)$  sea nulo en los instantes de muestreo o, equivalentemente en el dominio de la frecuencia, que  $X_r(f)$  y sus réplicas desplazadas múltiplos enteros de la velocidad de símbolo sea constante para todas las frecuencias, donde  $x_r(t)$  resulta de la convolución del pulso transmitido, la función de transferencia del canal y del receptor.

En base al primer criterio de Nyquist y como ilustra la figura 4.2, si el ancho de banda de  $X_r(f)$  es mayor que la mitad de la velocidad de símbolo ( $B > 1/2T_s$ ) es posible conseguir que la suma sea constante y por ende evitar la interferencia entre símbolos.



**Figura 4.2** Primer criterio de Nyquist para evitar ISI

Una familia de funciones que cumple con el criterio de Nyquist es la que engloba a aquellas cuyo espectro tiene forma de coseno alzado. Si el pulso en recepción tiene esta forma, su ancho de banda se ensancha en un factor  $(1+\alpha)$ , y se evita la interferencia entre símbolos para  $0 \leq \alpha \leq 1$ .



**Figura 4.3** Respuesta al impulso y respuesta en frecuencia del filtro de coseno alzado

Por otro lado la naturaleza digital del filtro de coseno alzado en la implementación de Matlab exige un factor de sobremuestreo para dar forma a los pulsos que serán transmitidos. Este factor se define de modo tal que, a cada símbolo le corresponda el número de muestras adecuado teniendo en cuenta la frecuencia de simulación y el número de símbolos empleados en la simulación, en el presente ejemplo 825 muestras/símbolo. En otras palabras, cada símbolo ocupa una ventana temporal correspondiente a su período de símbolo.

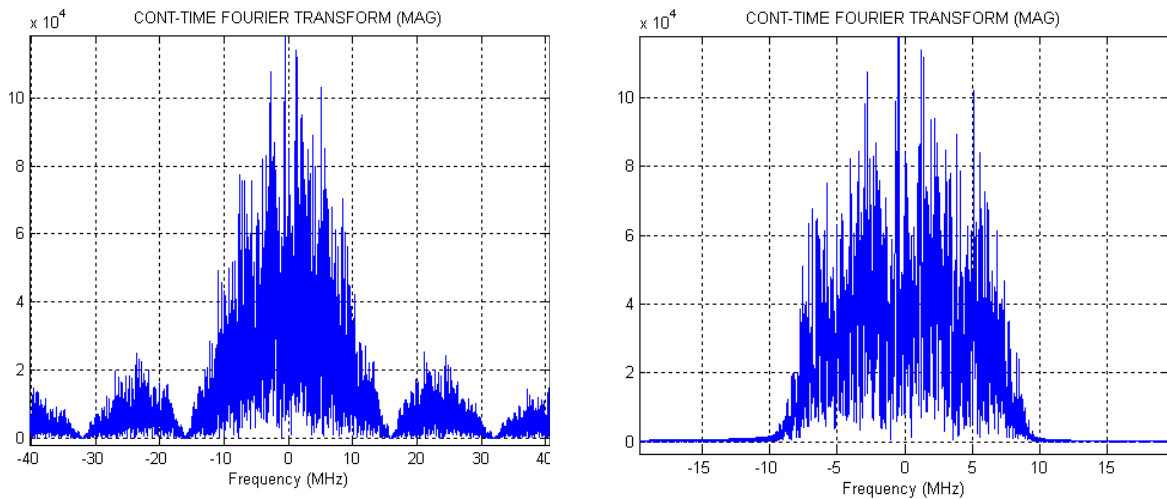
De esta forma a la salida del filtro se obtiene la envolvente compleja de la señal en banda base cuyo ancho de banda se corresponde con el ancho de banda de la señal original escalado por un factor  $1 + \alpha$ .

Aunque por motivos prácticos antes del filtro no se genera como tal la señal QAM sino una secuencia de símbolos que se inyectan en el filtro para dar forma a la señal real, la figura 4.4 representa el espectro hipotético de la señal QAM en banda base antes del filtro y la que se obtiene a su salida con el fin de ilustrar su efecto.

La señal QAM en banda base adquiere forma de sinc cuyos ceros se ubican en  $f=1/T_s$ . El ancho de banda del lóbulo principal es  $2/T_s$ , mientras que el de los siguientes lóbulos es de  $1/T_s$ . Tras el filtro de coseno alzado, el espectro de la señal tiene un ancho de banda igual a la velocidad de símbolo  $1/T_s=16\text{MHz}$  escalado en un factor  $(1+\alpha)$ :

$$\mathbf{BW} = \frac{1}{T_s}(1 + \alpha) = 16\text{MHz} \times (1 + 0.25) = 20 \text{ MHz}$$

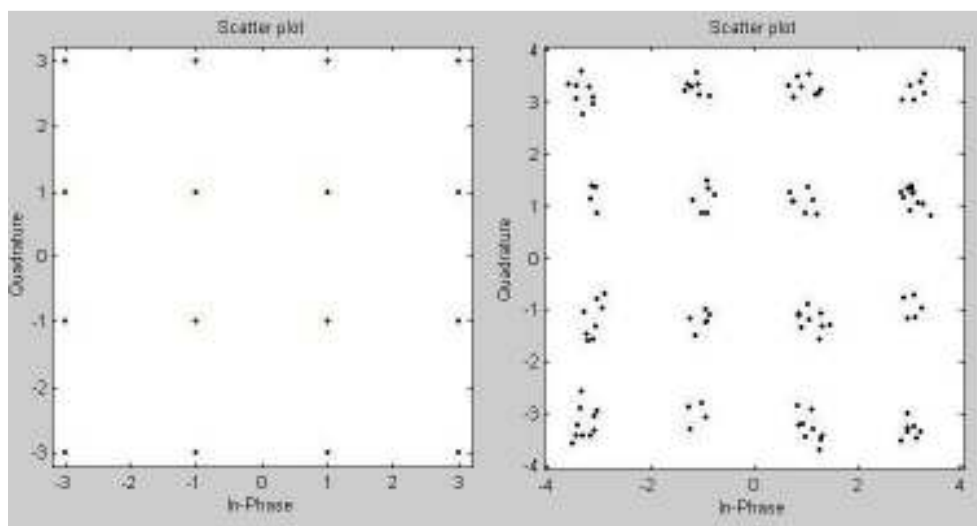
**Ecuación 4.1**



**Figura 4.4** Espectro de la señal QAM antes y después del filtro de coseno alzado

El filtro de coseno alzado provoca sobre la constelación de la modulación 16-QAM un esparcimiento de los puntos respecto a los valores originales debido a la variación del ancho de banda.

La figura 4.5 muestra la constelación de la modulación 16-QAM antes y después de pasar por el filtro de coseno alzado.



**Figura 4.5** Diagrama de la constelación antes (a) y después (b) del filtro de coseno alzado. 128 símbolos

Una vez se dispone de la señal en banda base, el siguiente paso es modularla con una portadora a la frecuencia correspondiente para obtener la señal real de RF que será digitalizada y transmitida.

Definimos  $a(t)$  y  $b(t)$  como las componentes en fase y en cuadratura de la envolvente compleja que se obtienen a la salida del modulador QAM, y  $g_t(t)$  como la respuesta al impulso del filtro de coseno alzado después del modulador. La envolvente compleja de la señal en banda base se define como sigue [JRuizTCO]:

$$\tilde{s}(t) = a(t) + jb(t) = \sum_k a_k g_t(t - kT) + j \sum_k b_k g_t(t - kT) = \sum_k c_k g_t(t - kT)$$

**Ecuación 4.2**

Donde  $a_k$  y  $b_k$  representan las componentes del  $k$ -ésimo signo ( $c_k = a_k + jb_k$ ) y  $T$  el período de símbolo.

Si multiplicamos la envolvente compleja por una exponencial compleja a la frecuencia de la portadora:

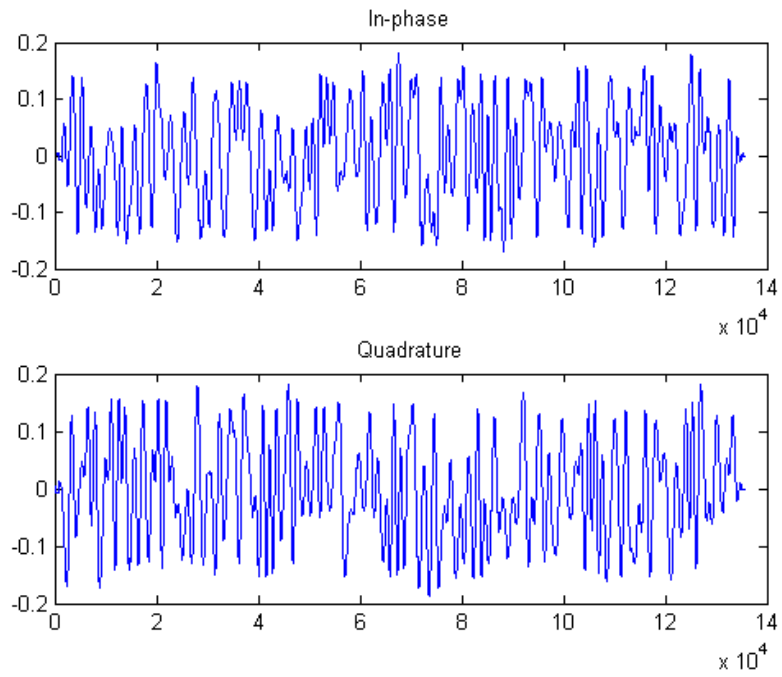
$$s^+(t) = \sum_k c_k g_t(t - kT) e^{j\omega_c t}$$

**Ecuación 4.3**

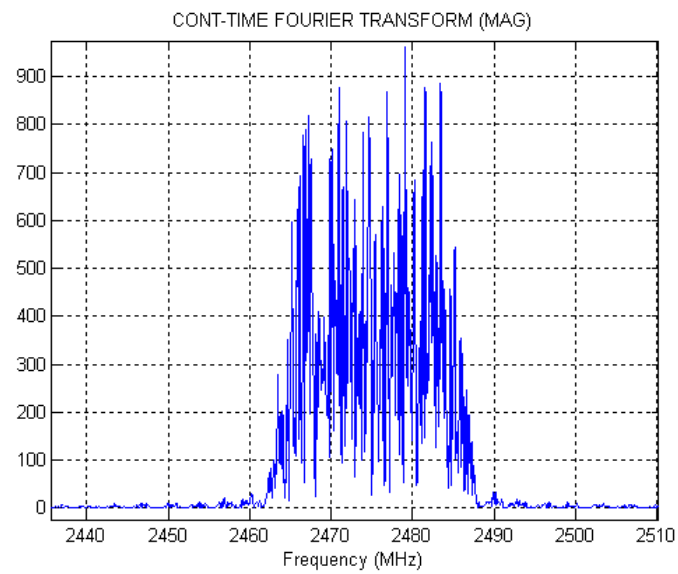
y extraemos la parte real, obtendremos la señal QAM pasobanda centrada en la frecuencia de la portadora:

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}\{s^+(t)\} = \text{Re}\left\{\left[\sum_k a_k g_t(t - kT) + j \sum_k b_k g_t(t - kT)\right] \cos\omega_c t + j \text{sen}\omega_c t\right\} = \\ &= \sum_k a_k g_t(t - kT) \cos\omega_c t - \sum_k b_k g_t(t - kT) \text{sen}\omega_c t = a(t)\cos\omega_c t - b(t)\text{sen}\omega_c t \end{aligned}$$

**Ecuación 4.4**



**Figura 4.6** Componentes en fase y cuadratura de la señal modulada



**Figura 4.7** Espectro de la señal modulada a la frecuencia de portadora



### 4.1.2. Representación de espectros: funciones fmagplot2.m y fmagplot3.m

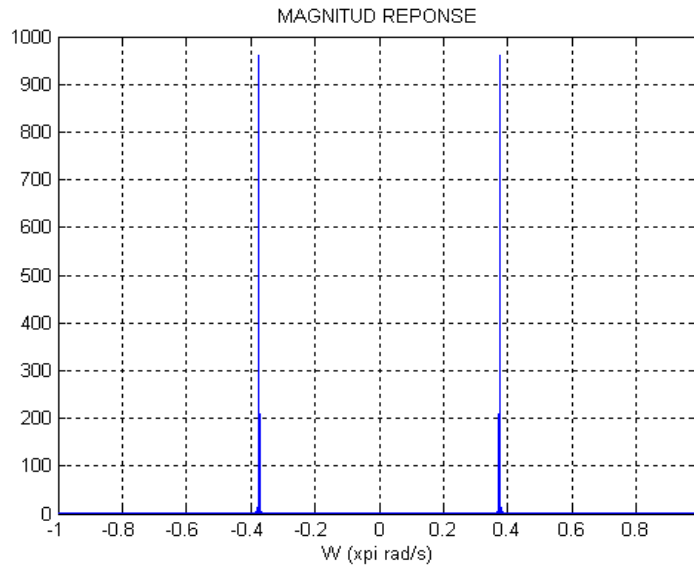
En Matlab, como en cualquier otro programa de simulación por ordenador, las señales analógicas se simulan con señales discretas con una frecuencia de simulación suficientemente alta como para que se aproximen a una señal continua. Con objeto de mantener cierto rigor en la descripción, me veo obligado a introducir los conceptos básicos del tratamiento de señales discretas aunque, tras este apartado la señal de entrada será considerada idealmente continua con el fin de ilustrar el proceso del muestreo pasobanda de señales continuas.

Al tratar con cualquier tipo de señal en Matlab, por tanto, estamos considerando una señal discreta, por lo que para representar su espectro es preciso hacer uso de la transformada de Fourier en tiempo discreto (DTFT).

Aunque normalmente se emplea un algoritmo para la transformada rápida de Fourier (FFT) que reduce la carga computacional y optimiza el tiempo de ejecución, consideraremos a efectos prácticos que estamos tomando una DTFT.

En primer lugar recordemos que la función DTFT es una función de una variable continua  $\omega$ , por lo que, nuevamente al trabajar con MATLAB es preciso muestrearla en un número finito de puntos en frecuencia para obtener una aproximación suficientemente precisa de la DTFT. En nuestro caso se toma la potencia de dos siguiente a 5 veces la longitud de la señal discreta a representar.

La función fmagplot2 representa en un eje  $\omega$  normalizado a  $\pi$  el espectro de la señal entre -1 y 1 ( $-\pi, \pi$ ). Recordemos por otro lado que la función DTFT es una función periódica de período  $2\pi$ , por lo que la función queda completamente definida al representar un período de la señal. En general, las réplicas de la señal quedarían ubicadas en  $\omega = \omega_c \pm 2\pi k$ .



**Figura 4.8** Representación del espectro usando fmagplot2.m

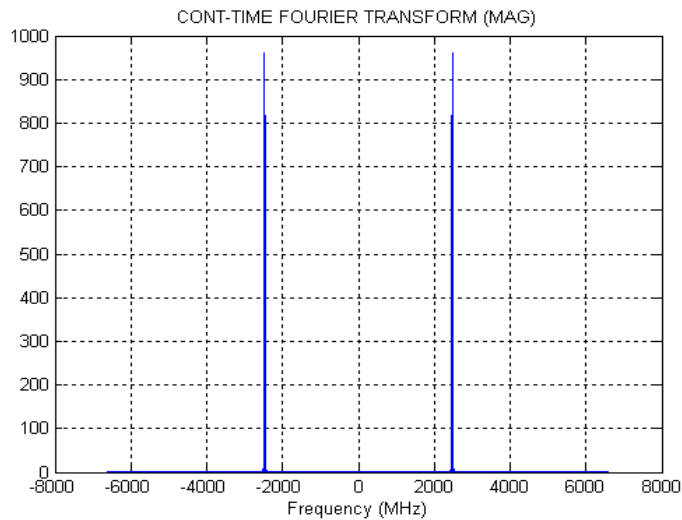
Recordemos que la correspondencia entre frecuencia y pulsación  $\omega$  es la expresada en la ecuación 4.5:

$$\omega_0 = \frac{2f_0}{f_{simulacion}}$$

**Ecuación 4.5**

Así, a partir de la función fmagplot2.m, definimos la función fmagplot3.m que representa el espectro de la misma señal sobre un eje de frecuencias continuas  $f$ . Esto se deriva de escalar el eje  $\omega$  de acuerdo con la ecuación 4.5.

La pulsación discreta  $\omega=2\pi$  se mapearía a la frecuencia continua  $f=f_{simulacion}$  que quedaría fuera de la representación.



**Figura 4.9** Representación del espectro usando fmagplot3.m

Precisamente es la función fmagplot3 la que adapta al nivel de abstracción de la idea del modelo (generar una señal analógica) la verdadera señal discreta que emplea Matlab (periódica en  $\omega$  y de período  $2\pi$ ) a nuestra aproximación de la señal continua de entrada (sin periodicidad en  $f$ ).<sup>2</sup>

### 4.1.3. Elección de la frecuencia de muestreo

Como hemos visto en la sección 2.3, el valor de la frecuencia de muestreo determina la posición de las réplicas del espectro en el eje de frecuencias. Desde un punto de vista teórico, y de acuerdo con las ecuaciones 4.6 y 4.7 extraídas de la sección 2.3.2, para cada posible  $n_z$  existe un rango de frecuencias de muestreo para las cuales no ocurrirá aliasing entre las réplicas. Sin embargo, desde un punto de vista más práctico existen valores de  $f_s$  para los cuales se relajan los requisitos de implementación de las etapas subsiguientes, como el filtro interpolador y se consigue un margen de tolerancia frente a posibles imperfecciones hardware como puede ser el jitter en la tasa de muestreo.

$$\frac{2f_u}{n_z} \leq f_s \leq \frac{2f_l}{n_z - 1}$$

**Ecuación 4.6**

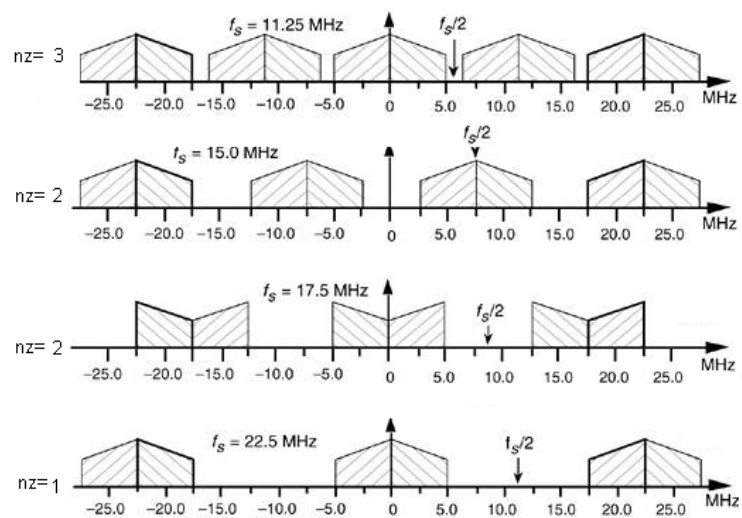
$$n_z = \left\lfloor \frac{f_u}{B} \right\rfloor$$

**Ecuación 4.7**

<sup>2</sup> Es importante enfatizar que aunque la figura 4.9 representaría el espectro de una señal continua de cara a simular la señal analógica de entrada, la función fmagplot3.m representa en sentido estricto la DTFT de la señal, y su espectro es por tanto periódico de período  $1/f_{\text{simulación}}$ .

Es evidente que a medida que disminuye  $n_z$ , y por consiguiente aumenta la frecuencia de muestreo, se consigue un mayor espaciado entre las réplicas en tanto en cuanto aumenta el tamaño de las regiones de Nyquist. Sin embargo la posición relativa de las réplicas dentro de cada región es crucial dado que, aunque se elija un valor pequeño de  $n_z$ , si se toma la frecuencia de muestreo de cualquiera de los límites del intervalo resultante, las réplicas se ubicarán en los extremos de cada región de Nyquist haciendo mínima la distancia entre réplicas de regiones colindantes.

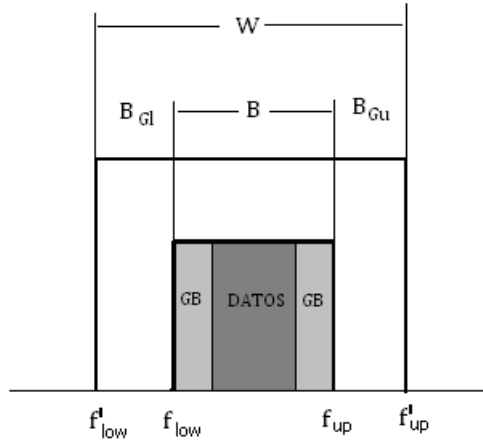
La figura 4.10 ilustra cómo al disminuir el valor de  $n_z$  (aumentar la frecuencia de muestreo) aumenta también el tamaño de la primera región de Nyquist ( $0, f_s/2$ ), pero la separación entre las réplicas de regiones consecutivas es cero al tomar valores extremos de la frecuencia de muestreo según la ecuación 4.6.



**Figura 4.10** Valores extremos de la frecuencia de muestreo

Para un valor de  $n_z$  definido existe por tanto una relación directa entre la frecuencia de muestreo y las bandas de guarda dentro de cada zona de Nyquist.

En este punto conviene diferenciar claramente entre las bandas de guarda propias de la señal y las derivadas del submuestreo de la señal. En la figura 4.11 las bandas de guarda propias de la señal se representan a ambos lados de la banda que contiene la información (en el ejemplo  $DATOS=20\text{MHz}$  y  $GB=15\text{MHz}$ ), mientras que  $B_{G1}$  y  $B_{Gu}$  son las bandas de guarda cuya anchura depende directamente de la frecuencia de muestreo.



