

**CODIFICACIÓN CONJUNTA DE FUENTE-CANAL:
MAPEOS DE SHANNON-KOTEL'NIKOV SOBRE
RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

SERGIO ANTONIO PINO GALLARDO

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA DE SISTEMAS
BUCARAMANGA
2013

CODIFICACIÓN CONJUNTA DE FUENTE-CANAL: MAPEOS DE SHANNON-KOTEL'NIKOV SOBRE RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE

SERGIO ANTONIO PINO GALLARDO

Monografía de grado para optar por el título de:
Master en Ingeniería de Sistemas

Director:

PhD(c), MPE. HENRY ARGUELLO FUENTES

Codirector:

MSc. FERNANDO A. ROJAS MORALES

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA DE SISTEMAS
BUCARAMANGA
2013

Índice general

Índice de figuras	7
Introducción	12
1. Banco de Pruebas para Radio Definido por Software	17
1.1. Modelo del Sistema de Comunicación	17
1.2. Herramientas Matemáticas	20
1.