**Figura 4.11** Disposición de las bandas de guarda

La figura 4.12 muestra gráficamente la relación entre la variación de la frecuencia de muestreo dentro de un rango válido para un  $n_z$  dado y la variación de las bandas de guarda laterales. En base a las ecuaciones extraídas del trabajo de Vaughan et al. [VaughanTSP1991], esta relación se expresa formalmente como sigue:

$$\begin{aligned} \Delta f_{su} &= f_{smax} - f_s^* & B_{Gl} &= \Delta f_{su} \frac{n_z - 1}{2} = (f_{smax} - f_s^*) \frac{n_z - 1}{2} \\ \Delta f_{sl} &= f_s^* - f_{smin} & B_{Gu} &= \Delta f_{sl} \frac{n_z}{2} = (f_s^* - f_{smin}) \frac{n_z}{2} \end{aligned}$$

**Ecuación 4.8**

Como se detallará en la sección 4.3.3, es conveniente maximizar el valor de ambas bandas para aumentar el espaciado entre réplicas colindantes y relajar así los requisitos del filtro interpolador, que se consigue cuando éstas son simétricas con el mismo ancho. Así, igualando las expresiones de  $B_{Gl}$  y  $B_{Gu}$ , obtenemos la frecuencia de muestreo  $f_s^*$  para la cual se consigue el requisito de simetría en las bandas de guarda.

$$\begin{aligned} \frac{2f_l}{n_z - 1} \frac{n_z - 1}{2} - f_s^* \frac{n_z - 1}{2} &= f_s^* \frac{n_z}{2} - \frac{2f_u}{n_z} \frac{n_z}{2} \\ 2f_l - f_s^*(n_z - 1) &= f_s^* n_z - 2f_u \end{aligned}$$

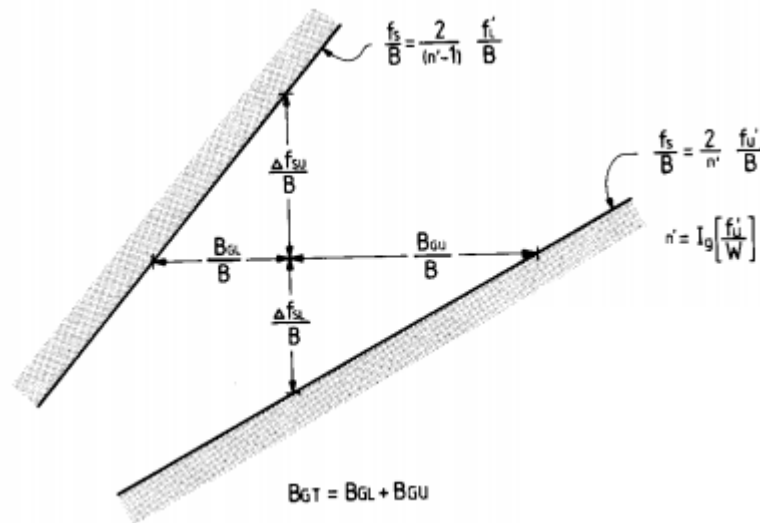
**Ecuación 4.9**

Despejando  $f_s^*$ , se obtiene:

$$f_s^* = \frac{2(f_u + f_l)}{2n_z - 1}$$

**Ecuación 4.10**

El modelo implementado aprovecha esta propiedad para determinar la tasa de muestreo óptima, que será determinante a la hora de diseñar el filtro de reconstrucción. De esta manera, el criterio de elección de la frecuencia de muestreo se reduce a elegir el valor de  $nz$  de entre los posibles, de acuerdo con la ecuación 4.7. Para el ejemplo de la señal WiMAX de 50MHz de ancho de banda y a una frecuencia de portadora de 2.475GHz el rango de posibles valores de  $nz$  está acotado entre 2 y 50, donde el valor de  $nz=1$  produce una singularidad para la que se invalida dicha expresión y se correspondería con el caso de muestreo pasobajo  $f_s=2f_{max}$ .



**Figura 4.12** Relación entre la variación de la frecuencia de muestreo y la variación de las bandas de guarda laterales

## 4.2. Conversor Analógico Digital

La conversión analógico digital convierte una señal analógica de tiempo y amplitud continuo en una señal digital. Este proceso se divide esencialmente en dos bloques: muestreo y cuantificación.

El segundo gran bloque del modelo es el que alberga las funciones que desempeñan la tarea de digitalizar la señal de entrada analógica generada en el primer bloque. La función ADC.m recibe la señal analógica que se quiere digitalizar, la tasa de muestreo, el número de bits con los que se codifica cada muestra y la frecuencia de simulación y devuelve la secuencia de bits de la señal digitalizada y el valor de sobrecarga del cuantificador.

### 4.2.1. Muestreo: Sampling.m

En un sistema real, el muestreo consiste en tomar valores de la amplitud de la señal (voltaje), uniformemente espaciados en el tiempo. El inverso de este período de muestreo se denomina frecuencia o tasa de muestreo.

Tras la etapa de muestreo, se obtiene una señal discreta en el tiempo y cuya amplitud toma valores dentro de un rango continuo.

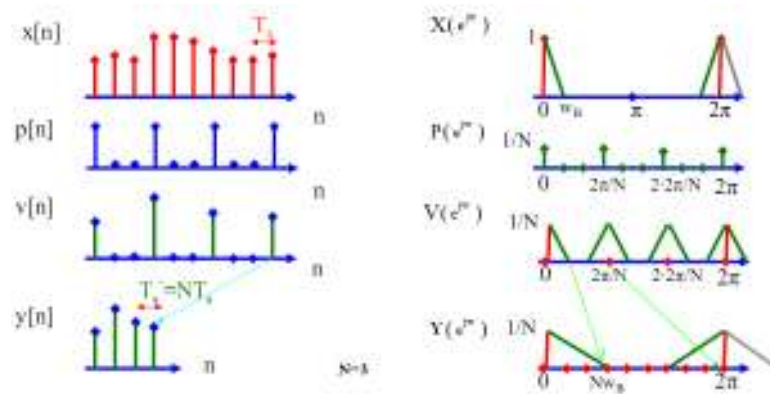
Como mencionamos anteriormente, por las características intrínsecas de las señales que se usan en una simulación, la señal a muestrear es de naturaleza discreta, por lo que el estudio llevado a cabo sobre el muestreo de señales continuas en la sección 2 no se ajusta formalmente al proceso llevado a cabo en Matlab.

Al tratar con una señal discreta, si muestreamos con una frecuencia inferior a la frecuencia de simulación, lo que se está llevando a cabo es un proceso de diezmado, que describiremos brevemente a continuación:

Sea  $x[n]$  la señal discreta que se quiere diezmar,  $p[n]$  el tren de impulsos con el que muestrearemos la secuencia discreta a una tasa menor que la de  $x[n]$  y  $v[n]$  el producto de  $x[n]$  y  $p[n]$ . Definimos  $y[n]$  como  $x[n]$  evaluada en los instantes de muestreo  $nN$ , siendo  $N$  un número entero positivo que representa el factor de submuestreo (ecuación 4.11).

$$y[n] = x[nN] \leftrightarrow \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X(e^{j(\frac{\omega-2\pi i}{N})})$$

Ecuación 4.11



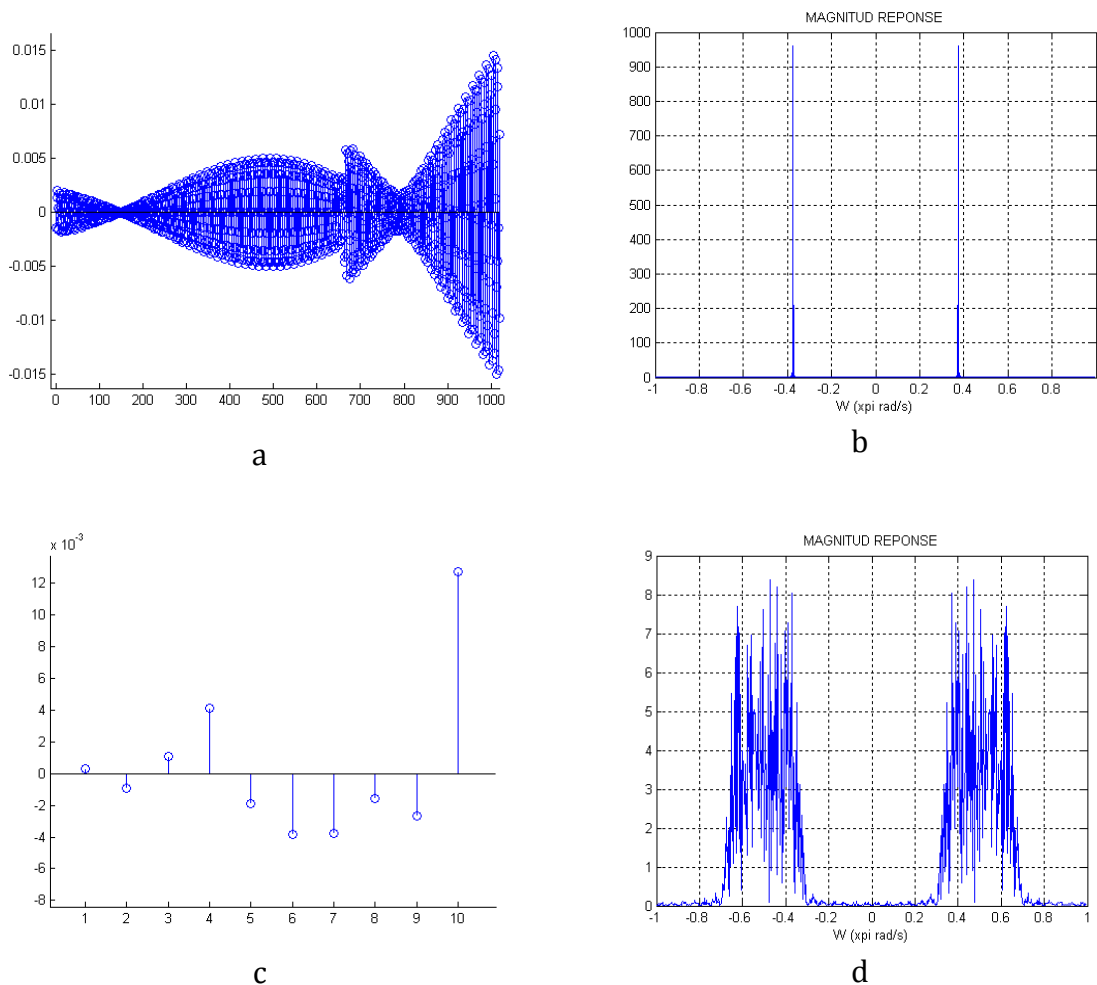
**Figura 4.13** Proceso de diezmad

Desde el punto de vista de la frecuencia,  $X(e^{j\omega})$  representa la transformada de Fourier en tiempo discreto (DTFT) de  $x[n]$ , que recordamos es periódica de período  $2\pi$ .  $P(e^{j\omega})$  es la DTFT del tren de impulsos de amplitud  $1/N$  y con valores no nulos en  $2\pi k/N$  ( $k=0,1,2,\dots$ ). El producto de  $x[n]$  y  $p[n]$  da lugar a la convolución de sus DTFTs, generando  $N-1$  réplicas adicionales del espectro original en cada período de  $2\pi$ . Finalmente la secuencia  $y[n]$  se obtiene de los valores no nulos de  $v[n]$  (uno de cada  $N$ ), resultando en un escalado de su espectro en el eje de abscisas de factor  $1/N$  (Figura 4.13), de modo que la réplica que se encontraba en  $2\pi$ , queda ubicada en  $2\pi N$ .

Conviene recordar que en el diezmad de una señal pasobajo, ésta ha de estar limitada en banda a  $\pi/N$ , de manera que al diezmarla y expandir su espectro en un factor  $N$ , esté limitada a  $\pi$  y evitar así el solapamiento entre las réplicas.

El bloque que ejecuta el proceso de muestreo se encuentra en la función `Sampling.m` y consiste en un algoritmo muy sencillo que toma una muestra de la señal de entrada cada  $N$  muestras, donde  $N$  es el cociente entre la frecuencia de simulación y la frecuencia de muestreo. Dado que la señal de entrada *analógica* es en Matlab una señal discreta es necesario que el factor de submuestreo  $N$  sea un número entero. Así, las figuras 4.14a y 4.14c muestran la señal de entrada antes y después del muestreo en el dominio temporal, mientras que las figuras 4.14b y 4.14d representan las mismas señales en el dominio de la frecuencia para el caso del ejemplo donde  $N=100$ .



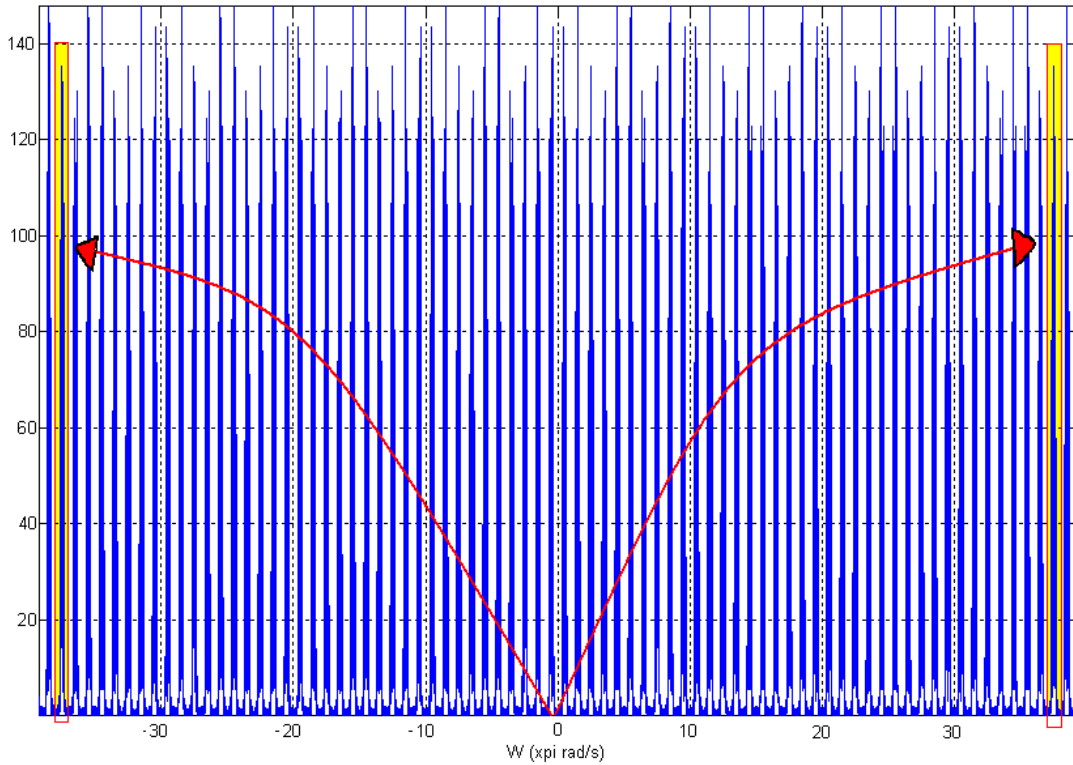


**Figura 4.14** (a)  $x(t)$  antes del muestreo, (b)  $X(f)$  antes del muestreo, (c)  $x(t)$  tras del muestreo, (d)  $X(f)$  tras del muestreo

El hecho de que la frecuencia de simulación se haya fijado como cien veces la frecuencia de muestreo hace que la operación de muestreo pasobanda y diezmado sean la misma, es decir estamos submuestreando la señal a una tasa igual que el factor de diezmado. De no ser así habría que estudiar el efecto combinado de ambas operaciones, aumentando notablemente la complejidad e incluso llegándose a solapar para ciertos casos las réplicas derivadas del diezmado y las del submuestreo.

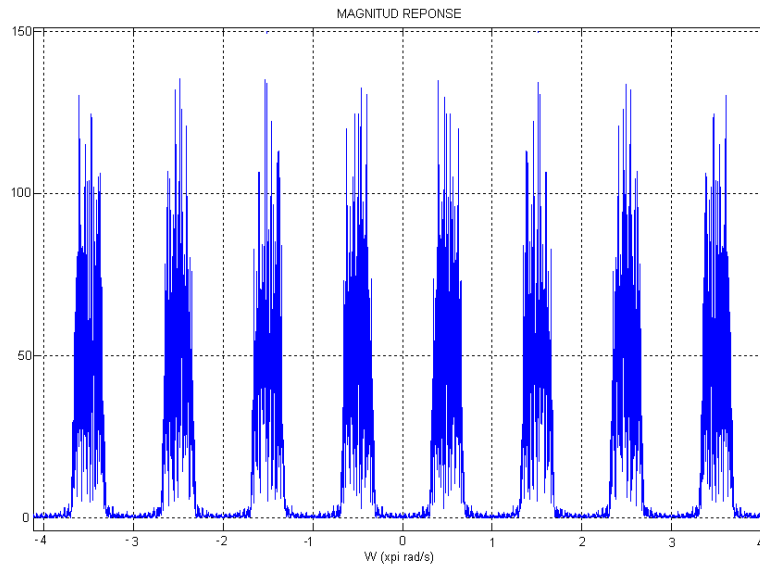
La operación de submuestreo incluye por tanto los efectos del diezmado y del muestreo pasobanda y produce sobre el espectro un escalado del eje de frecuencias por un factor  $N=100$  en nuestro caso, por lo que si el espectro original se ubica en  $\omega = \pm 0.375k\pi$  ( $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ) y tiene un ancho de  $0,004\pi$ , tras el diezmado, el espectro se centrará en  $\pm 37,5k\pi$  y con un ancho de  $0.4\pi$ , como muestra la figura 4.15, que representa el espectro de la señal diezmada en el intervalo de pulsación discreta  $(-40\pi, 40\pi)$ . Además, de acuerdo con la teoría del muestreo pasobanda, obtenemos réplicas del espectro original en los múltiplos de la frecuencia de muestreo, que toma el valor de 132 MHz, es decir,  $0,02\pi$  en pulsación discreta según la ecuación 4.5, que

al escalar por el factor de submuestreo  $N=100$ , la frecuencia de muestreo se mapea a los múltiplos de  $2\pi$  (figura 4.16), consistente con la descripción matemática de la teoría del muestreo.



**Figura 4.15** Espectro de la señal muestreada en el intervalo  $\omega=(-40\pi, 40\pi)$

Así, las réplicas correspondientes a cada múltiplo de  $2\pi$  y separadas entre sí  $70\pi$ , se distribuyen a lo largo del espectro de la figura 4.15, dando lugar a las denominadas zonas de Nyquist que abarcan un intervalo cuya expresión general para la zona  $k$ -ésima es  $((2k-1)\pi, (2k+1)\pi)$ .



**Figura 4.16** Espectro ampliado de la señal muestreada

### 4.2.2. Cuantificación

Para completar el proceso de digitalización de una señal, es necesario asignar a cada nivel de tensión obtenido tras el muestreo un valor definido dentro de un rango discreto de posibles valores de amplitud.

Existen varias formas de mapear el rango de valores continuo a un conjunto definido de niveles discretos en función de la naturaleza de la señal a digitalizar.

En primer lugar, el método más simple de codificación por forma de onda se denomina cuantificación escalar y consiste en dividir el rango dinámico en  $k$  niveles de amplitud uniforme, de modo que el valor de cada muestra queda representado por el cardinal del nivel al que pertenece. Este método recibe el nombre de cuantificación uniforme y ha sido el implementado en el modelo, por lo que se explicará detalladamente más adelante.

Un método alternativo consiste en dividir el rango de valores en intervalos de amplitud no uniforme, de manera que se asigna mayor resolución (pasos de cuantificación más pequeños) a los rangos de amplitud más probables. En el caso de la voz humana, el conjunto de valores que puede tomar la amplitud representa una variable aleatoria gaussiana cuya función densidad de probabilidad tiene su máximo entorno a cero, por lo que asignando mayor resolución a los intervalos próximos a este valor se reduce el error de cuantificación. La implementación de este método consiste en comprimir logarítmicamente la señal antes de la cuantificación uniforme de manera que el conjunto produce el resultado explicado. Es el ejemplo de los sistemas de codificación para comunicaciones telefónicas según la ley- $\mu$  y la ley-A.

Otros métodos populares son la cuantificación no uniforme que asigna mayor número de niveles de cuantificación a aquellos márgenes cuya amplitud varía más rápidamente, resultando una tasa de bits variable, o la cuantificación vectorial, que

codificando grupos de muestras es capaz de resultar más eficaz en determinadas circunstancias que cuantificándolas de manera individual.

La técnica empleada en el modelo es la modulación por impulsos codificados PCM (por sus siglas en inglés Pulse Code Modulation) que se corresponde con un cuantificador uniforme simétrico con corte central y codificación con un número fijo de bits [JMMartinezTDAT].

El algoritmo para el proceso de cuantificación se encuentra en la función PCMUiforme.m que recibe como argumentos la señal discreta, el número de bits y el valor de sobrecarga.

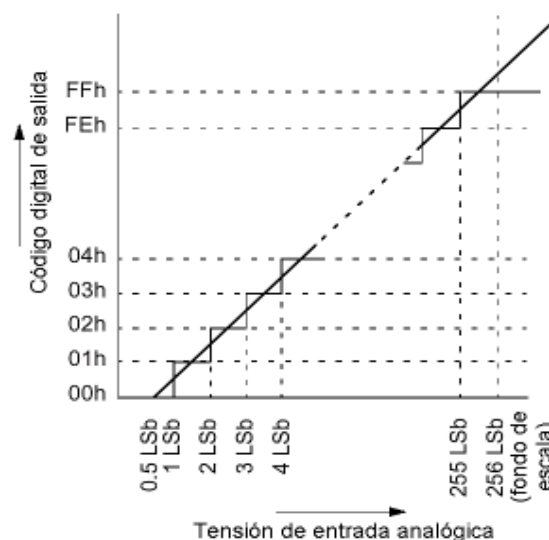
El número de intervalos viene determinado por el número de bits disponibles para codificar cada muestra, de modo que con  $n$  bits, el rango dinámico queda dividido en  $k=2^n$  niveles.

Por otro lado, el rango dinámico está definido por el valor de sobrecarga, de modo que todas las muestras cuyo valor absoluto de amplitud sea superior a este valor serán mapeadas a los niveles extremos 1 ó  $k$ .

Dado que el rango dinámico de la señal QAM está definido de antemano, y no se van a producir variaciones bruscas y localizadas de su amplitud, el valor de sobrecarga ha sido definido como el máximo valor de la señal discreta de entrada, sin que se pierda resolución.

De acuerdo con el trabajo de Gamage et al. [Gamage]LT2009], la SNR del ADC se mantiene constante con el número de bits cuando éste es superior a 7. Por este motivo fijaremos el número de bits de codificación a 8, dado que un incremento en el número de bits no reporta ningún beneficio marginal en términos de SNR.

El rango dinámico por tanto queda dividido por tanto en 256 intervalos uniformes como se muestra en la figura 4.17.



**Figura 4.17** Intervalos de cuantificación

En este punto es conveniente recordar que aunque el muestreo es un proceso sin pérdidas, a saber, que es posible por el teorema del muestreo (sección 2.1) reconstruir la señal idealmente a partir de sus muestras, la cuantificación implica pérdidas de manera inherente ya que no se puede recuperar unívocamente el valor de una muestra a partir de su nivel de cuantificación.

Sea  $V$  el valor de sobrecarga y  $k$  el número de intervalos definido como  $k=2^n$ , entonces el tamaño de cada intervalo es  $\Delta=2V/k$ . Donde el valor de reconstrucción  $x_i$  de cada intervalo toma el valor central del mismo para minimizar la diferencia entre el valor real de la muestra y el propio valor de reconstrucción, asumiendo que la amplitud de cada muestra toma valores distribuidos uniformemente a lo largo de un intervalo.

$$x_i = -V + (i-1/2) \Delta$$

De esta forma el error que puede adquirir una muestra al ser codificada queda acotado entre cero, si coincide con el valor de reconstrucción y  $\Delta/2$  si coincide con el extremo del intervalo.

La distorsión causada por el proceso de cuantificación se calcula como se indica a continuación:

$$D=E[(Y-Q(Y))^2]=\int_{-\infty}^{a_1}(y-\widehat{y}_1)^2 f_y dy + \sum_{i=1}^N \int_{a_{i-1}}^{a_i}(y-\widehat{y}_i)^2 f_y dy + \int_{a_1}^{\infty}(y-\widehat{y}_N)^2 f_y dy$$

**Ecuación 4.12**

Donde  $y$  es la amplitud de la muestra,  $y_i$  es el valor de reconstrucción,  $a_i$  es el índice del intervalo y  $f_y$  es la función densidad de probabilidad de la amplitud de las muestras.

El primer y el último término se corresponden con el ruido de sobrecarga, que es nulo en nuestro caso mientras que el segundo término es el ruido granular.

La relación señal a ruido de cuantificación es por tanto:

$$SQNR = \frac{E[Y^2]}{E[(Y-Q(Y))^2]}$$

**Ecuación 4.13**

Para el caso de una señal M-QAM a la entrada del ADC, el resultado se puede aproximar numéricamente a:

$$SQNR(dB) = 6.02n + 10 \log_{10} \left( 3 \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M} + 1} \right)$$

**Ecuación 4.14**

## 4.3. Conversor Digital Analógico

A la salida del conversor analógico digital obtenemos una secuencia de bits correspondientes a la señal de entrada digitalizada y que se enviarán por el canal correspondiente hasta el receptor, donde se encuentra el conversor digital analógico. En este punto no consideraremos el efecto del canal sobre la señal transmitida, y estudiaremos solamente el caso en el que la salida del ADC se inyecta directamente sobre la entrada del DAC (back to back).

El conversor analógico digital transforma la señal digital de entrada, formalmente discreta en tiempo y amplitud en una señal analógica continua en el tiempo. Generalmente se divide en dos grandes bloques funcionales: decodificación y reconstrucción.

### 4.3.1. Decodificación PCM

El primer bloque del DAC lleva a cabo la operación inversa respecto al último bloque del ADC, esto es, agrupar la secuencia de bits recibidos en palabras de 8 bits para traducirlas en niveles discretos de amplitud para cada muestra de la señal. En la práctica esto se consigue con una conversión serie paralelo tras una secuencia inicial de sincronización.

La función `decodificaPCM.m` recibe las palabras de  $n$  bits que han sido previamente formadas mediante la función `bi2de.m`, así como el número de bits con los que se codifica cada muestra y el valor de sobrecarga. Tras realizar el cálculo de la amplitud de los intervalos de cuantificación, devuelve para cada palabra el índice de reconstrucción correspondiente de entre los  $2^n$  posibles.

A continuación se muestran los resultados relativos a la reconstrucción, extraídos de la consola de Matlab para verificar que se corresponden con los esperados teóricamente.

```
Quantization error measurement:
```

```
Theoretical maximum error: delta/2 = 7.428735e-004
```

```
Measured Average error: 3.735958e-004
```

```
Input signal power = 0.0060
```

```
Quantization error power: 1.853683e-007
```

```
SQNR = 45.0968 dB
```

El error medio por muestra coincide con la mitad del error teórico máximo dentro de un intervalo, de acuerdo con la premisa estadística asumida en la sección 4.2.2 de que los valores de amplitud de cada muestra pueden tomar valores distribuidos uniformemente dentro de un intervalo.

Por otro lado, la relación señal a ruido de cuantización mostrada, se ha calculado en base a la ecuación 4.12, cuyo resultado es muy cercano a la aproximación de la ecuación 4.14 de 45,61dB para 16 QAM.

Pese a que dicha ecuación no deja de ser una aproximación numérica del resultado de la ecuación 4.12, esta diferencia puede ser también achacable a la variabilidad entre las realizaciones de cada ejecución, ya que al generar la secuencia de bits de manera aleatoria, la forma de onda de la señal difiere con cada simulación.

### 4.3.2. Reconstrucción

Tras la decodificación PCM se obtiene una secuencia de muestras que serán interpoladas con el fin de obtener la secuencia original a la frecuencia de simulación de la señal analógica reconstruida. Este bloque se divide en dos pasos fundamentales, que consisten en un sobremuestreo de la secuencia recibida y una interpolación para obtener el valor de los puntos intermedios.

Desde el punto de vista de la reconstrucción de la señal analógica este paso se reduce a la interpolación de los valores continuos entre cada valor muestreado. Sin embargo, nuevamente al tratar de reconstruir una señal discreta, los valores entre muestras consecutivas se distribuyen uniformemente de forma discreta y han de ajustarse a la frecuencia de simulación de la señal original. Por este motivo es necesario intercalar  $N-1$  muestras entre muestras consecutivas de la señal diezmada cuyos valores se interpolan mediante un filtro de reconstrucción.

La función `Reconstruction.m` se encarga de sobremuestrear la señal de entrada e interpolar los valores de las muestras devolviendo la señal reconstruida y la relación señal a distorsión, que representa una medida de la calidad de la reconstrucción y que se ve degradada fundamentalmente por efecto del filtro interpolador como veremos más adelante.

La función recibe como argumentos la secuencia discreta a reconstruir, la frecuencia de muestreo, la frecuencia de simulación, la frecuencia de la portadora, el ancho de banda de la señal, sus bandas de guarda y un valor con el número de muestras a añadir al final del vector interpolado que se explicará en la siguiente sección.

El primer paso por lo tanto consiste en sobremuestrear la secuencia recibida con el fin de obtener un vector de la misma longitud que la señal original. Existen diversos métodos de llevar a cabo esta tarea en base a criterios de estabilidad y realizabilidad física en sistemas reales.

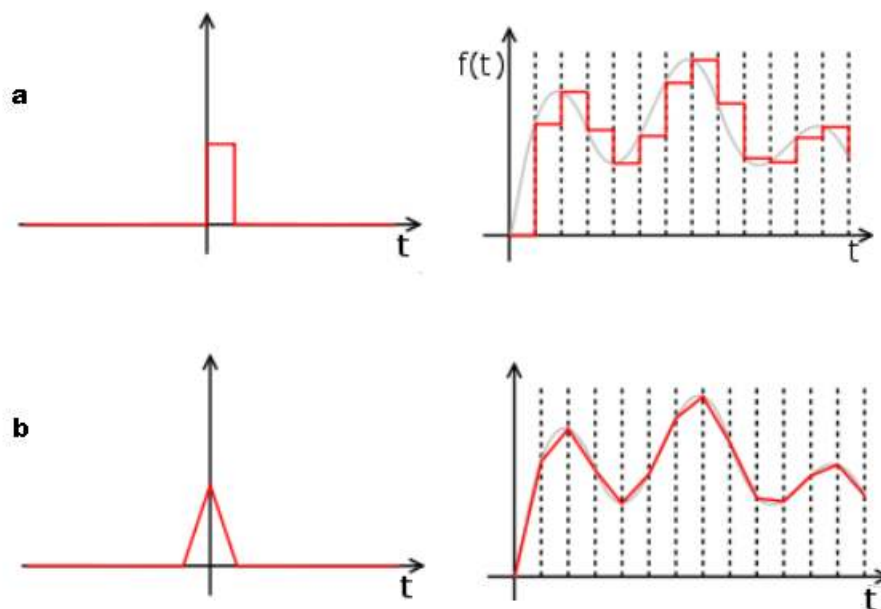
En este punto, es importante resaltar las diferencias entre la reconstrucción de una señal continua, como se intenta simular y una señal discreta como se lleva en la práctica en Matlab.

El modelo matemático para la reconstrucción de una señal continua se basa en la interpolación de los infinitos valores entre cada muestra mediante una función sinc como se explicó en la sección 2.1. La respuesta en frecuencia de esta función es un filtro pasabajo ideal que no se puede implementar en la práctica. Es posible, sin embargo aproximarse a una función de transferencia rectangular a medida que se aumenta el orden del filtro, lo cual significa aumentar el orden de la función interpoladora.

En un conversor digital analógico real aumentar el orden de la interpolación implica necesariamente un incremento de la complejidad de la electrónica y de su coste. Es por esto que la solución más empleada coincide con la más simple, y consiste en una interpolación de orden cero.

Un retenedor de orden cero es un circuito muy sencillo que mantiene el voltaje de la muestra durante un período de muestreo. La respuesta al impulso es un pulso rectangular de amplitud 1 y duración  $T_s$ , que al convolucionarlo con la secuencia de entrada resulta en una aproximación de la señal original (figura 4.18a).

Aumentar el orden de la interpolación implica una reconstrucción más fiel de la señal original pero también un incremento de la complejidad de la electrónica. La figura 4.18b muestra la respuesta al impulso de un retenedor de orden uno y el resultado de su convolución con la misma secuencia de entrada.



**Figura 4.18** Respuesta al impulso de un retenedor de orden cero (a) y de orden uno (b) y su convolución con una señal muestreada

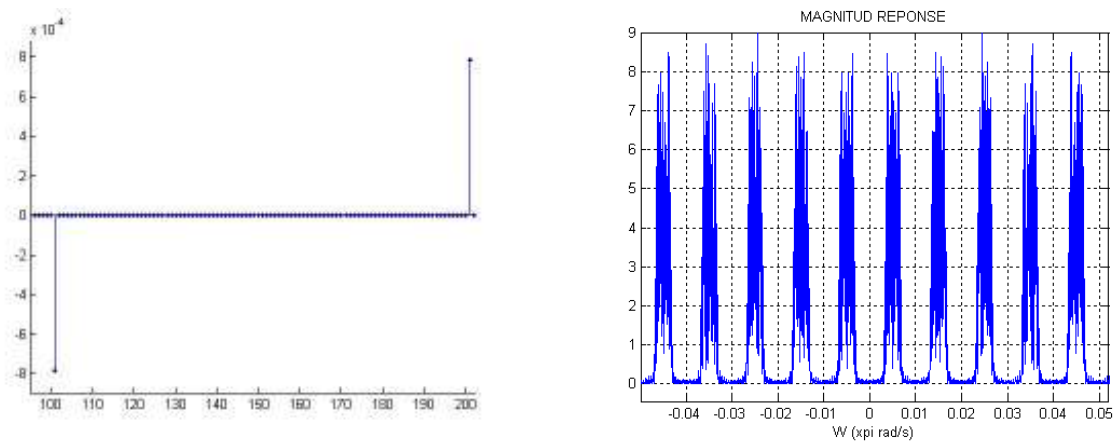


Por otro lado, el caso que nos compete exige emplear un modelo con señales de naturaleza discreta que, si bien es análogo a la situación explicada anteriormente difiere formalmente en su formulación matemática.

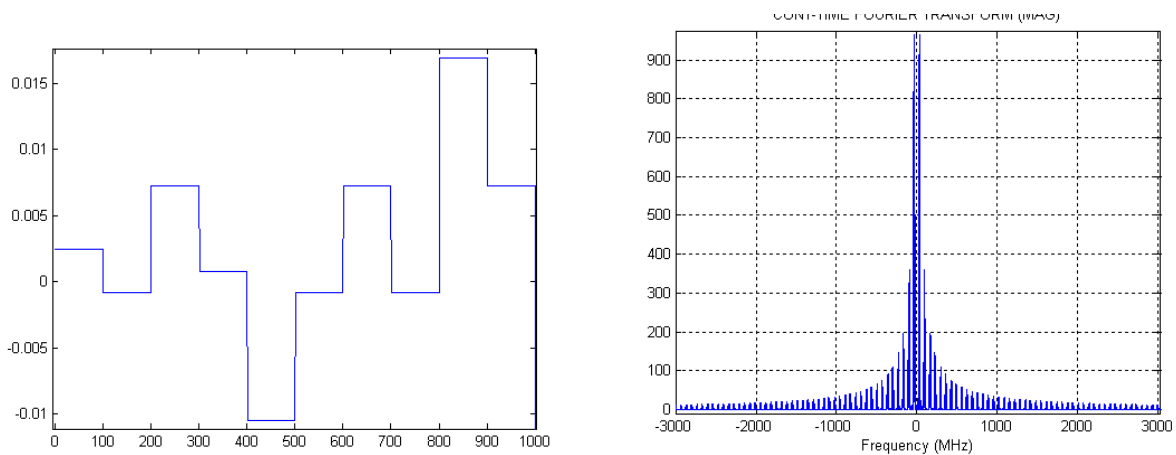
Explicaremos el proceso basándonos en el ejemplo que se ha seguido desde el principio (Tabla1).

La reconstrucción ideal de una secuencia discreta se corresponde con el proceso inverso al descrito en la figura 4.13.

El primer paso consiste en intercalar N-1 muestras de amplitud cero entre dos muestras consecutivas de la señal diezmada (figura 4.19a). El efecto en la frecuencia es el escalado del eje  $\omega$  por un factor  $1/N$ , lo que hace que las réplicas ubicadas en  $2\pi k$  se coloquen en la pulsación discreta  $2\pi k/N$  (figura 4.19b). De la misma forma, la amplitud del espectro se reduce también en un factor N como se verifica al comparar con el espectro de la figura 4.14b



**Figura 4.19** Reconstrucción ideal en el dominio del tiempo (a) y en la frecuencia (b)



**Figura 4.20** Retenedor de orden cero en el dominio del tiempo (a) y en la frecuencia (b)

Con el fin de emular un DAC real se ha implementado también un retenedor de orden cero de naturaleza discreta. En este punto, y con el objeto de tener presente la idea del muestreo y reconstrucción de señales analógicas, vamos a considerar la salida del retenedor de orden cero como continua (figura 4.20a), a pesar, reitero de que en Matlab estamos tratando con señales de naturaleza discreta.

Como se ha explicado, la respuesta al impulso de un retenedor de orden cero es un escalón rectangular de duración  $T_s$ , por lo que su respuesta en frecuencia es una función sinc cuyos ceros se encuentran en  $f=1/2T_s$ .

Este hecho es de suma relevancia dado que las réplicas del espectro de la señal a la salida del retenedor de orden cero sufren mayores pérdidas de inserción a medida que aumenta la frecuencia (figura 4.20b).

En nuestro caso la diferencia relativa de amplitud del espectro en banda base respecto a la réplica ubicada a la frecuencia de la portadora es de casi 40 dB, resultados muy similares a los obtenidos en [Gamage]LT2009].

Para solucionar este problema, en caso de utilizar una interpolación de orden cero, y recuperar la señal a la frecuencia de portadora, en reconstrucción se puede amplificar la señal con un circuito de control automático de ganancia para conseguir que la potencia del espectro de la señal a esta frecuencia sea igual que la del espectro en banda base.

### 4.3.3. Filtro reconstructor

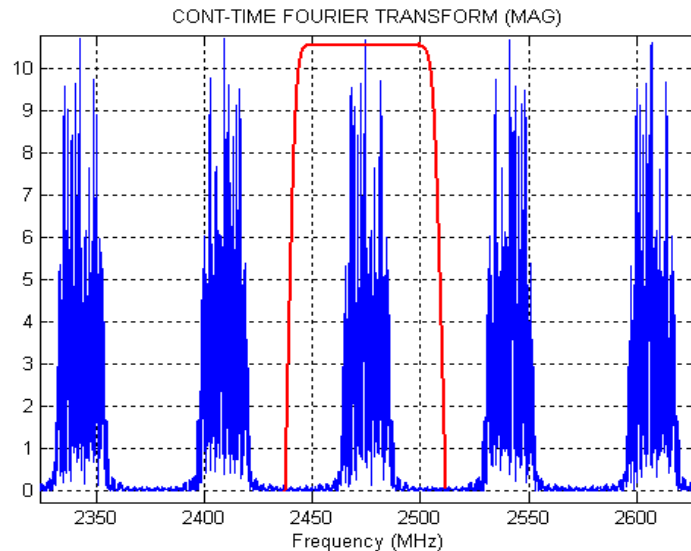
Como se vio en la sección 2.1, para reconstruir la señal es necesario el uso de un filtro que interpole los valores de la señal entre las muestras tomadas.

Desde un punto de vista teórico, sería necesario un filtro pasobajo ideal, o lo que es lo mismo, una función sinc en el tiempo, imposible de implementar debido a su no causalidad y dominio infinito. Como se ha explicado, este es el motivo por lo que a menudo se recurre a otras técnicas como los retenedores de orden cero, uno o superior. En el caso de los retenedores de orden cero, a la salida se obtiene una forma de onda rectangular con componentes frecuenciales que llegan hasta infinito, por lo que para recuperar la señal, es necesario llevar a cabo un filtrado pasobajo que suavice la forma de onda para que se aproxime en la medida de lo posible a la original. A la vista de la figura 4.19b, que representa el espectro de la señal, visto en el dominio de la frecuencia, se hace mucho más evidente la necesidad de de un filtrado pasobajo que recupere el espectro en banda base y elimine las réplicas superiores.

Se pone el ejemplo de la figura 4.19b para el muestreo pasobajo dado que, aunque se trate de una señal pasobanda muestreada con la técnica del muestreo pasobanda, como se ha explicado genera también réplicas del espectro en banda base que matemáticamente se corresponden también con una señal pasobajo muestreada.

Si consideramos el caso en el que a la salida del DAC se quiere obtener la señal de RF, es decir, la señal de WLAN o WiMAX en su frecuencia correspondiente, es necesario recuperar la réplica del espectro centrada a la frecuencia de la portadora.

Se requiere diseñar por tanto un filtro pasobanda de RF centrado a la frecuencia de la portadora y un ancho de banda suficientemente estrecho como para filtrar las réplicas colindantes. El escenario es el que ilustra la figura 4.21



**Figura 4.21** Filtro de reconstrucción

Se define el ancho de banda relativo de un filtro como el cociente expresado en porcentaje entre el ancho de banda de la banda de paso y la frecuencia central del filtro. En el caso que nos ocupa de la señal WiMAX con una frecuencia de portadora de 2.475 GHz y un ancho de banda de 50 MHz (incluyendo las bandas de guarda), el ancho de banda relativo es cercano al 2%. Sabemos por la teoría de diseño de filtros que el diseño de un filtro pasobanda de semejantes características se convierte en una tarea ardua si queremos garantizar ciertos niveles de rizado en la banda de paso, linealidad y rechazo de la banda eliminada. Por este motivo, como se explicó en la sección 4.1.3, la elección de la frecuencia de muestreo se convierte en un criterio crítico de diseño para maximizar el espacio comprendido entre réplicas consecutivas. Sabemos por otra parte que el aumento de la frecuencia de muestreo (siempre que se cumplan las condiciones que evitan aliasing para el muestreo pasobanda de las ecuaciones 4.11 y 4.12) implica necesariamente un incremento en la distancia entre las réplicas del espectro. Por tanto, existe un claro compromiso entre la frecuencia de muestreo y las restricciones del filtro reconstructor.

Para la simulación del filtro destacamos cuatro parámetros críticos que rigen los criterios de diseño en Matlab: rizado en la banda de paso, ancho de banda de transición, rechazo de la banda eliminada y linealidad en la banda de paso. Respecto a los tres primeros, en principio basta con aumentar el orden del filtro para garantizar los requisitos necesarios para el ejemplo considerado. Sin embargo, la respuesta en

fase del filtro es una característica ligada al tipo de filtro empleado donde la linealidad de su respuesta en fase es crucial para evitar la distorsión de fase. Un sistema con una respuesta en fase no lineal implica un retardo de grupo variable con la frecuencia por lo que las distintas componentes del espectro sufren distintos tiempos de retardo, provocando una distorsión irreversible en la señal.

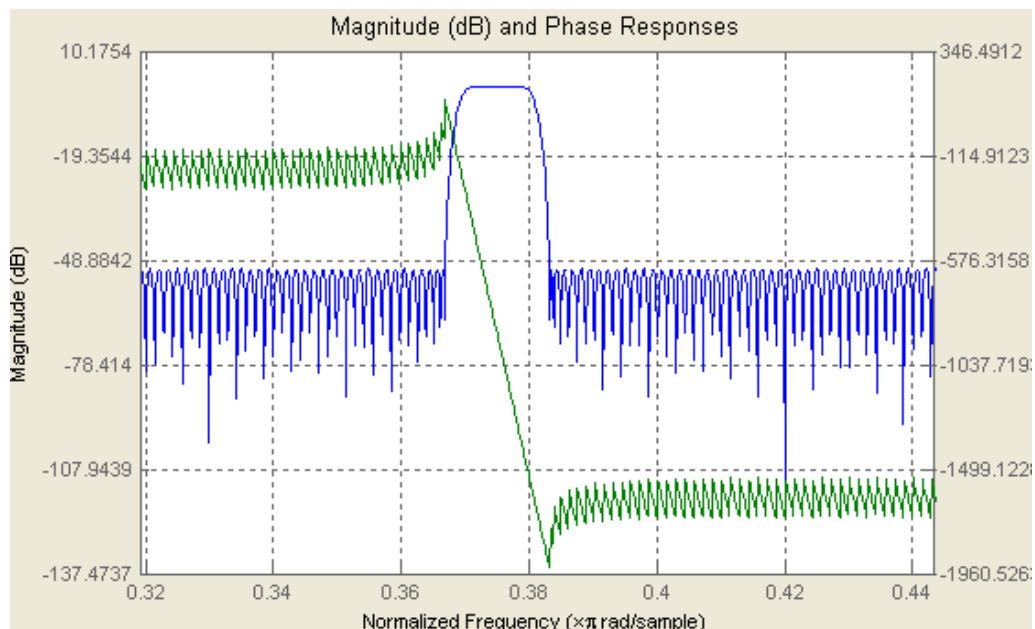
Es por esto por lo que el filtro de reconstrucción ha de tener una fase lineal, que es posible conseguir si se emplea un filtro de respuesta al impulso finito (FIR).

El *Communication Toolbox* de Matlab ofrece la función `firpm.m` que emplea el algoritmo de Parks-McClellan para el diseño de un filtro FIR de fase lineal y coeficientes simétricos.

El ancho de banda del filtro se define a partir de la frecuencia de portadora, el ancho de banda propio de la señal, las bandas de guarda y el espaciado entre las réplicas que resulta de la elección de la frecuencia de muestreo.

Para el caso de la señal WiMAX estos valores son: portadora a 2,475 GHz, 20 MHz de datos, 15 MHz de banda de guarda a cada lado del espectro y 16 MHz de separación entre réplicas (8 MHz a cada lado adicionales a los 15 MHz de la banda de guarda) para una frecuencia de muestreo de 132 MHz. Con un orden de 1400 se consigue un filtro con un ancho de banda de 66 MHz, un rizado en la banda de paso de  $\pm 0.025$  dB y un rechazo en la banda eliminada de 51 dB.

Según la teoría, para compensar el escalado en amplitud producido por el diezmado, el filtro ha de tener una ganancia de valor  $M = f_{sim}/f_s$ .



**Figura 4.22** Filtro obtenido de la función `firpm.m`

El filtro diseñado por tanto cumple con los requisitos necesarios para atenuar lo suficiente las réplicas y dejar pasar el espectro deseado con una distorsión de

amplitud mínima debida al rizado en la banda de paso y una distorsión de fase prácticamente nula.

El retardo de grupo se define como la variación negativa de la fase con respecto a la frecuencia (ecuación 4.15), por lo que, con una respuesta en fase lineal del filtro obtenemos un retardo de grupo constante para todas las componentes frecuenciales de la señal que atraviesa el filtro y que coincide con la pendiente de la recta que representa la fase en la figura 4.22, de signo opuesto.

$$\tau = - \frac{d\theta(\omega)}{d\omega}$$

**Ecuación 4.15**

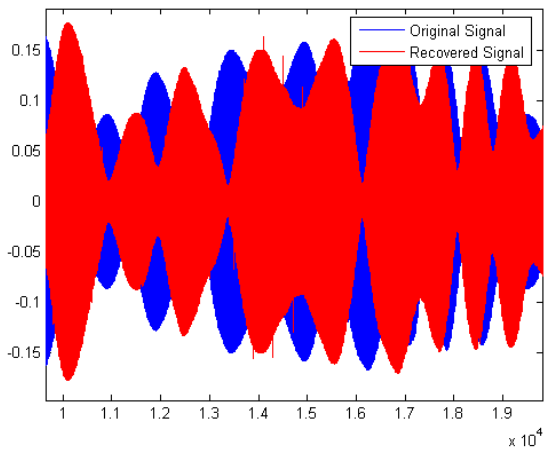
A la salida del filtro por tanto obtenemos la señal reconstruida pero con un retardo considerable con respecto a la señal original (Figura 4.23a).

La limitación del retardo de grupo es un problema habitual en el procesado digital de señales, por este motivo, el Communication Toolbox ofrece una función para minimizar este problema. La función `filtfilt.m` recibe como argumentos los coeficientes del filtro digital, en nuestro caso obtenidos de la función `firpm` y realiza un doble filtrado con el filtro definido y con su inverso, de manera que si la respuesta en fase es lineal e invariante en el tiempo, como es el caso, la convolución de su respuesta al impulso y su inverso genera un retardo de grupo teóricamente nulo. Sin embargo, debido a las no idealidades derivadas de la simulación puede darse el caso de que se introduzca un pequeño retardo que, si bien es mínimo, puede ser crítico a la hora de alinear las señales uno a uno para computar la distorsión de la reconstrucción (Figura 4.23b).

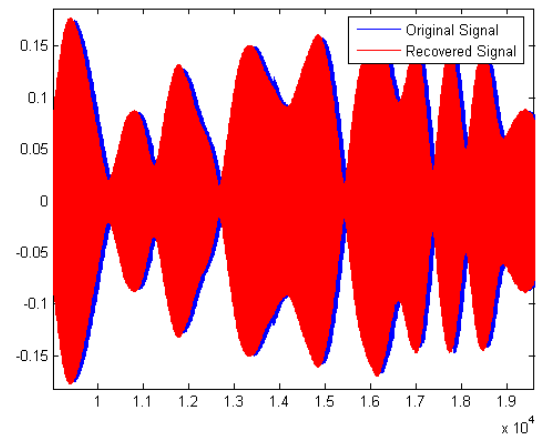
Para compensar este pequeño retardo se emplea la función `alignsignals.m` del Communication Toolbox que alinea las señales basándose en la función autocorrelación, obteniendo una alineación óptima de las muestras de las señales original y reconstruida (Figura 4.23c)

La función `Reconstruction.m` devuelve por tanto la señal reconstruida y un parámetro indicativo de la calidad de la reconstrucción: la relación señal a distorsión provocada por el filtro de reconstrucción.

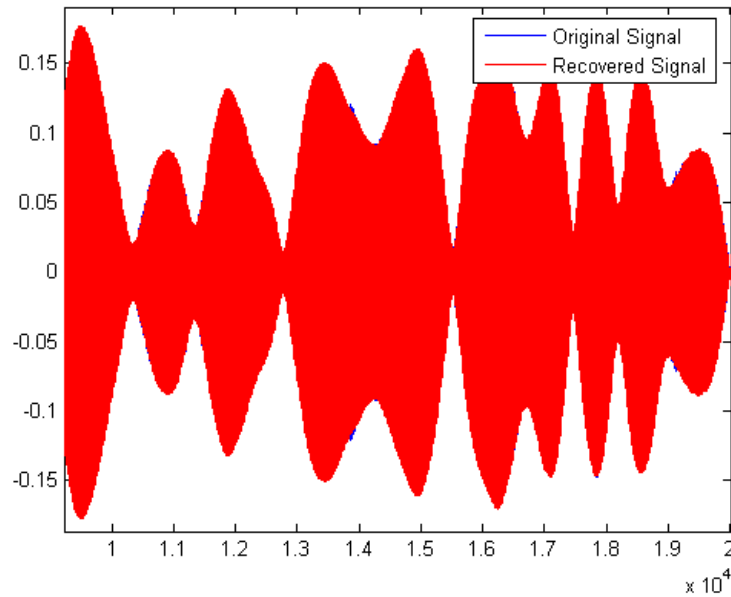
De acuerdo con [VaughanTSP1991], la relación señal a distorsión (SDR) se define como la relación entre la potencia de la señal dentro del ancho de banda del filtro y el error cuadrático medio de la distorsión causada por el aliasing, es decir la potencia de las réplicas filtradas fuera del ancho de banda del filtro (ecuación 4.16).



a



b



c

**Figura 4.23** Señal original y reconstruida sin compensar el retardo(a), compensando el retardo con la función `filtfilt.m` (b) y compensando el retardo con la función `filtfilt.m` y `alignsignals.m` (c).

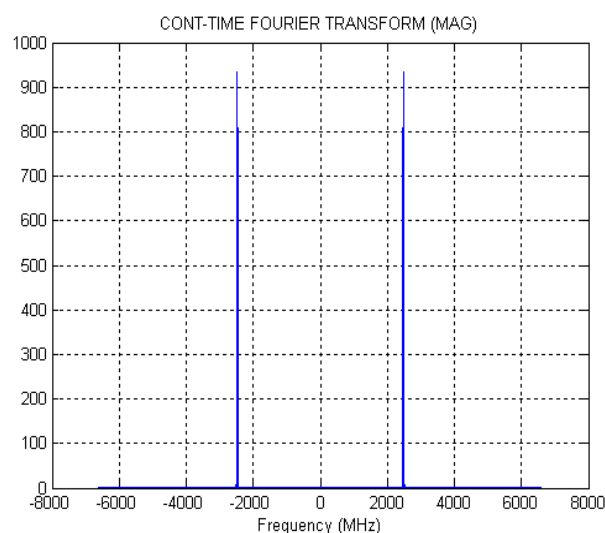
$$SDR = \frac{\int_{2\pi f_c - \frac{\pi}{2} f_c}^{2\pi f_c + \frac{\pi}{2} f_c} |H(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{2\pi f_c - \frac{\pi}{2} f_c} |H(\omega)|^2 d\omega + \int_{2\pi f_c + \frac{\pi}{2} f_c}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}$$

**Ecuación 4.16**

La SDR ofrece una idea de los requisitos del filtro de reconstrucción frente a la frecuencia de muestreo y representa una contribución importante a la SNR efectiva del sistema.

El resultado de este parámetro está íntimamente relacionado con el espaciado entre las réplicas, que a su vez depende directamente del tamaño de las bandas de guarda y de la frecuencia de muestreo, ya que una mayor distancia entre las réplicas se traduce en una relajación en los requisitos del filtro y por tanto, para un mismo orden, se obtendrá mayor rechazo de la banda eliminada, disminuyendo el denominador de la ecuación 4.16 y aumentando la SDR. De esta manera se justifica la necesidad de emplear una frecuencia de muestreo que maximice el espaciado entre las réplicas de los espectros como se explicó en la sección 4.1.3.

La figura 4.24 muestra el espectro de la señal reconstruida, prácticamente idéntico al de la señal original (figura 4.9). La SDR se encuentra entorno a los 40 dB, un resultado muy próximo al obtenidos teóricamente en [VaughanTSP1991] para los parámetros del ejemplo.



**Figura 4.24** Espectro de la señal reconstruida

Las causas de degradación de la calidad de la señal recuperada, sin tener en cuenta el canal se reducen por tanto a dos: ruido de cuantificación y distorsión introducida por el filtro de reconstrucción. Conviene recordar que mientras la primera causa es inevitable, ya que la cuantificación es un proceso inherentemente con pérdidas, la segunda se deriva de las características no ideales del filtro interpolador. Recordemos que, en base a la teoría del muestreo de señales, es posible recuperar sin pérdidas una señal limitada en banda, ya sea pasobajo o pasobanda, bajo las condiciones descritas en las secciones 2.2 y 2.3 respectivamente, a saber, una frecuencia de muestreo adecuada y reconstrucción ideal. Este último paso se alcanza mediante el uso de un

filtro de reconstrucción ideal en el que la banda de paso sea plana, el ancho de banda de transición nulo y la ganancia en la banda eliminada sea cero.

En un sistema real habría que considerar también la degradación causada por el solapamiento del ruido térmico fuera de la banda sobre el espectro de la señal. Aunque este fenómeno provoca una degradación mínima sobre la calidad de la señal reconstruida, este escenario queda fuera del alcance de este trabajo, por lo que no se ha añadido en el modelo ninguna fuente de ruido adicional. De esta manera, las causas de la distorsión quedan reducidas a las mencionadas anteriormente.

Hasta ahora hemos medido de manera independiente la degradación causada por el ruido de cuantificación y la distorsión provocada por el filtro interpolador. Una vez hemos reconstruido la señal podemos calcular la diferencia muestra por muestra de la amplitud instantánea de la señal original y reconstruida para hacernos una idea de la calidad de la reconstrucción. Si definimos la SNR como la diferencia entre la potencia de la señal y la potencia del ruido en dB obtenemos los siguientes resultados:

\* Average per-point error: = 8.501925e-004

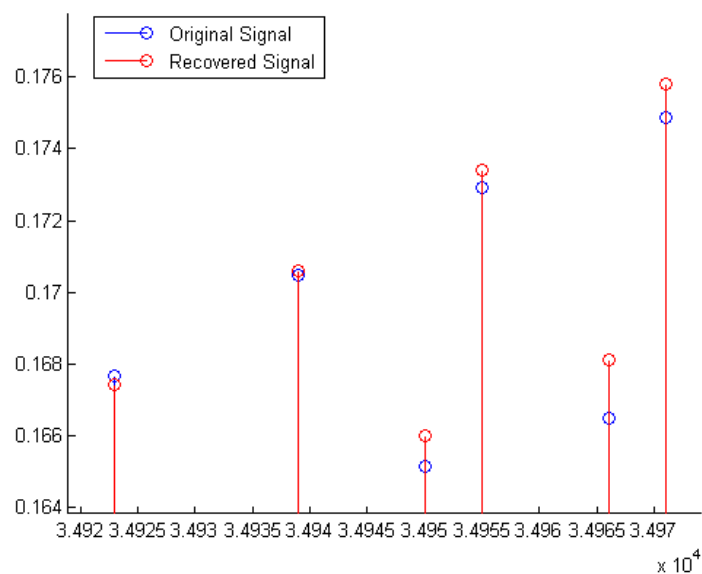
\* Error power = 0.1253

\* Signal power = 581.1529

\* SNR: = 36.6629

\* BER = 0.000000

\* EVM = 0.062338



**Figura 4.25** Diferencia entre las señales original y reconstruida



## 4.4. Demodulación

En la sección anterior hemos evaluado el rendimiento del modelo desde el punto de vista de la reconstrucción de la señal analógica. En el contexto de los estándares contemplados en la arquitectura, es necesario estudiar cómo afecta la degradación de la señal analógica sobre la demodulación de la señal digital. Es evidente que dependiendo de su esquema de modulación, cada estándar ofrecerá distintos resultados en lo que a robustez frente a perturbaciones se refiere. En la presente sección se detalla el proceso para calcular los indicadores de calidad de la señal reconstruida en el contexto de una modulación digital, dejando los resultados obtenidos para cada una para el siguiente capítulo.

Dado que los estándares contemplados comparten el esquema de modulación de amplitud en cuadratura, a continuación se detalla el proceso de demodulación complementario al proceso de modulación explicado en la sección 4.1.1, así como los distintos conceptos que intervienen en el mismo.

Sea  $s(t)$  la señal recibida, modulada en QAM y a la frecuencia de portadora:

$$s(t) = a(t)\cos(w_c t) - b(t)\text{sen}(w_c t)$$

**Ecuación 4.17**

donde  $a(t)$  y  $b(t)$  son las componentes en fase y cuadratura.

Para convertir  $s(t)$  a banda base es necesario multiplicar la señal por una exponencial compleja como hicimos al modularla:

$$\begin{aligned} & [a(t)\cos(w_c t) - b(t)\text{sen}(w_c t)]e^{jw_c t} = \\ & = [a(t)\cos(w_c t) - b(t)\text{sen}(w_c t)][\cos(w_c t) + j\text{sen}(w_c t)] = \\ & = a(t)\cos^2(w_c t) - jb(t)\text{sen}^2(w_c t) + a(t)j\text{sen}(w_c t)\cos(w_c t) - b(t)\text{sen}(w_c t)\cos(w_c t) \\ & = \frac{a(t)}{2} + \frac{a(t)}{2}\cos(2w_c t) - \frac{jb(t)}{2} + \frac{jb(t)}{2}\cos(2w_c t) + \frac{ja(t) - b(t)}{2}\text{sen}(2w_c t) \end{aligned}$$

**Ecuación 4.18**

El resultado obtenido consta de la señal en banda base escalada, así como de otras componentes a dos veces la frecuencia de portadora que se eliminan mediante un filtro pasabajo de tipo Butterworth de frecuencia de corte igual a la frecuencia de portadora, aislando así la envolvente compleja de la señal.

A continuación la señal pasa por un filtro de coseno alzado para compensar el efecto del filtro en el modulador. Tanto el filtro del modulador como el del demodulador son filtros con características de coseno alzado, sin embargo la ganancia en ambos es tal que la amplitud a la salida es igual a la raíz de la magnitud a la entrada, de manera que la respuesta combinada de ambos filtros es igual a la del filtro de coseno alzado. Este sistema con señales cuyo espectro es la raíz del coseno alzado (Root Raised Cosine RRC) es comúnmente empleado en sistemas de comunicaciones para conseguir un filtro adaptado en recepción que maximice la SNR, mientras se evita al mismo tiempo la interferencia entre símbolos.

Desde el punto de vista de la simulación, el filtro tiene además la funcionalidad opuesta respecto del transmisor, ya que submuestra la secuencia de acuerdo con el número de muestras que representa cada símbolo para obtener un vector cuya longitud coincide con el número de símbolos y que contiene las palabras QAM pertenecientes al mismo alfabeto que en la transmisión.

La figura 4.26 muestra el diagrama de ojos que representa la superposición de las señales recibidas en un período de símbolo, antes y después del filtro de coseno alzado. A la salida del filtro (figura 4.26b) se observa que los valores de los símbolos se definen para  $t=0$  obteniendo así el instante óptimo de muestreo para minimizar la probabilidad de error. El diagrama de la constelación muestra así mismo suficiente separación entre los símbolos como para que el demodulador sea capaz de discriminarlos (figura 4.27).

De esta manera, la función `qamdemod.m` obtiene a partir de la envolvente compleja la secuencia de símbolos recuperados que, de la misma manera que hicimos en el modulador se convierten a una secuencia de bits que se comparará con la original para calcular la tasa de error de bit.

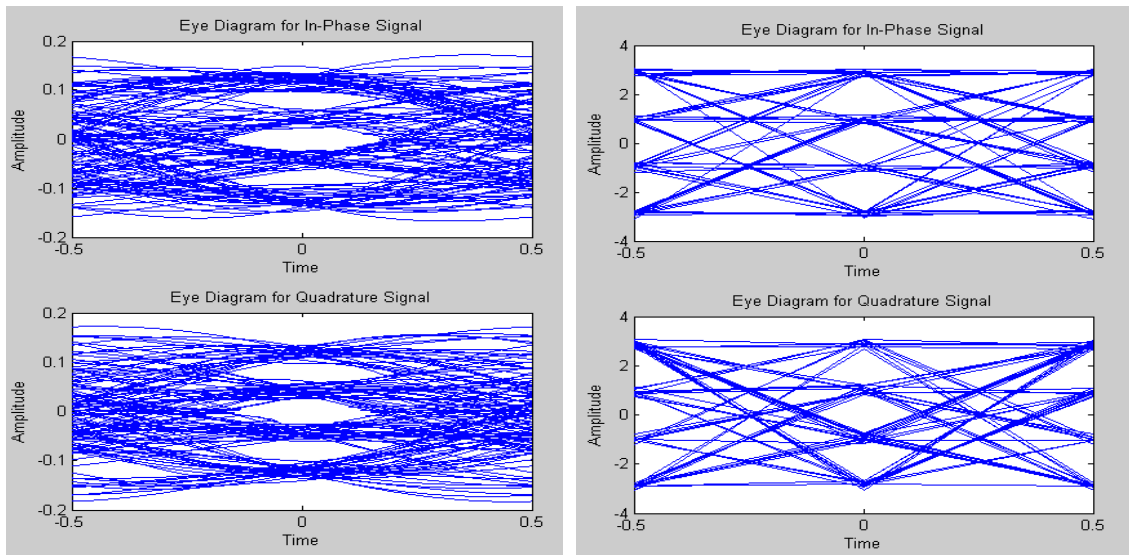
En el ejemplo, al comparar el flujo de bits original y recuperado se consigue una tasa de error de bit nula. Como veremos en la sección de resultados, la resolución de la tasa de error de bit está limitada por el número de símbolos simulados para su transmisión, que a su vez está limitado por las restricciones computacionales de la simulación. En el caso de una demodulación libre de errores, la tasa de error de bit no proporciona una idea de cómo el conjunto ADC-DAC afecta sobre la integridad de la señal digital. Un indicador que arroja más información al respecto es el Error Vector Magnitude (EVM)<sup>3</sup>, que ofrece una idea sobre la dispersión que sufren los símbolos en la constelación respecto a sus valores ideales a causa de la distorsión provocada en este caso por la digitalización y posterior reconstrucción de la señal analógica.

El resultado obtenido de EVM se sitúa entorno al 6%. Conviene destacar que este valor es la cota inferior que impone el filtro de coseno alzado por su naturaleza. Si bien se pretendía estudiar cómo afecta el proceso de digitalización y reconstrucción sobre el EVM el hecho de que el filtro de coseno alzado provoque una dispersión tan notable sobre los puntos de la constelación impide calcular el EVM debido al conjunto

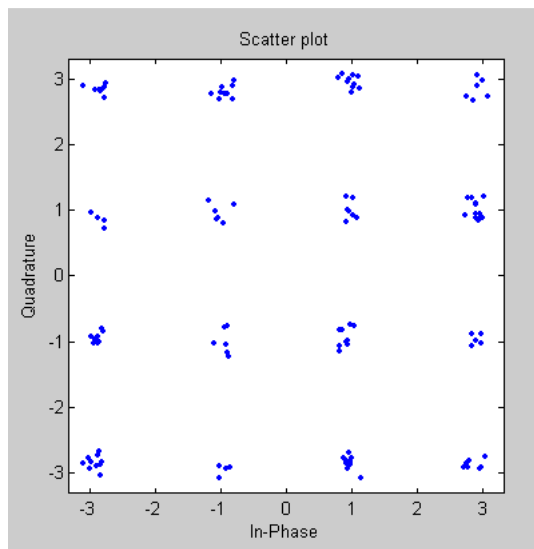
---

<sup>3</sup> La descripción matemática del EVM se muestra en la sección 5.

ADC/DAC, ya que cualquier degradación del EVM por debajo del 6% queda enterrada bajo el error introducido por el propio filtro. Este fenómeno queda probado al poner los bloques del ADC y DAC en bypass, y conectar back to back el modulador QAM al demodulador.



**Figura 4.26** Diagrama de ojos antes del filtro de coseno alzado (a) y después (b)



**Figura 4.27** Diagrama de la constelación tras el filtro. 128 símbolos

Como se explicó anteriormente, con el fin de conseguir un alineamiento perfecto entre las señales original y recuperada, es precisa la utilización de la función `alignsignals.m`. Esta función calcula la correlación entre ambas señales, y si el desalineamiento es importante, en algunos casos puede incluso recortar el vector de la señal reconstruida afectando a su fase. Este hecho podría provocar en casos

extremos una deriva en la fase similar al que ocurre cuando la señal atraviesa un canal no ideal con dispersión, en el que la constelación de la modulación rota un ángulo proporcional al desplazamiento de fase. En este caso es fundamental compensar esta deriva multiplicando la señal recibida por una exponencial compleja de amplitud uno y con la fase adecuada para, en última instancia sincronizar el instante de muestreo y demodular correctamente la señal.

# 5

## Resultados

En esta sección estudiaremos cómo afecta el proceso de digitalización y reconstrucción simulado en el modelo sobre las señales propias de las tecnologías inalámbricas involucradas en las redes de próxima generación. En primer lugar se muestran los resultados obtenidos para la simulación con unos parámetros similares a los empleados en el trabajo de Gamage. Si bien en este trabajo se amplía el estudio en el ámbito del muestreo pasobanda considerando una serie de parámetros no tenidos en cuenta en su estudio (frecuencia de muestreo, filtro de reconstrucción etc.), se pretende también validar el funcionamiento del modelo al contrastar una serie de indicadores clave. Una vez hecho esto ampliaremos el estudio a los distintos formatos de señales empleadas en el contexto de las redes de próxima generación (NGN).

Para cuantificar la degradación que sufre la señal en todo el proceso se recurre a una serie de indicadores objetivos que servirán para evaluar la calidad de la reconstrucción de la señal así como para comparar los resultados desprendidos con los obtenidos por Gamage y los esperados teóricamente.

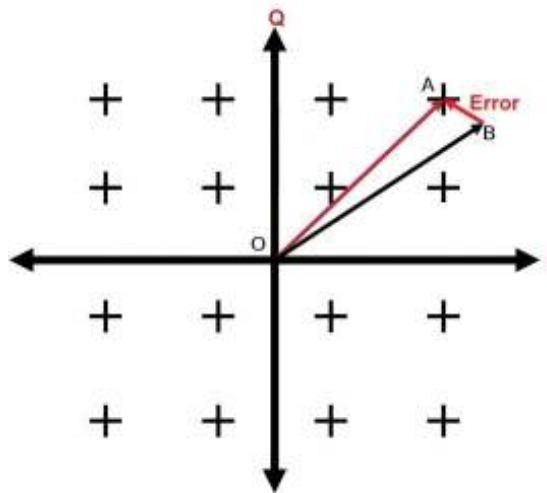
Así, establecemos 5 parámetros fundamentales:

- 1) Error medio por punto:** El vector reconstruido se compara punto por punto con el original, y el valor absoluto de la diferencia se promedia sobre la longitud del vector. Es un indicador similar al error cuadrático medio.
- 2) Signal to Noise Ratio:** Se calcula como la relación entre la potencia del vector de error y la potencia de la señal original en decibelios.
- 3) Signal to Distortion Ratio:** Se expresa como muestra ecuación 5.1, extraída de [VaughanTSP1991], que, en el contexto de reconstrucción por filtrado, se define como la relación entre la potencia de la señal dentro del ancho de banda del filtro y el error cuadrático medio de la distorsión causada por el aliasing.

$$SDR = \frac{\int_{2\pi f_c - \frac{\pi}{2} f_c}^{2\pi f_c + \frac{\pi}{2} f_c} |H(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{2\pi f_c - \frac{\pi}{2} f_c} |H(\omega)|^2 d\omega + \int_{2\pi f_c + \frac{\pi}{2} f_c}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}$$

**Ecuación 5.1**

- 4) **Bit Error Ratio:** Porcentaje de bits demodulados erróneamente respecto a la secuencia de bits original.
- 5) **Error Vector Magnitude:** En el contexto de una modulación digital se define como la relación expresada como porcentaje entre el módulo del vector de error AB y el vector OA, donde A representa las coordenadas cartesianas del símbolo original de la constelación, B las del símbolo obtenido en recepción y O el origen de coordenadas.



**Figura 5.1** Error Vector Magnitude

## 5.1 Efecto de la resolución de cuantificación sobre la calidad de la reconstrucción

Una contribución importante a la degradación de la calidad de la señal reconstruida es el ruido de cuantificación. El parámetro SDR es una buena aproximación matemática para estimar la degradación de la señal debida al ruido de cuantificación y se representa en la figura 5.2 en base a los resultados obtenidos en Matlab. Para una resolución de entre 2 y 7 bits, la SDR se ajusta de manera muy precisa a la ecuación 4.14 donde la relación señal a ruido aumenta aproximadamente 6 dB por cada bit adicional dedicado a codificar las muestras. A partir de 8 bits, la SDR está limitada por otras contribuciones ajenas a la cuantificación por lo que se mantiene estable de manera independiente a la resolución de la cuantificación. La conclusión inmediata que se extrae, de la misma manera que está expresada en el trabajo de Gamage

donde los resultados son prácticamente idénticos, es que el beneficio marginal derivado del aumento de la resolución a partir de 8 bits es nulo, lo cual determina el valor de este parámetro.

Para apoyar esta tesis, y de cara a validar también el resto de parámetros para medir la calidad de la reconstrucción se representan el error medio por punto y el EVM frente la profundidad de cuantificación. A la vista de las figuras 5.3, 5.4 y 5.5, se corrobora que la calidad de la reconstrucción en función de la resolución queda establecida a partir de 8 bits en tanto en cuanto el parámetro bajo estudio converge a un valor fijo para esta resolución.

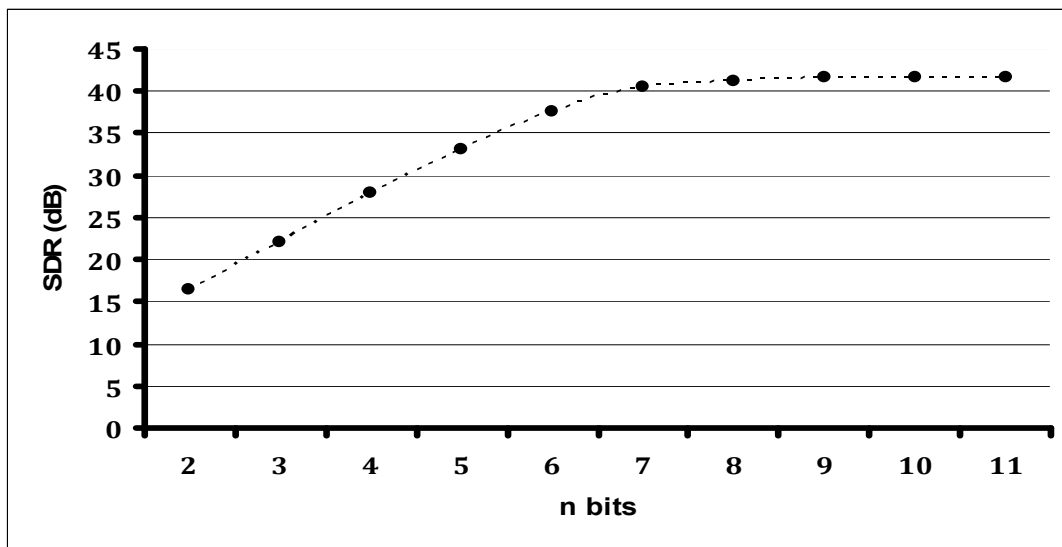


Figura 5.2 SDR vs nbits

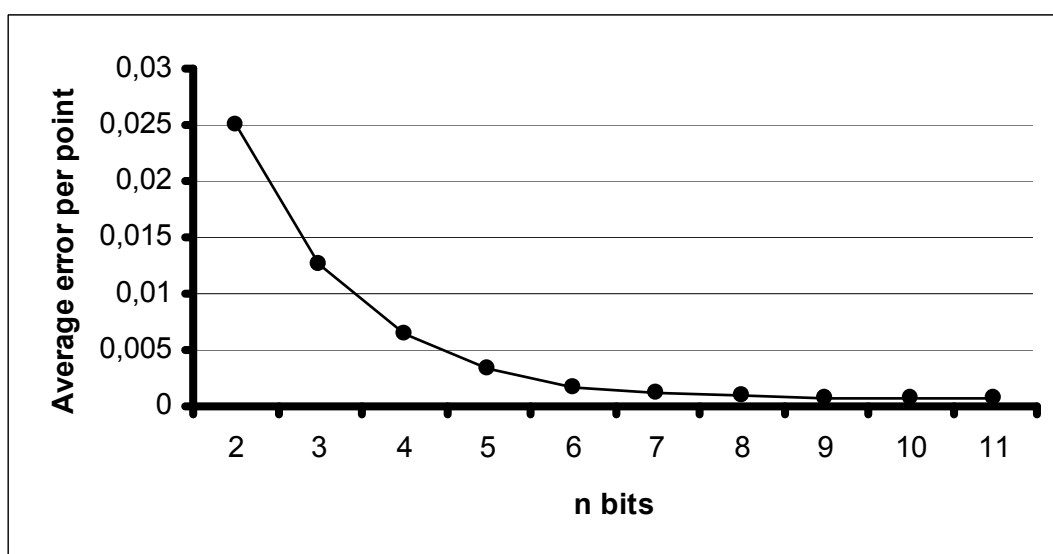


Figura 5.3 Average error per point vs nbits

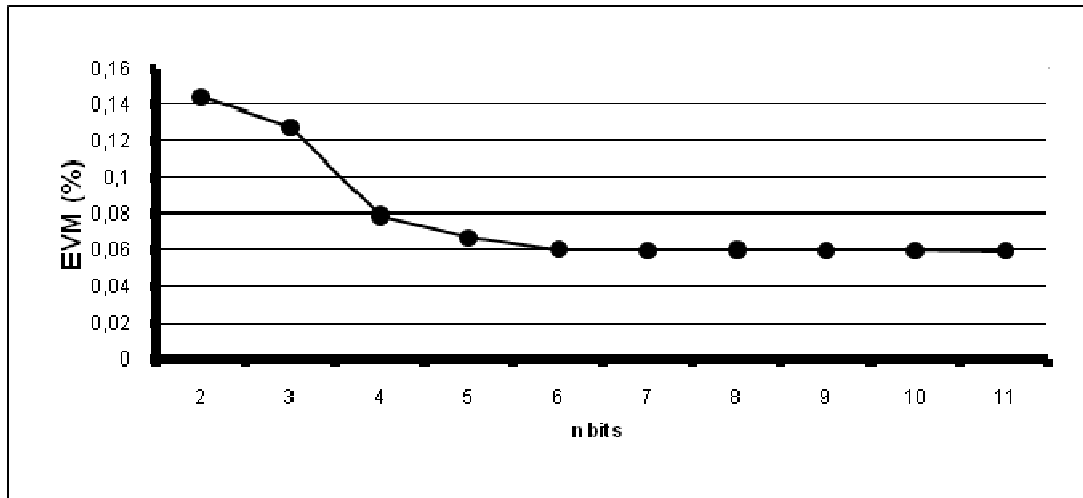


Figura 5.4 EVM vs nbits

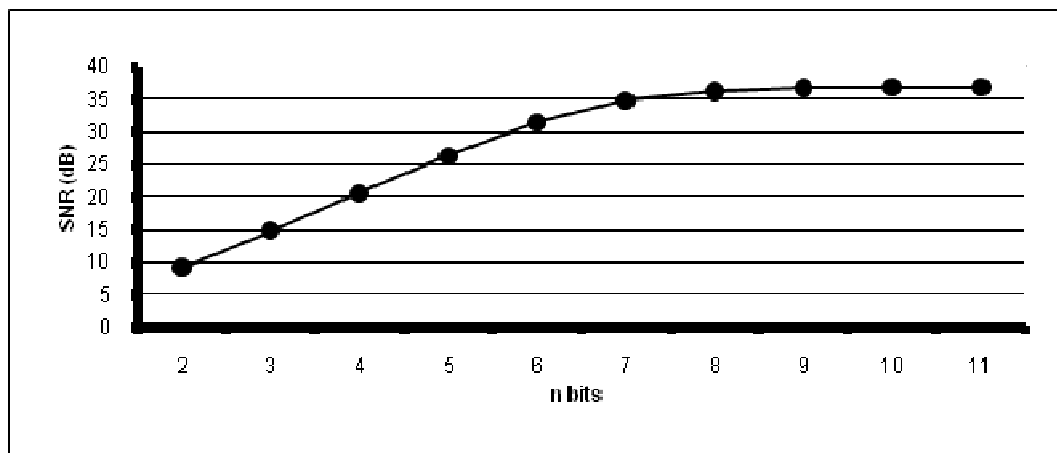


Figura 5.5 SNR vs nbits

Respecto a la tasa de error de bit hay que considerar que debido a limitaciones computacionales, se simula la transmisión de 120 símbolos, 480 bits para 16-QAM por lo que la máxima resolución del BER que se puede conseguir es de  $2 \times 10^{-3}$ . La degradación provocada por el modelo sin considerar el canal no es tan importante como para que la tasa de error de bit supere este valor en la mayoría de los casos. De hecho salvo en casos extremos donde la degradación de la SNR es muy importante obtendremos una transmisión libre de errores (BER=0).

Para encontrar la SNR umbral donde la transmisión deja de ser libre de error aumentamos la ventana de simulación hasta el límite computacional permitido que ofrece una resolución para la tasa de error de bit  $9,2 \times 10^{-5}$  (2720 símbolos).



<b>N bits</b>	<b>SNR</b>	<b>BER</b>
<b>2</b>	<b>9,3 dB</b>	<b><math>7,5 \times 10^{-3}</math></b>
<b>3</b>	<b>14,7 dB</b>	<b><math>9,2 \times 10^{-5}</math></b>
<b>4</b>	<b>20,6 dB</b>	<b>0</b>

**Tabla 5.1** SNR vs BER

De acuerdo con la tabla 5.1 observamos que la transmisión deja de ser libre de errores para un valor de SNR umbral acotado entre 14,7 y 20,6 dB que se corresponden con una profundidad de cuantificación de 3 y 4 bits respectivamente. Con el fin de fijar este umbral con un nivel de confianza suficiente como para superar la limitación en la resolución del BER, podemos determinar con suficiente certeza que la tasa de error de bit es menor que  $10^{-7}$  cuando la SNR supera los 25 dB, valor por encima del cual el BER es tan reducido que se la transmisión se puede considerar libre de error.

## **5.2 Efecto de la frecuencia de muestreo sobre la calidad de la reconstrucción**

Como se explicó en la sección 4.1.3, la frecuencia de muestreo se elige en base a un criterio para maximizar las bandas de guarda derivadas del muestreo pasobanda, de modo que el espectro de la señal quede centrado en cada región de Nyquist. Para cada posible valor de  $n_z$  existe un único valor de frecuencia de muestreo dentro del rango correspondiente que verifica esta condición, por lo que el criterio de diseño se reduce a la elección de un valor de  $n_z$  de acuerdo con la ecuación 2.12. Si bien en el trabajo de Gamage el valor de la frecuencia de muestreo se asigna arbitrariamente, ya que a priori no se tienen en cuenta las restricciones del filtro reconstructor, en el presente trabajo se estudia el efecto de la frecuencia de muestreo sobre la calidad de la reconstrucción y las restricciones hardware.

En este contexto, para la señal WiMAX bajo estudio se ha simulado el muestreo y posterior reconstrucción a las frecuencias de muestreo que optimizan las bandas de guarda.

La figura 5.6 representa la relación señal a ruido como se ha definido anteriormente frente al parámetro discreto  $n_z$ . De acuerdo con lo esperado, el incremento de la frecuencia de muestreo supone un aumento de la relación señal a ruido, ya que el incremento en el espaciado entre las réplicas reduce la interferencia entre regiones de Nyquist colindantes. Así, para las frecuencias de muestreo próximas al límite inferior teórico observamos una importante degradación de la SNR por la cercanía de las réplicas adyacentes, que introducen ruido en la banda de paso del filtro

reconstructor. Para hacernos una idea de la tendencia de la SNR, representamos el eje de frecuencias en escala lineal (figura5.7) y observamos que la SNR converge a un valor entorno a 45 dB limitado fundamentalmente por el ruido de cuantificación (véase la sección 4.2.2: resultados SQNR) y el aliasing del ruido fuera de banda. Es preciso resaltar la imposibilidad de acotar con mayor precisión dicho valor, en tanto en cuanto, no se han podido simular frecuencias de muestreo mayores por limitaciones computacionales. Sin embargo, es razonable asumir que para las frecuencias simuladas más altas, la interacción entre réplicas adyacentes sea despreciable, manteniendo este comportamiento hasta llegar a la frecuencia de muestreo de Nyquist.

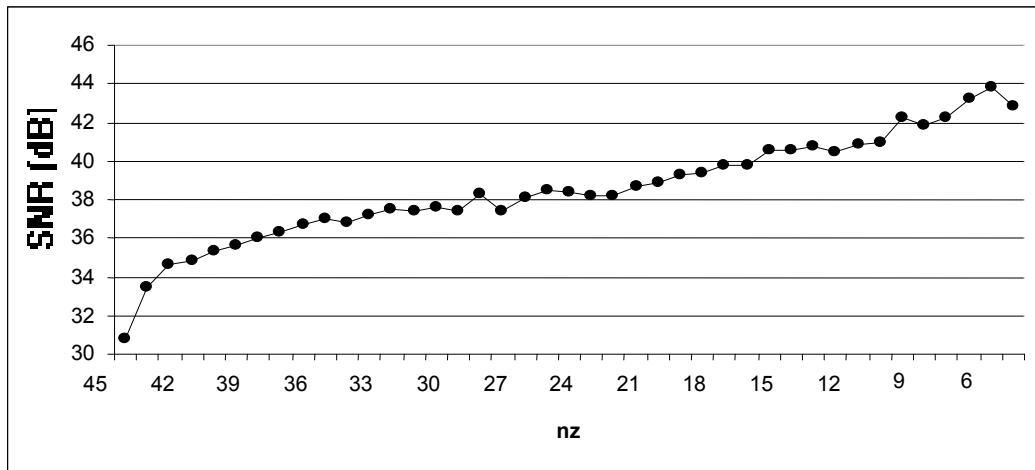


Figura 5.6 SNR vs  $n_z$

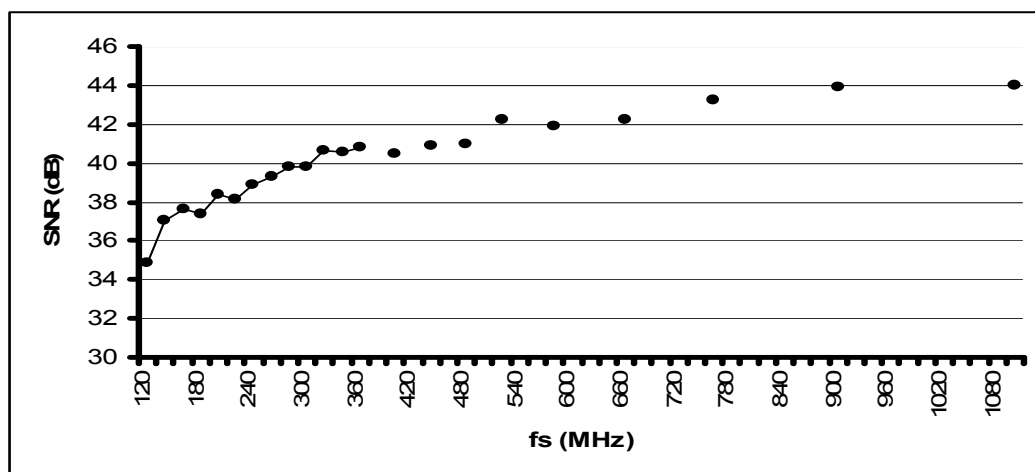


Figura 5.7 SNR vs  $f_s$

De la misma manera, si representamos el error medio por punto frente a la tasa de muestreo (figura 5.8), observamos que disminuye con el aumento de la frecuencia y tiende asintóticamente hacia el valor mínimo de error que viene determinado por el ruido de cuantificación.

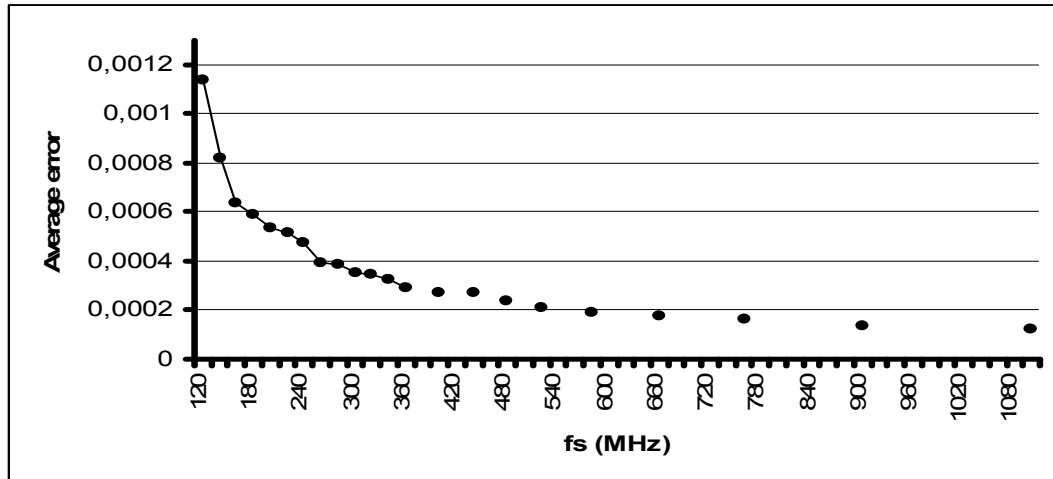


Figura 5.8 Average error vs  $f_s$

Como se ha mencionado, el incremento del valor de  $n_z$  implica necesariamente un incremento de la distancia entre las zonas de Nyquist colindantes (figura 5.9), o equivalentemente, un aumento de las bandas de guarda laterales en el espectro de la señal muestreada, bajo la premisa de seleccionar el valor de frecuencia de muestreo óptimo para cada  $n_z$ . En este escenario, si queremos reconstruir la señal centrada a la frecuencia de la portadora el espaciado entre las réplicas se convierte en un factor crítico para la realizabilidad del filtro de RF. Un criterio objetivo para cuantificar los requerimientos de dicho filtro es el ancho de banda relativo a la portadora. Como referencia, en el ámbito de los filtros de RF, en general se considera que es relativamente asequible conseguir filtros con un ancho de banda relativo por encima del 1-2% [MSierraEC2003], reduciendo su complejidad a medida que aumenta este parámetro. Las figuras 5.10 y 5.11 representan la variación de este valor con la frecuencia de muestreo y el parámetro  $n_z$ . Nótese que para la frecuencia de muestreo más baja, obtenemos un ancho de banda relativo del 2,5%, por lo que siendo éste el caso más restrictivo, este dato nos permite asegurar la realizabilidad práctica del sistema en lo que a requisitos del hardware se refiere.

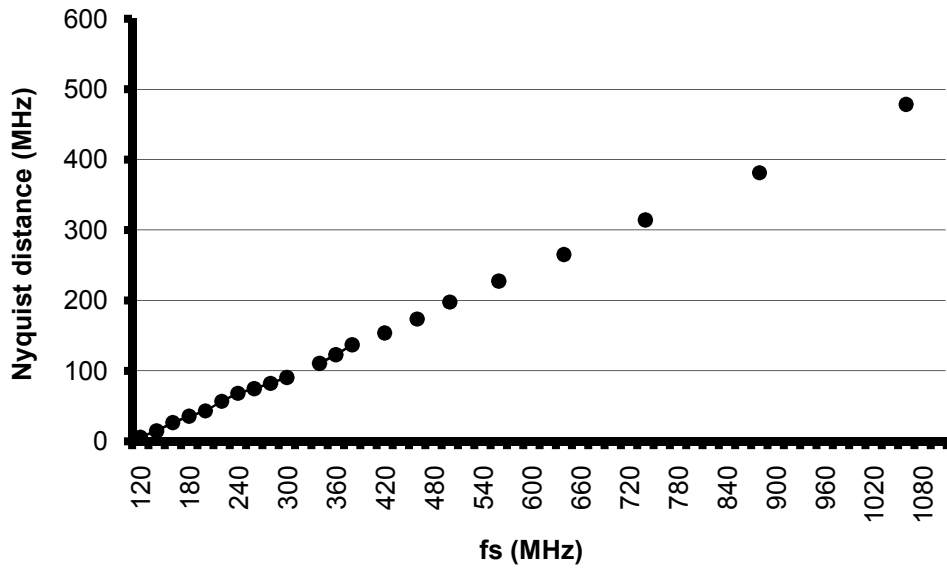


Figura 5.9 Nyquist distance vs  $f_s$

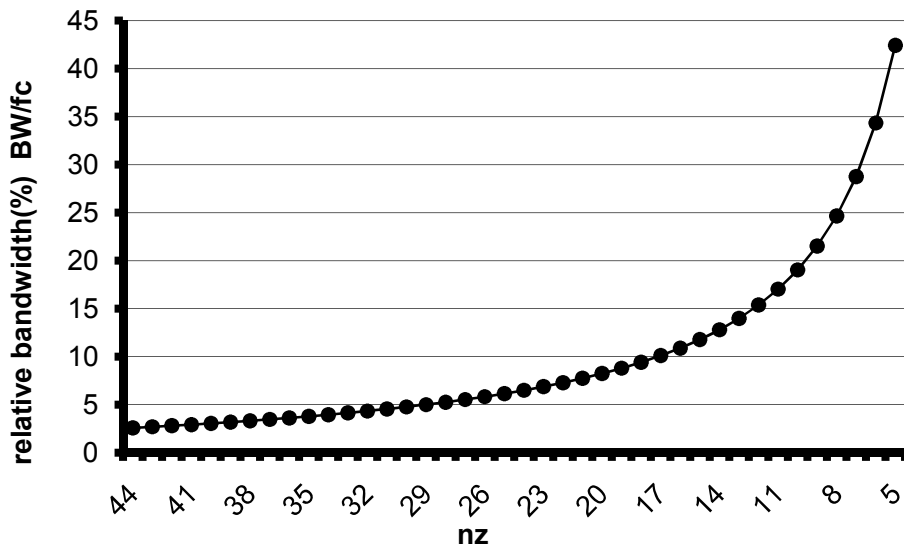


Figura 5.10 Ancho de banda relativo vs  $n_z$

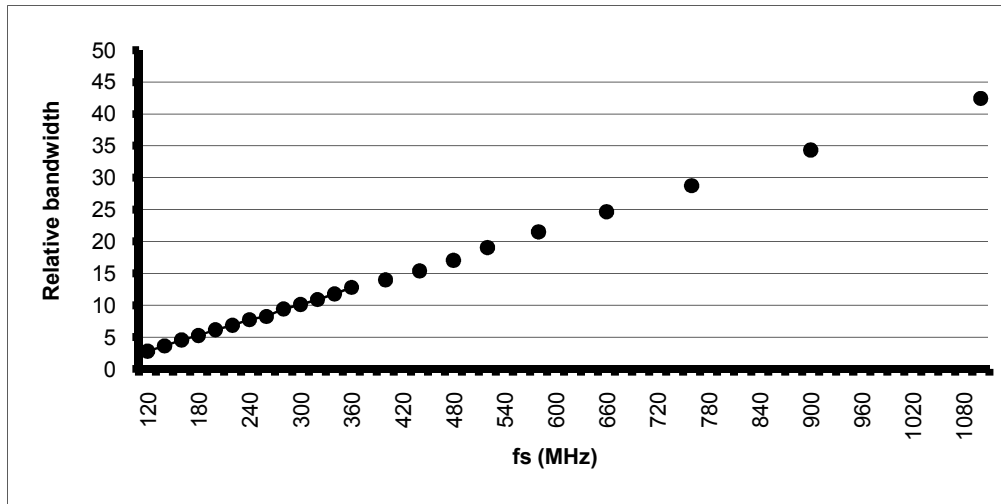


Figura 5.11 Ancho de banda relativo vs  $f_s$

El dimensionado del ancho de banda del filtro de reconstrucción se realiza teniendo en cuenta el espaciado entre las réplicas del espectro, aumentando de manera paralela a la separación entre las réplicas. Si bien esto no afecta directamente sobre el espectro que se quiere recuperar, en tanto en cuanto se mantienen fijas las especificaciones de atenuación y rizado en la banda de paso, sí afectará a la cantidad de ruido que entra en dicha banda, en base la decisión de relajar las restricciones del filtro en la medida en que la tasa de muestreo lo permite. Este hecho se traduce en una degradación de la SDR como se define en la ecuación 5.1, tal y como se muestra en la figura 5.12 donde se representa la SDR frente a  $n_z$ .

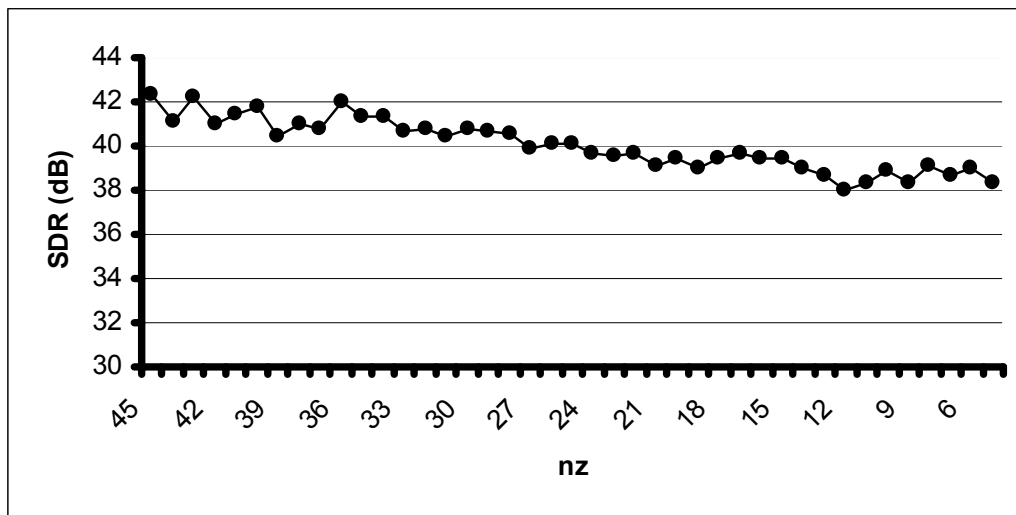


Figura 5.12 SDR vs  $n_z$

Este fenómeno ya ha sido estudiado por Vaughan et al. [VaughanTSP1991] y para ilustrarlo se recurre a representar la SDR frente a la relación entre la frecuencia de muestreo y el ancho de banda de paso (ancho de banda dentro del cual la amplitud

del filtro es superior a -3 dB). El resultado obtenido es consistente con la teoría, al aumentar la SDR con la frecuencia de muestreo relativa al ancho de banda.

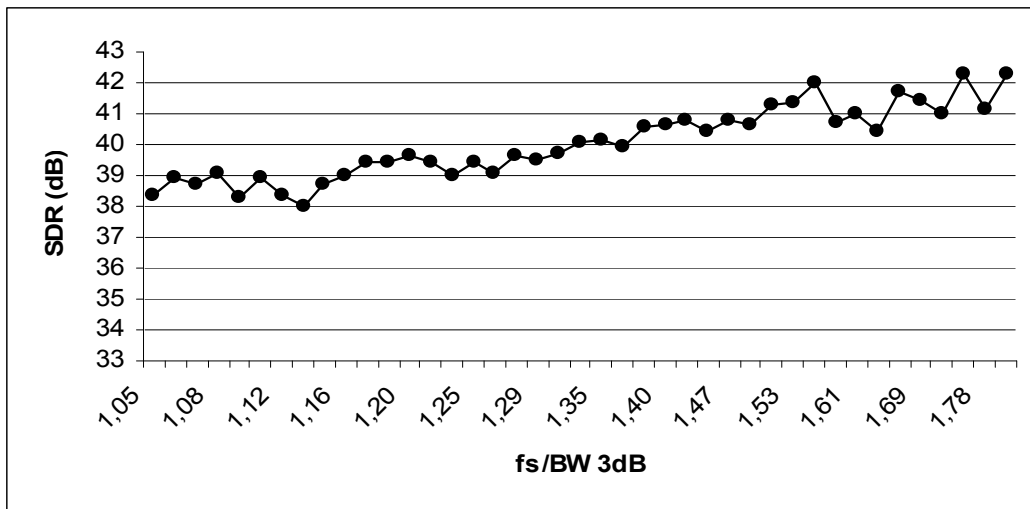


Figura 5.13 SDR vs  $f_s/BW$  3dB

Finalmente, si representamos el EVM frente al parámetro  $n_z$ , observamos que se mantiene constante entorno al 6% independientemente del valor que tome la frecuencia de muestreo. Como se explicó en la sección 4.4 este valor viene determinado por la dispersión que sufren los símbolos de la constelación al atravesar el filtro de coseno alzado, de manera que la degradación de este indicador por el efecto combinado del ADC y DAC queda enterrada bajo el ruido introducido por dicho filtro.

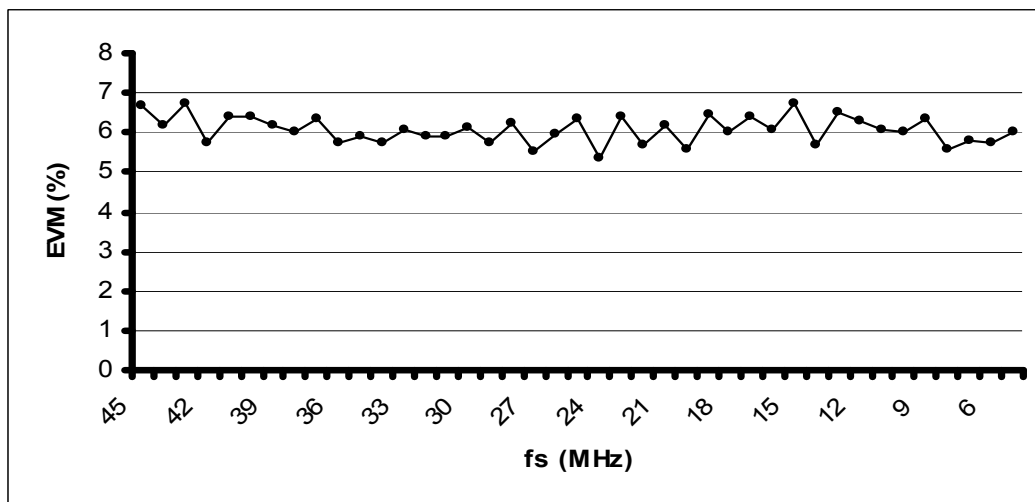


Figura 5.14 EVM vs  $f_s$

### 5.3 Generalización de los resultados

Como se ha indicado anteriormente, el modelo implementado es transparente al esquema de modulación que presenta la señal que se va a procesar. En este sentido, los parámetros que afectan a la calidad de la reconstrucción son aquellos que determinan la forma del espectro en términos de ancho de banda y frecuencia de portadora. De esta manera, estudiaremos cómo afecta el proceso de digitalización basado en la técnica del muestreo pasobanda y la posterior reconstrucción sobre las señales empleadas en las tecnologías inalámbricas involucradas en las redes de próxima generación.

En el marco de la arquitectura, se pretende estudiar cuales son las limitaciones de los ADC/DAC para determinar la viabilidad de cara a dar soporte a las distintas tecnologías inalámbricas, y evaluar los parámetros hardware óptimos para este fin. En este sentido, se trata de determinar la frecuencia de muestreo que mejor se adecúa a los compromisos estudiados en capítulos anteriores en términos de integridad de señal, restricciones hardware, y eficiencia energética y computacional.

Dado que la degradación de la señal en función de la resolución de cuantificación es independiente de la frecuencia de portadora y del ancho de banda, podemos generalizar los resultados obtenidos en la sección 5.1 al resto de señales. Si bien los valores a los que convergen los indicadores estudiados dependen de la naturaleza de la señal en particular, la manera en que éstos varían en función del número de bits de cuantificación mantiene el mismo patrón en todos los casos, siendo 8 el número de bits necesarios a partir del cual la tendencia se estabiliza.

En la sección anterior, hemos estudiado el comportamiento del modelo con una señal de entrada de acuerdo con el estándar 802.16 WiMAX a una frecuencia de portadora de 2.475 GHz, un ancho de banda de canal de 20 MHz y 15 MHz de bandas de guarda a cada lado del espectro. Como hemos dicho, a efectos prácticos, los detalles de la modulación en particular no afectan a los parámetros estudiados, por lo que dichos resultados se pueden extender al estándar 802.11n para un ancho de banda de canal de 20 MHz en la banda ISM.

Dada la flexibilidad de los estándares contemplados, que ofrecen la posibilidad de distintos anchos de banda de canal y bandas de operación, estudiaremos 5 casos adicionales para registrar las combinaciones más habituales en lo que a frecuencia de portadora y ancho de banda se refiere. Así, estudiaremos tres casos en los que la banda de operación se encuentra en la banda de 5 GHz: 5,8GHz con 20 y 40 MHz de canal y 15 MHz de banda de guarda a cada lado del espectro de acuerdo con el estándar 802.16 y 5 GHz, con 20 MHz de ancho de banda y 15 MHz de bandas de guarda para el estándar 802.11n. Por otro lado consideraremos otros dos casos en los que se opera en la banda de GSM a 900 MHz y 1800 MHz con un ancho de banda de

canal de 10 MHz y bandas de guarda de 3 y 6 MHz respectivamente [QualcomUMTS]. Estos dos últimos casos se ajustan al estándar 3GPP-LTE que permite interoperabilidad en esta banda, en 2,4 GHz y en 5GHz entre otras.

### 1.- WiMAX $f_c=5.8$ GHz BW=20MHz

En primer lugar estudiamos el caso en el que la frecuencia de portadora se ubica en 5,8 GHz. Con un ancho de banda de canal de 20 MHz y 15 MHz de bandas de guarda, es fácil comprobar que la frecuencia de muestreo teórica puede llegar a ser muy baja comparada con la frecuencia de portadora, quedando muy lejos de la frecuencia de Nyquist, destacando así el potencial de la técnica del muestreo pasobanda en términos de eficiencia de la tasa de muestreo. La SNR converge a un valor entorno a los 44 dB para frecuencias de muestreo superiores a los 800 MHz. Este parámetro presenta un comportamiento muy similar al obtenido para el caso en el que la portadora está en la banda de 2,4 GHz, por lo que se puede muestrear a frecuencias asequibles de unos de 150 MHz y conseguir una relación señal a ruido superior a 38 dB. Por el contrario, debido a la elevada frecuencia de la portadora, las restricciones del filtro reconstituyente son más estrictas permitiendo filtros realizables (ancho de banda relativo > 2%) a partir de frecuencias de muestreo de 180 MHz.

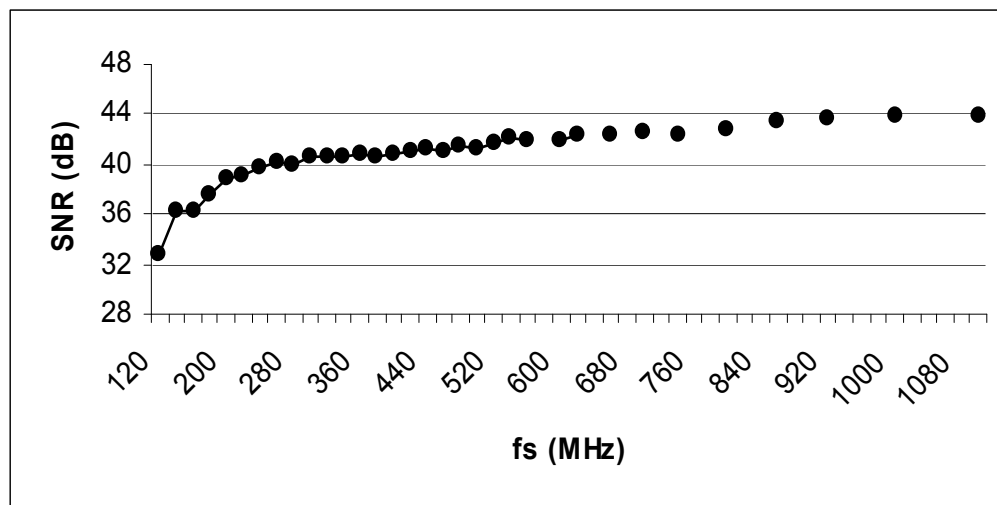


Figura 5.15 SNR vs  $f_s$



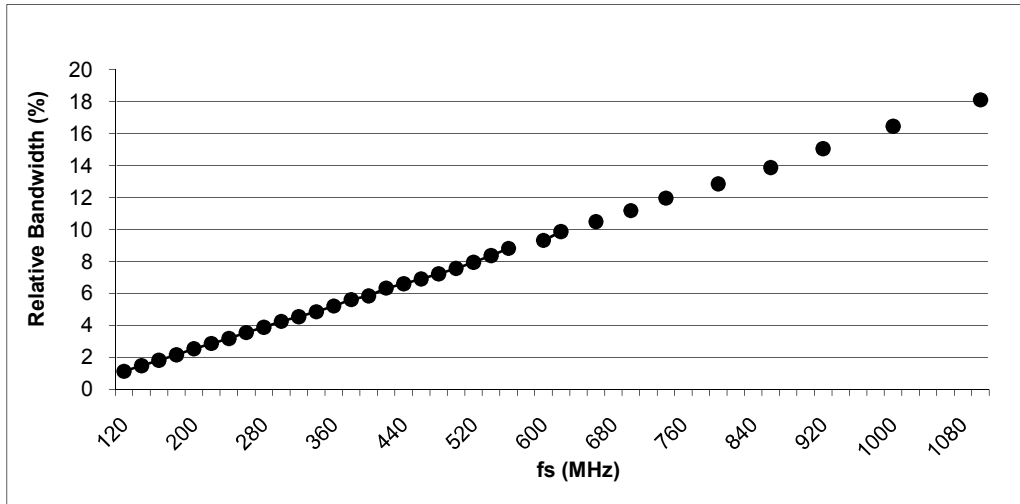


Figura 5.16 Ancho de banda relativo vs  $f_s$

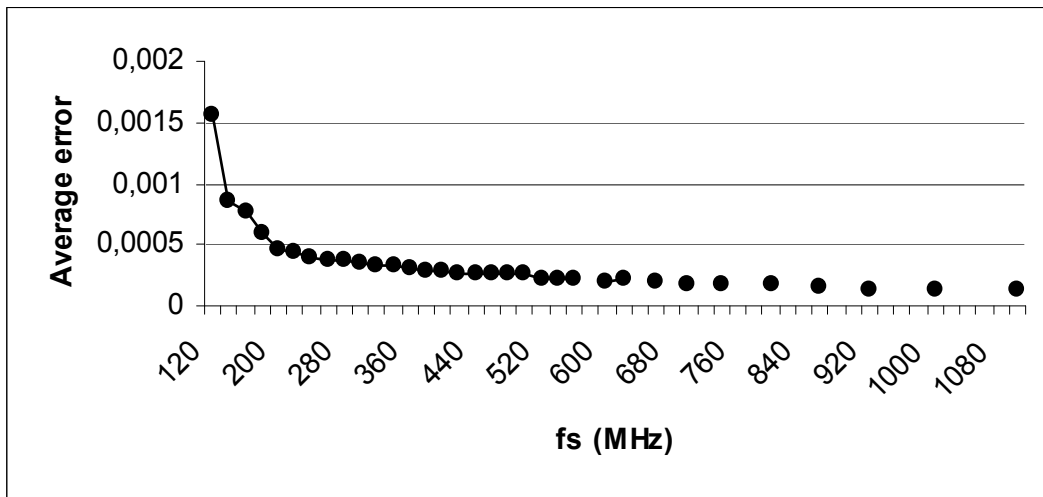


Figura 5.17 Average error vs  $f_s$

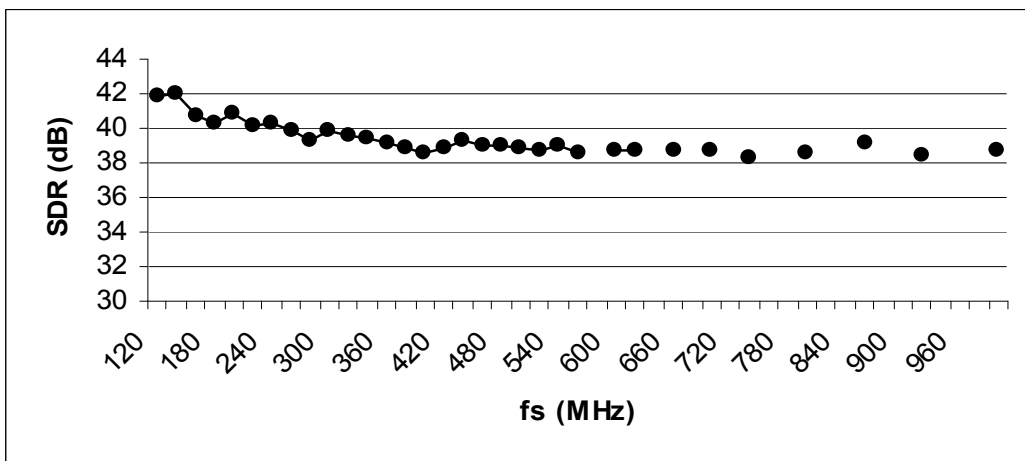


Figura 5.18 SDR vs  $f_s$

## 2.- WiMAX $f_c=5.8$ GHz BW=40MHz

Para la misma frecuencia de portadora, si se emplea un canal de 40 MHz con bandas de guarda de 15 MHz, la relación señal a ruido se degrada entre 2 y 3 dB respecto al caso de un canal de 20 MHz. El hecho de aumentar el ancho de banda del canal manteniendo las bandas de guarda supone que tras el filtrado, el ruido proveniente de las réplicas adyacentes se atenúe en menor medida, degradando así la calidad de la señal reconstruida. Un aumento de las bandas de guarda de la señal mitigaría este efecto aunque reduciría la eficiencia espectral de la modulación.

Los requerimientos del filtro permanecen invariables ya que un incremento de 20 MHz se puede considerar despreciable frente a una portadora de 5,8GHz.

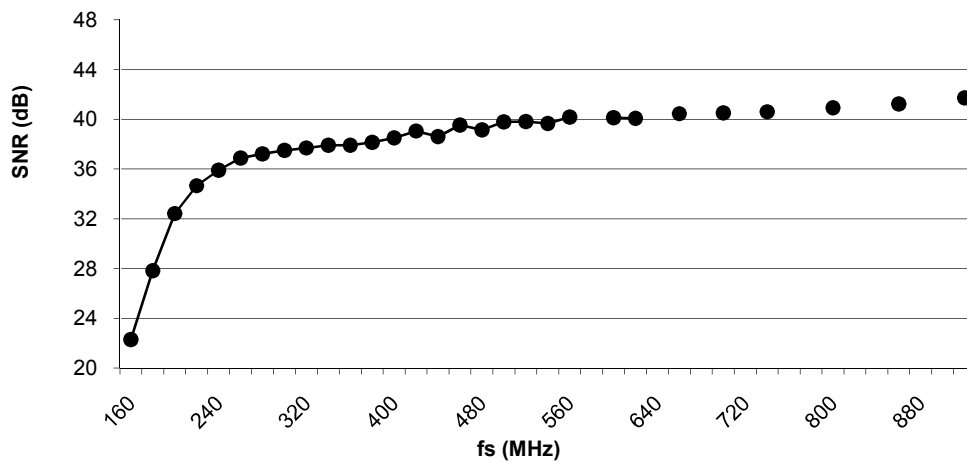


Figura 5.19 SNR vs  $f_s$

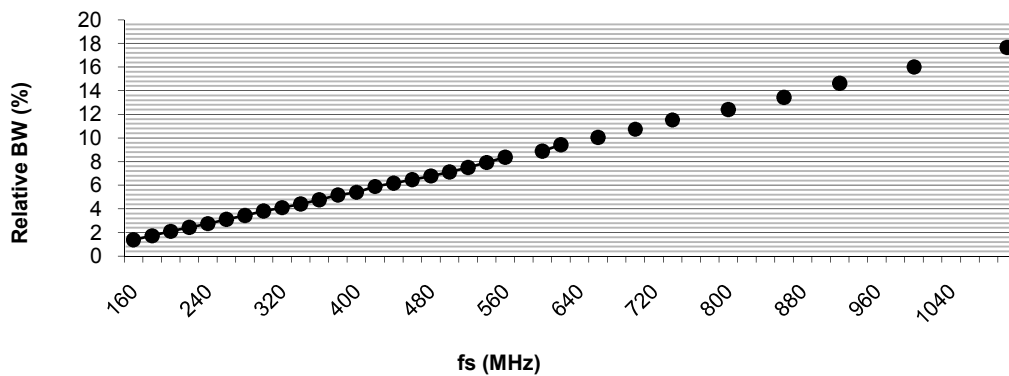


Figura 5.20 Ancho de banda relativo vs  $f_s$

### 3.- WLAN $f_c=5$ GHz, $BW=40$ MHz

La opción de 40 MHz de ancho de banda a 5 GHz de acuerdo con el estándar 802.11n representa el caso de dependencia más crítica de la frecuencia de muestreo de entre los estudiados. Si bien la relación señal a ruido converge a 41 dB, es necesaria una tasa de muestreo entorno a los 300 MHz para aproximarse a una SNR de 38 dB, una opción poco práctica si se compara con el resto de los casos contemplados. Así mismo, debido a la elevada frecuencia de portadora, los requerimientos del filtro pasobanda siguen siendo muy restrictivos, similares a los casos anteriores.

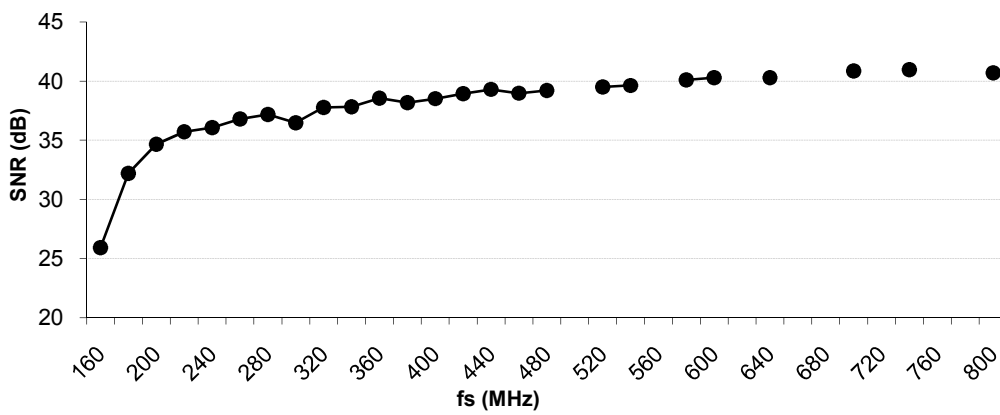


Figura 5.21 SNR vs  $f_s$

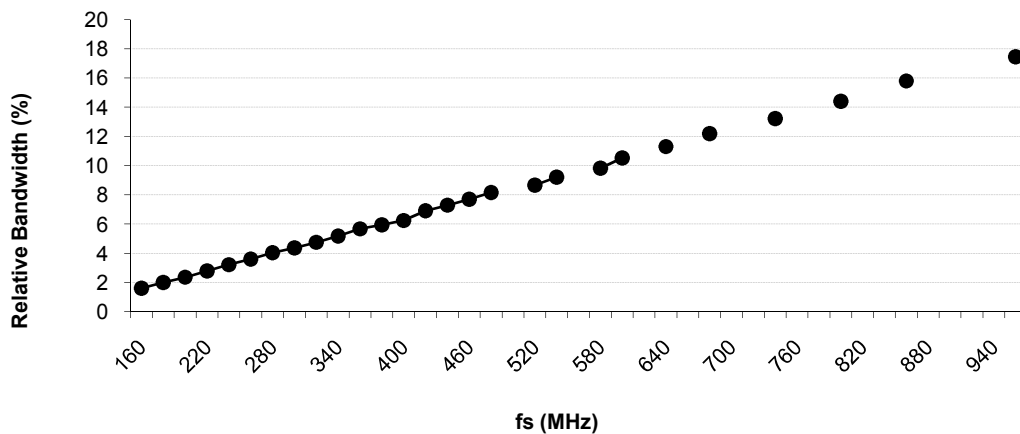


Figura 5.22 Ancho de banda relativo vs  $f_s$

#### 4.- 3GPP-LTE $f_c=1800\text{MHz}$ $BW=10\text{MHz}$

Estudiamos ahora el caso de la digitalización de señales de acuerdo con el estándar 3GPP en la banda GSM. Para un canal con ancho de banda de 10 MHz se sugiere el uso de bandas de guarda de 6 MHz resultando un ancho de banda total de 22 MHz. En este escenario y con una portadora a 1800 MHz, el ancho de banda del filtro se puede ajustar más al ancho del propio canal y conseguir un rechazo considerable del ruido introducido por réplicas adyacentes sin que los requisitos hardware sean demasiado estrictos. Así, es posible conseguir valores de relación señal entorno a 38 dB a frecuencias de muestreo de unos 100 MHz así como unas especificaciones asequibles para el filtro reconstructor.

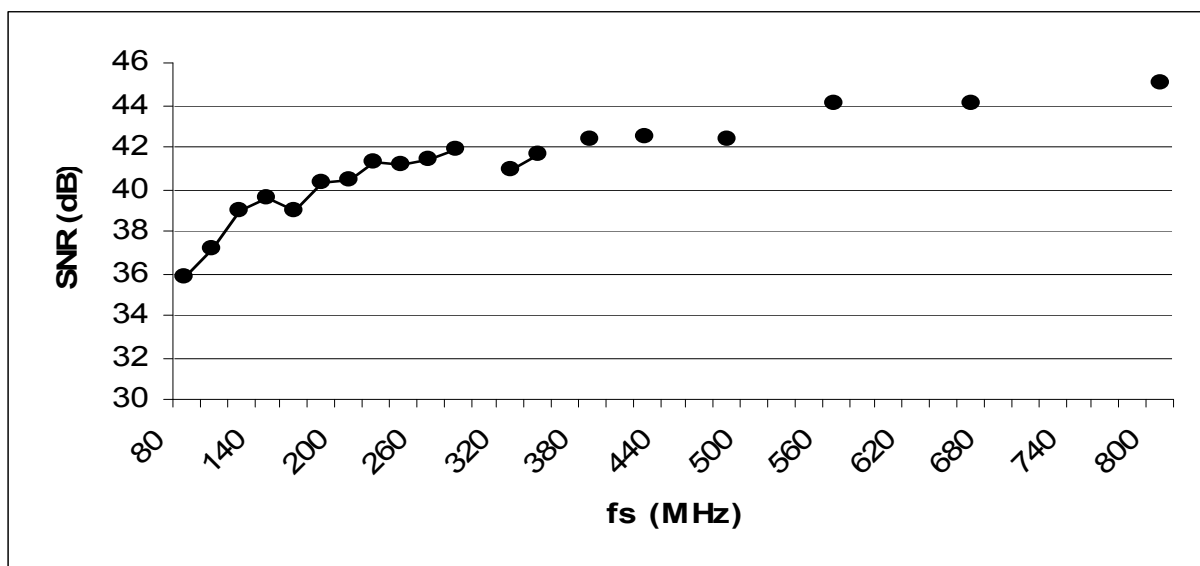


Figura 5.23 SNR vs  $f_s$

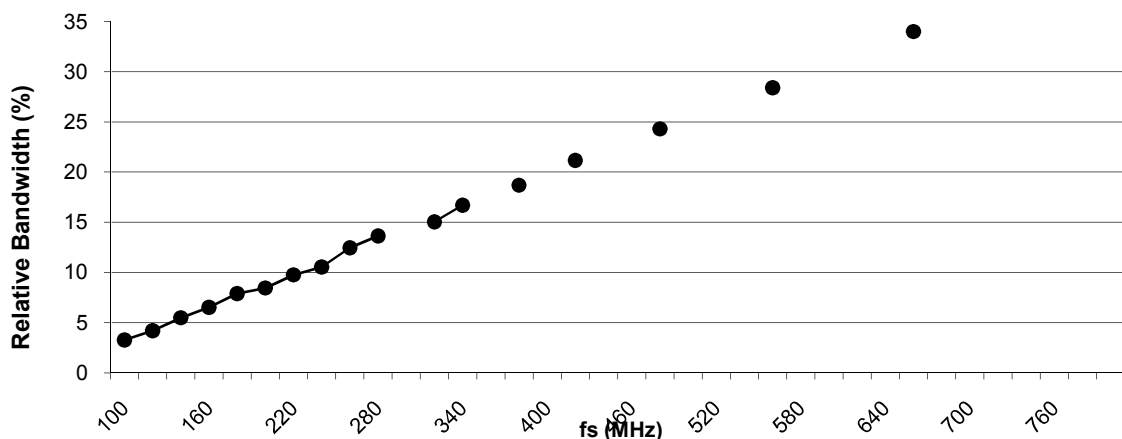


Figura 5.24 Ancho de banda relativo vs  $f_s$

## 5.- 3GPP-LTE $f_c=900\text{MHz}$ $BW=10\text{MHz}$

Finalmente para una portadora de 900 MHz, y un ancho de banda de canal de 10 MHz, el estándar 3GPP aconseja una banda de guarda de 3MHz a cada lado del espectro. Bajo estas condiciones, el modelo arroja unos resultados muy próximos a los mostrados en el caso anterior, si bien las restricciones del filtro se relajan aún más en la medida en que la frecuencia de portadora se reduce a la mitad para un ancho de banda de paso similar. De manera análoga, conseguimos una relación señal a ruido próxima a 38 dB para frecuencias de muestreo entorno a los 100 MHz.

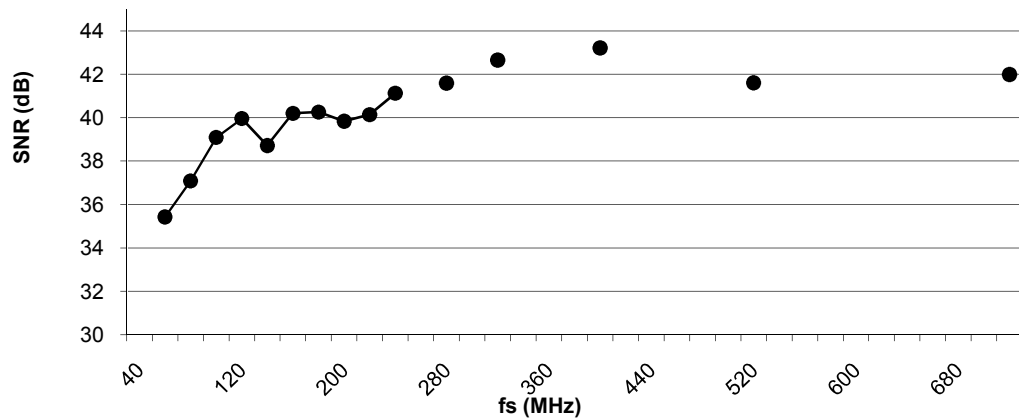


Figura 5.25 SNR vs  $f_s$

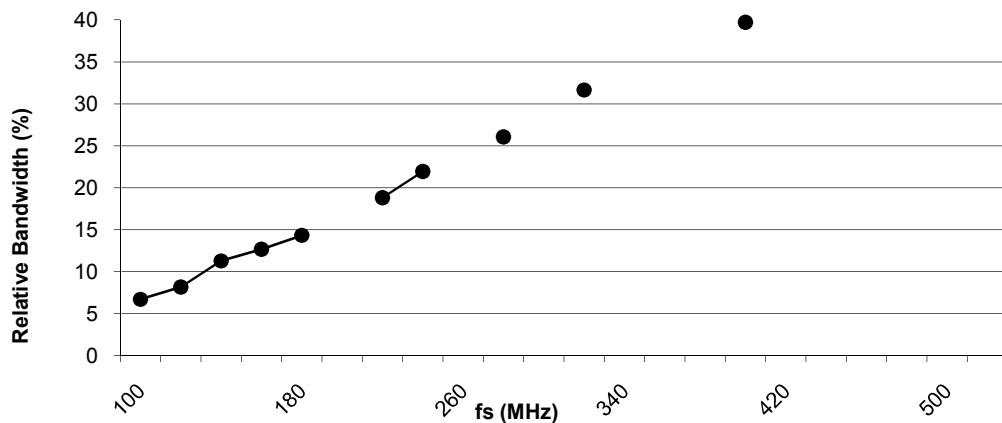


Figura 5.26 Ancho de banda relativo vs  $f_s$

# 6

## Discusión y conclusiones

En el presente trabajo se trata de estudiar el proceso de digitalización y reconstrucción de las señales empleadas en las redes de próxima generación para su transmisión por un enlace óptico mediante la técnica digitized-Radio-over-Fiber. Considerando la naturaleza de estas señales, el estado de la tecnología de los ADCs y DACs impide que el proceso de digitalización se lleve a cabo (o al menos de manera eficiente) con las condiciones impuestas por el teorema del muestreo pasobajo. En este sentido, la técnica del muestreo pasobanda representa una solución en términos de viabilidad técnica y económica al reducir de manera notable la tasa de muestreo necesaria para digitalizar y reconstruir la señal analógica. La consecuencia directa de esto se traduce no sólo en la posibilidad de muestrear señales de alta frecuencia con hardware convencional sino también en una mejora de la eficiencia energética y computacional al tener que procesar menos muestras por segundo.

Para estudiar el efecto del proceso de digitalización y posterior reconstrucción mediante esta técnica, se ha implementado un modelo en Matlab partiendo del trabajo de Prasanna A. Gamage para simular la transmisión de las señales propias de las redes de próxima generación a través de un enlace de dRoF de cara a proporcionar un apoyo teórico-experimental al diseño de la arquitectura híbrida óptico-inalámbrica propuesta en [HuiszoonANIC2010].

Existen tres elementos o parámetros fundamentales que determinan la calidad de la señal reconstruida, a saber, la frecuencia de muestreo, la resolución de cuantificación y el filtro reconstructor.

La frecuencia de muestreo es sin duda el parámetro más crítico a este respecto, por lo que los criterios en base a los cuales se determina su valor óptimo representan una fracción muy significativa de este trabajo.

Como se explica en la sección 2.2 donde se estudia en detalle la técnica del muestreo pasobanda, la elección de la frecuencia de muestreo no es para nada arbitraria. De acuerdo con las ecuaciones 4.11 y 4.12, existen una serie de rangos de valores de

frecuencia de muestreo correspondientes al índice  $n_z$  para los que se puede muestrear la señal sin que ocurra aliasing, y que dependen directamente del ancho de banda de la señal y la frecuencia central de la misma. Para una señal pasobanda dada, el decremento de  $n_z$  es equivalente al incremento de la frecuencia de muestreo (acotada en cada intervalo de posibles valores), y supone un aumento de la distancia entre las réplicas del espectro que se generan tras el muestreo. La elección de valores próximos al mínimo teórico de  $n_z$  supone que las réplicas se encuentren muy próximas entre sí, por lo que una pequeña variación en la frecuencia de muestreo debido a la inestabilidad del oscilador puede provocar consecuencias desastrosas para la reconstrucción de la señal debido al solapamiento espectral. Existe por tanto un primer compromiso entre la frecuencia de muestreo y la tolerancia del oscilador tanto en el ADC como en el DAC.

Aumentar el valor de  $n_z$  se traduce en definitiva en introducir bandas de guarda entre las réplicas del espectro, al aumentar el ancho de la región de Nyquist donde se ubica cada réplica. Por otro lado, la elección de la frecuencia de muestreo dentro de cada intervalo posible determina la disposición de estas bandas de guarda alrededor del espectro dentro de cada zona de Nyquist. En la sección 4.1.3 se propone analíticamente un método, resumido en la ecuación 6.1, para determinar la frecuencia de muestreo dentro de cada intervalo, que ubica el espectro en el centro de la región de Nyquist consiguiendo una condición de simetría de las bandas de guarda.

$$f_s^* = \frac{2(f_u + f_l)}{2n_z - 1}$$

**Ecuación 6.1**

El esquema de simetría no sólo maximiza la tolerancia a variaciones de la frecuencia de muestreo, sino que además relaja las restricciones del filtro reconstructor, que pueden llegar a ser muy críticas para las bandas de frecuencia consideradas.

Desde el punto de vista de la arquitectura, si se quiere simplificar el diseño de las estaciones base, evitando incluir en ellas cualquier tipo de procesado o etapas de frecuencia intermedia (y reducir así mismo otras fuentes de degradación debidas a dispositivos no lineales como los mezcladores), es necesario recuperar la réplica del espectro a la frecuencia de la portadora. En este escenario, dadas las características de banda estrecha de las señales, se requieren filtros con anchos de banda relativos a la portadora muy bajos. Para la realización de filtros de RF pasobanda, se consideran factibles aquellos con un ancho de banda relativo superior al 2%. Por este motivo es muy conveniente conseguir maximizar en la medida de lo posible el espacio entre las réplicas de cara a obtener filtros de reconstrucción simétricos y realizables. En base a estas premisas observamos un claro compromiso entre la frecuencia de muestreo y las restricciones del filtro reconstructor. Considerando la condición de simetría en las bandas de guarda, a cada valor de  $n_z$  le corresponde unívocamente un solo valor de frecuencia de muestreo para el que se maximizan las bandas de guarda laterales, por lo que el criterio de elección se reduce a elegir un valor de  $n_z$  de entre los posibles.

Así, resaltamos el compromiso existente entre el valor de  $n_z$  y las restricciones del filtro reconstructor, de manera que el aumento de  $n_z$  supone un decremento de la frecuencia de muestreo pero requiere un filtro de reconstrucción más restrictivo.

Por otra parte, a la vista de los resultados obtenidos en la sección anterior, observamos que un aumento en la frecuencia de muestreo implica un aumento en la calidad de la reconstrucción (figura 5.7) dado que el incremento de la distancia entre las réplicas hace que la potencia que entra en la banda de paso del filtro proveniente de las réplicas adyacentes sea tanto menor cuanto mayor sea la separación entre éstas.

Además, en la práctica hay que considerar los efectos intrínsecos del muestreo pasobanda estudiados en la sección 2.3.3 sobre la degradación de la señal. Por un lado, el ruido térmico propio del ADC degrada la relación señal a ruido de manera irreversible y en mayor medida cuanto mayor sea el valor de  $n_z$  (frecuencia de muestreo más baja), mientras que el ruido de jitter será tanto mayor como mayor sea la frecuencia de portadora.

Finalmente, queda probado que la profundidad de cuantificación es relevante cuando se codifican las muestras con menos de 7 bits. Los resultados obtenidos en este trabajo son consistentes con las conclusiones de Gamage e indican que si bien la relación señal a ruido está gobernada por el ruido de cuantificación para una resolución de hasta 7 bits, ésta converge a partir de 8 bits a un valor determinado por otras fuentes de ruido de manera independiente a la profundidad de la codificación

En definitiva, los beneficios derivados de la reducción de la frecuencia de muestreo están condicionados a las limitaciones impuestas por las condiciones de integridad de señal y realizabilidad del filtro reconstructor. Así, aunque la teoría nos permite reducir la frecuencia de muestreo hasta varios órdenes de magnitud por debajo de la condición de Nyquist, la elección de este valor se ha de tomar en base a los compromisos explicados anteriormente y a las condiciones particulares de la señal a procesar. En esta línea, y conforme a la motivación de este proyecto, se han estudiado las condiciones para digitalizar las señales propias de las redes inalámbricas de próxima generación, y los parámetros que maximizan el rendimiento de los ADCs y DACs en el marco de una arquitectura híbrida óptico-inalámbrica en términos de frecuencia de muestreo y ancho de banda relativo del filtro de reconstrucción. Los estándares contemplados son WLAN 802.11n, 3GPP-LTE y WiMAX 802.16e que son representativos de todos los escenarios de alta y baja movilidad y distintas capacidades de acuerdo con los requisitos de reconfigurabilidad de la arquitectura.

La figura 6.1 muestra una comparativa de la relación señal a ruido obtenida a la salida del DAC para las distintas señales procesadas en función de la frecuencia de muestreo. Hay que considerar que aunque la frecuencia de muestreo toma valores dentro de un rango discreto de valores de acuerdo con el criterio de simetría de las



bandas de guarda, se ha interpolado una línea de tendencia para facilitar la visualización de los resultados.

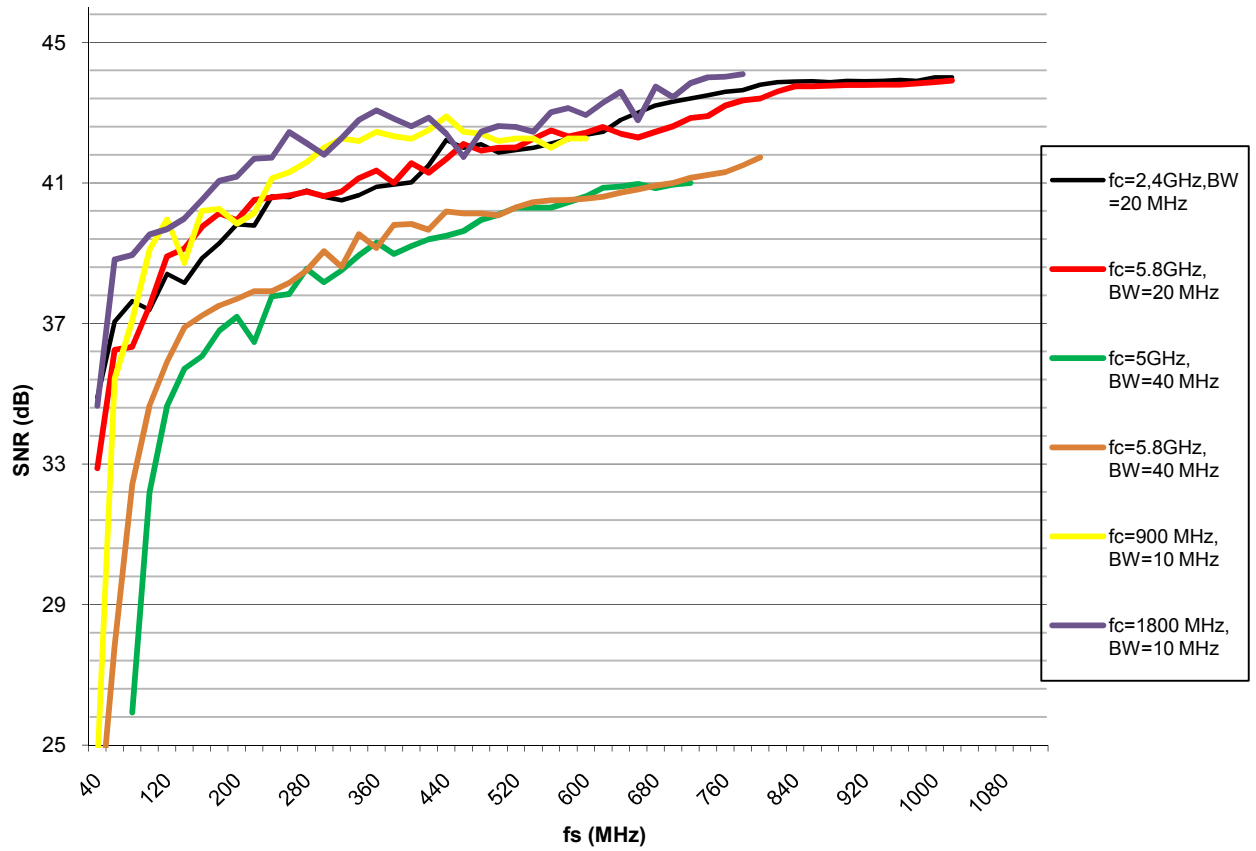


Figura 6.1 SNR vs  $f_s$  Comparativa

Por otro lado, la figura 6.2 representa el ancho de banda relativo del filtro reconstructor en función de la frecuencia de muestreo para las distintas señales.

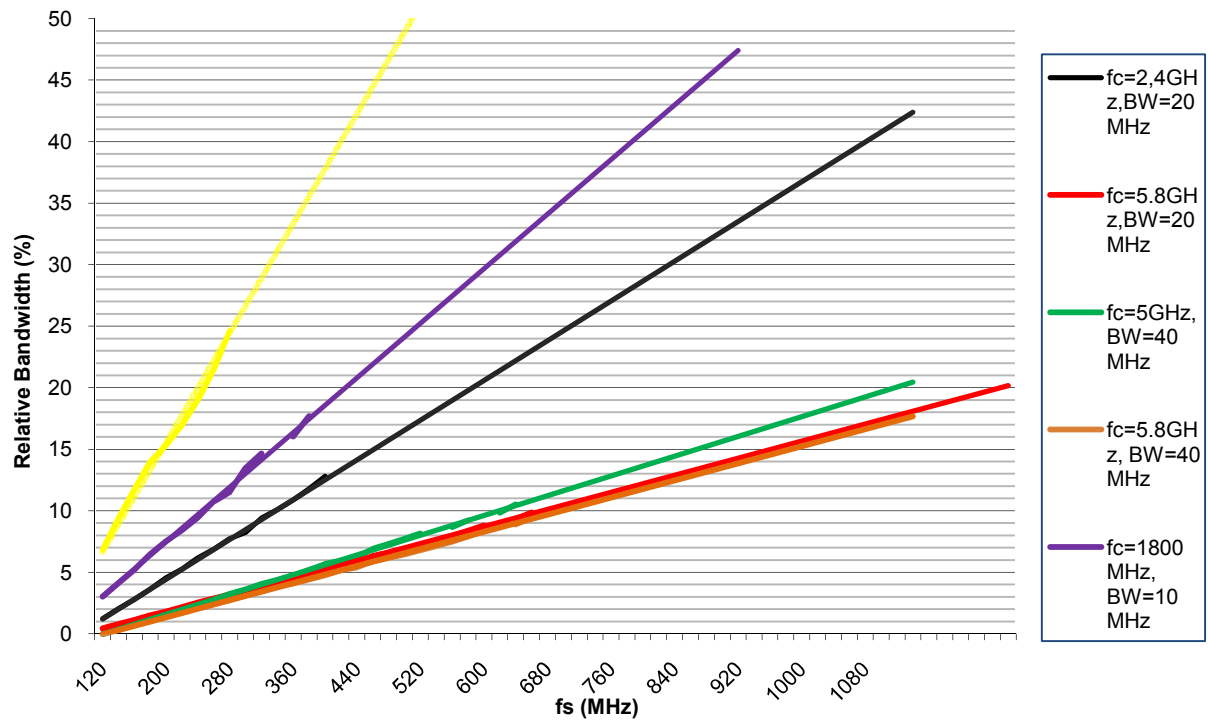


Figura 6.2 Ancho de banda relativo vs  $f_s$  Comparativa

Para la elección de la frecuencia de muestreo se han tenido en cuenta dos criterios, a saber, que se cumpla una SNR mínima entorno a 38 dB, tomando como referencia los resultados expuestos por Gamage y que el ancho de banda relativo del filtro sea mayor que el 2% para garantizar su realizabilidad. La combinación de ambos resultados se ilustra en las figuras 6.3 y 6.4 y se expone en la tabla 6.1.

Estándar	Frecuencia de muestreo	$n_z$	SNR	Ancho de banda relativo
3GPP 1800MHz	79,1 MHz	45	39 dB	3%
3GPP 900MHz	97,3 MHz	18	39 dB	7%
WiMAX/WLAN 2,4GHz	162,3 MHz	30	39 dB	4%
WiMAX 5,8GHz, 20MHz	209 MHz	55	40 dB	3%
WiMAX 5,8GHz, 40MHz	279,5 MHz	41	38 dB	3%
WLAN 5GHz, 40MHz	281,7 MHz	35	38 dB	3%

Tabla 6.1 Frecuencias de muestreo óptimas

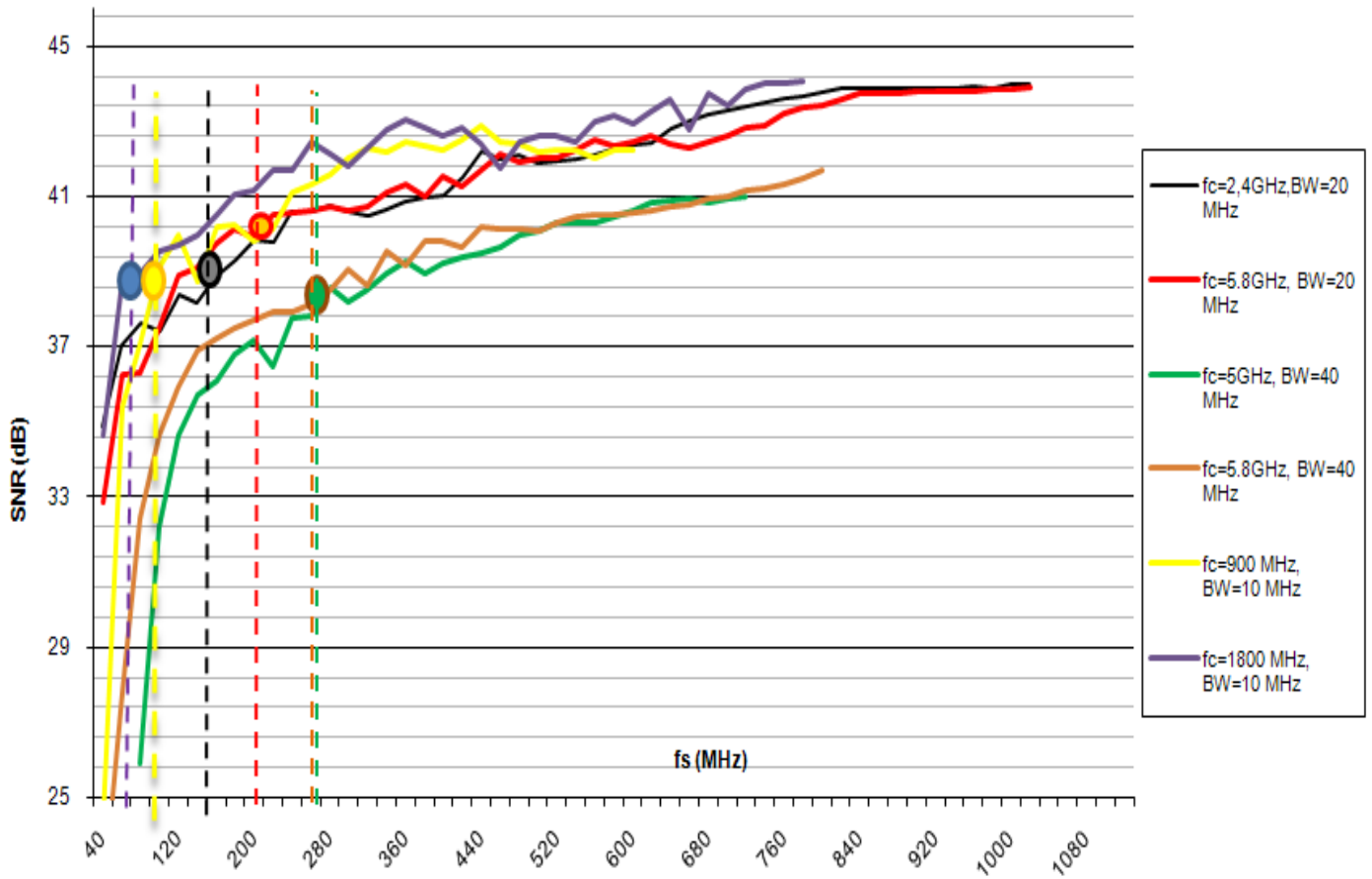


Figura 6.3 Frecuencia de muestreo óptima. SNR vs  $f_s$  Comparativa

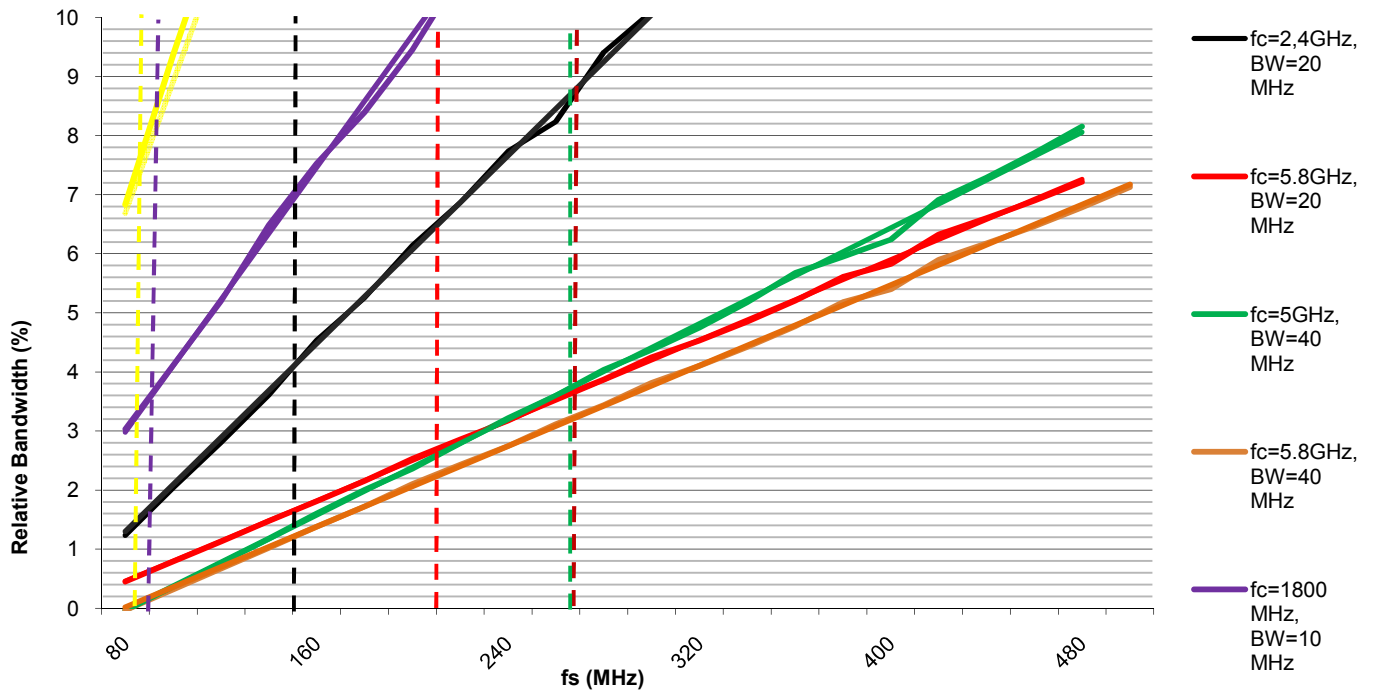


Figura 6.4 Frecuencia de muestreo óptima. Ancho de banda relativo vs  $f_s$  Comparativa

Si comparamos estos resultados con la información expuesta en la sección 1.2.3 donde se muestran las características de los ADCs y DACs comerciales, podemos confirmar la viabilidad de la técnica propuesta en la medida en que la tecnología presente lo permite en términos de frecuencia de muestreo y ancho de banda.

Sin embargo, si analizamos detalladamente la aplicación en cada uno de los estándares propuestos, observamos que si bien la frecuencia de muestreo propuesta para cada caso es fácilmente alcanzable con dispositivos de *low-end*, el ancho de banda se convierte en un factor determinante en algunos casos, ya que puede llegar a alcanzar el límite de la tecnología existente. Para la arquitectura propuesta en [HuiszoonANIC2010], donde la reducción del coste de los RAPs es crítica, como se ha explicado, es preferible la utilización de dispositivos de *low-end* que permitan mantener un coste asequible.

En base al ancho de banda necesario en el ADC, podemos dividir el estudio en tres casos. Por un lado las señales 3GPP a 900MHz y 1800 MHz pueden ser digitalizadas con dispositivos de relativo bajo coste debido a su ancho de banda más o menos limitado. Por otro lado, las señales a la frecuencia de portadora de 2,4GHz, aunque no requieren ADCs en el límite de la tecnología en lo que a ancho de banda se refiere sí suponen la utilización de ADCs alejados de las características *low-end* deseables. Finalmente, para las señales en la banda de 5GHz, pese a que existen ADCs capaces de acomodar tal ancho de banda, éstos se encuentran casi en el límite de la tecnología actual, haciéndolos inviables para su instalación en los RAPs por razones de coste.

En definitiva, mientras que las señales inalámbricas pertenecientes al estándar 3GPP con portadoras inferiores a 1800MHz pueden ser soportadas por estaciones base simplificadas, el uso de las tecnologías cuyas portadoras se encuentran en las bandas de 2,4 GHz y 5 GHz, aunque pueden ser digitalizadas por ADCs comerciales, puede hacer que el coste de los RAPs deje de ser competitivo.

Con el fin de mantener un hardware *low-end* en las estaciones base, en [HuiszoonANIC2010] se propone una conversión a frecuencia intermedia para trasladar la señal a una banda que pueda ser cubierta por los ADCs de *low-end*. Aunque este diseño requiere mayor complejidad, el uso de la técnica optical frequency multiplication (OFM) permite limitar el hardware necesario, y mantener el coste por debajo del caso en el que son necesarios dispositivos de *high-end*, así como mejorar las capacidades de reconfigurabilidad de la red.

Dado que la única limitación en la banda de 2,4 y 5 GHz está impuesta por el ancho de banda del ADC, la conversión a frecuencia intermedia permite el uso de dispositivos de *low-end* en tanto en cuanto se reduce el ancho de banda necesario, y se mantiene la frecuencia de muestreo al mismo nivel ya de por sí reducido.

Además, el hecho de reducir la frecuencia central, manteniendo la frecuencia de muestreo, y por lo tanto el espaciado entre las réplicas, relaja aún más las especificaciones de los filtros y la tolerancia a la inestabilidad de la frecuencia de muestreo como se explicó anteriormente.

En este sentido, se estudian dos casos en los que se compara la situación habitual de la señal a la frecuencia de portadora de RF, con el resultado de esta técnica al convertir la señal a frecuencia intermedia, tomando como referencia el ancho de banda de los dispositivos high-end y low-end. La señal de LO se obtiene de los armónicos superiores de una frecuencia de barrio generada en la CO y transmitida por el enlace óptico.

El escenario es el siguiente:

<b>Caso</b>	<b>Frec central RF(MHz)</b>	<b>Frec LO (MHz)</b>	<b>Frec IF (MHz)</b>	<b>Fsamp (MHz)</b>	<b>EVM (%)</b>	<b>SNR (dB)</b>	<b>Relative BW (%)</b>
<b>WiMAX low-end ADC</b>	2475	1980	495	132	6,2	36,9	16,5
<b>WiMAX high-end ADC</b>	2475	-	2475	132	5,9	37,2	3,3
<b>WLAN low-end ADC</b>	5800	5280	520	160	6,1	37,8	21,1
<b>WLAN high-end ADC</b>	5800	3200	2600	160	6,0	37,6	4,2

**Tabla 6.1** Resultados para WLAN y WiMAX con dispositivos high-end y low end

En definitiva, queda probado desde un punto de vista técnico, que aunque es factible el uso de ADCs y DACs para digitalizar señales de RF en un diseño de estación base simplificado, el uso de la técnica, propuesta en [HuiszoonANIC2010] permite reducir el coste de la estación base en el sentido de usar dispositivos low-end (ADCs, DACs y filtros), manteniendo los mismos resultados en términos de SNR y EVM.

## Referencias

**[Gamage]LT2009]** P. A. Gamage, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak and R. Waterhouse, "Design and analysis of digitized RF-over-fiber links" IEEE/OSA J. Lightw. Technol. vol.27, no.12, pp.2052–2061, July 1 2009.

**[VaughanTSP1991]** R.G. Vaughan, N.L. Scott, and D.R. White, "The theory of bandpass sampling", in IEEE Trans. On Signal Proc., vol. 39, no 9, pp 1973-1984, September 1991.

**[HuiszoonANIC2010]** B. Huiszoon, J. Aracil, H.D. Jung, A.M.J. Koonen, E. Tangdiongga, I. Tomkos, and C.P. Tsekrekos "Optical-wireless network with Multi-Layer Reconfigurability", in Proc. OSA ANIC 2010 conference, paper AWC2, June 2010, Karlsruhe, Germany.

**[Lim]LT2009]** C. Lim, A. Nirmalathas, M. Bakaul, P. Gamage, K.-L Lee, Y. Yang, D. Novak and R. Waterhouse, "Fiber-Wireless Networks and Subsystem Technologies", in IEEE/OSA J. Lightwave Technol., vol. 28, no. 4, pp. 390-405, Feb. 15, 2010.

**[ShannonIRE1949]** Shannon, C. E. "Communication in the presence of noise." *Proc. IRE*, 37 (1): 10-21, 1949.

**[GomezDSP]** Francisco Gómez, "Procesado Digital de Señal: Muestreo y reconstrucción". Course material of the Escuela Politécnica Superior of the Universidad Autónoma de Madrid. Online:  
<http://arantxa.ii.uam.es/~taao1/teoria/tema5/tema5.pdf>

**[PRPerezUPM1999]** Pablo Roberto Pérez Alcázar, "Adquisición de imágenes de resonancia magnética mediante técnicas de submuestreo", Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Madrid, 1999.

**[SatyabrataIITB]** Satyabrata Sen, Rajeshwar Singh, and Vikram M. Gadre, "Bandpass sampling for Software Radio". Online:  
<http://www.ece.wustl.edu/~satyabrata.sen/papers/Final%20Paper%20URSI.pdf>

**[YiRanAICSP2005]** Yi-Ran Sun and Svante Signell, "Effects of Noise and Jitter in Bandpass Sampling", in Springer J. of Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 42, no. 1, pp. 85–97, January 2004.

**[PatelUCL]** M. Patel, and J. J. O'Reilly, "The Effect of Oversampling on Aperture Jitter in Bandpass Sampling" University College London.  
[http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs\\_all.jsp?arnumber=1002953](http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1002953),

**[QuizhengRF]** Quizheng Gu, “RF system design of transceivers for wireless communications, Springer, June 2005.

**[BetaIMEKO2009]** Giovanni Betta, Domenico Capriglione, Luigi Ferrigno, Gianfranco Miele, “New algorithms for the optimal selection of the bandpass sampling rate in measurement instrumentation”, in Proc. XIX IMEKO World Congress Fundamental and applied Metrology, September 6-11, 2009, Lisbon, Portugal.

**[RouphaelEET2009]** Tony J. Rouphael “Wireless 101: Sampling bandpass signals”.

Online:

<http://www.eetimes.com/design/signal-processing-dsp/4017749/Wireless-101-Sampling-band-pass-signals>

**[BorneOECC2009]** Dirk van den Borne, Mohammad Alfiad, Sander L. Jansen and Torsten Wuth, “40G/100G long-haul optical transmission system design using digital coherent receivers”, in Proc. OECC 2009 conference, paper FN1, July 2009, Hong Kong, PR China.

**[JRuizTCO]** Jorge A. Ruiz Cruz “Transmisión digital por canales de ancho de banda limitado”, Teoría de la Comunicación, EPS, UAM.

[www.eps.uam.es/~jrui](http://www.eps.uam.es/~jrui)

**[JMMartinezTDAT]** Jose María Martínez “Codificación PCM” Transmisión de datos, EPS, UAM.

**[QualcomUMTS]** QUALCOM Engineering Services, “UMTS Deployment Considerations 80-W1049-1 REV B”. Online:

[http://www.qualcomm.com/common/documents/white\\_papers/UMTS900\\_DeploymentConsiderations\\_RevB.pdf](http://www.qualcomm.com/common/documents/white_papers/UMTS900_DeploymentConsiderations_RevB.pdf)

**[AbdulIEEE2007]** Abdul J. Jerry, “The Shannon Sampling Theorem – Its Various Extensions and Applications: A Tutorial Review”, Proc. of IEEE, vol.65, no. 11, November 1977.

**[RicottaSODAR]** Angelo Ricotta, “Undersampling SODAR signals”.

<http://spazioscuola.altervista.org/UndersamplingAR/UndersamplingARnv.htm>

**[MSierraEC2003]** Manuel Sierra Pérez, “Electrónica de comunicaciones”, Pearson Educación, July 2003.

**[Koonen]LT2008]** A.M.J. Koonen and M. García Larrodé, “Radio-over-MMF-Techniques – Part II: Microwave to Millimeter-Wave Systems”, in IEEE/OSA J. Lightw. Technol., vol. 26, no. 15, pp. 2396-2408, 2008.

## Glosario

3GPP-LTE	3rd Generation Partnership Project – Long Term Evolution
ADC	Analog to Digital Converter
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
CAPEX	Capital Expenditure
CO	Central Office
DAC	Digital to Analog Converter
DSP	Digital Signal Processor
DTFT	Discrete Time Fourier Transform
EVM	Error Vector Magnitude
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programmable Gate Array
GSM	Global System for Mobile Communications/ <i>Groupe Spécial Mobile</i>
IF	Intermediate Frequency
ISI	Inter Symbol Interference
LO	Local Oscillator
NGN	Next Generation Networks
OFM	Optical Frequency Multiplication
OPEX	Operational Expenditure



PCM	Pulse Code Modulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RAP	Radio Access Point
RF	Radiofrequency
RN	Remote Node
RoF	Radio-over-Fiber
SDR	Signal to Distortion Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SQNR	Signal to Quantization Noise Ratio
VSG	Vector Signal Generator
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
ZOH	Zero Order Hold

## Anexo 1.- Representación de señales pasobanda

Una señal pasobanda es aquella cuya energía está concentrada en una zona determinada del espectro centrada en una frecuencia  $f_0$ . En particular, para este estudio nos centraremos en señales pasobanda de banda estrecha, que denominamos a aquellas que además cumplen que  $B \ll f_0$ .

Sea  $x(t)$  una señal pasobanda de banda estrecha:

$$x(t) = a(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

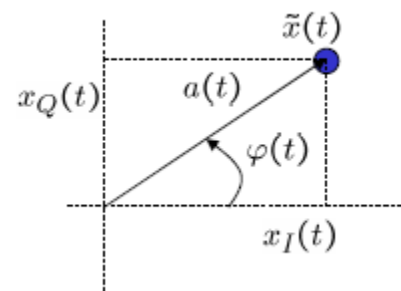
A menudo, este tipo de señales se representan mediante sus componentes en fase (in-phase  $I(t)$ ) y en cuadratura (quadrature  $Q(t)$ ):

$$x(t) = I(t)\cos(\omega_0 t) - Q(t)\sin(\omega_0 t)$$

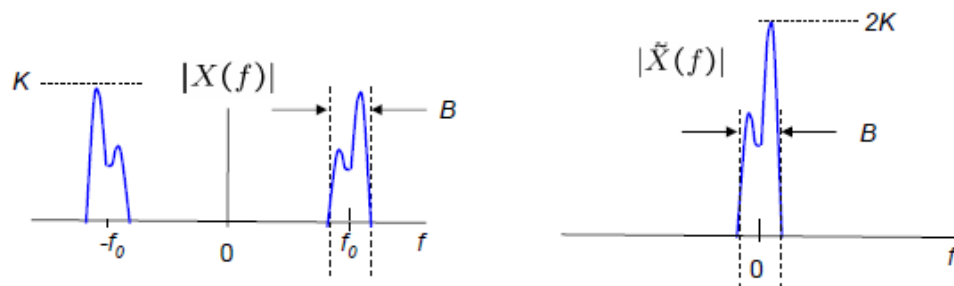
Donde las señales  $I(t)$  y  $Q(t)$  pueden ser consideradas como las componentes cartesianas de una señal compleja denominada envolvente compleja, que no es otra cosa que la representación fasorial de  $x(t)$

$$\tilde{x}(t) = a(t)e^{j\varphi(t)} = I(t) + jQ(t)$$

$$\begin{aligned} x(t) &= \Re\{\tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t}\} = a(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \\ &= I(t)\cos(\omega_0 t) - Q(t)\sin(\omega_0 t) \end{aligned}$$



La figura\_\_ilustra el espectro de  $x(t)$  así como su envolvente compleja y la relación entre ambos. Como se observa la envolvente compleja de la señal se corresponde con el espectro de  $x(t)$  en banda base y escalado por un factor 2.





## **PRESUPUESTO Ejecución Material**

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
  - Alquiler de impresora láser durante 6 meses..... 50 €
  - Material de oficina..... 150 €
  - Total de ejecución material..... 2.200 €
- 1) Gastos generales**
- 16 % sobre Ejecución Material..... 352 €
- 2) Beneficio Industrial**
- 6 % sobre Ejecución Material..... 132 €
- 3) Honorarios Proyecto**
- 640 horas a 15 € / hora..... 9600 €
- 4) Material fungible**
- Gastos de impresión..... 60 €
  - Encuadernación..... 200 €
- 5) Subtotal del presupuesto**
- Subtotal Presupuesto ..... 12060 €
- 6) I.V.A. aplicable**
- 18% Subtotal Presupuesto..... 1929.6 €
- 7) Total presupuesto**
- Total Presupuesto..... 13989,6 €

Madrid, Diciembre de 2010

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Javier Martínez García

Ingeniero Superior de Telecomunicación

## **PLIEGO DE CONDICIONES**

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización de este proyecto. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

### **Condiciones generales**

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo

estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partidaalzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y



anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

### **Condiciones particulares**

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a

criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.

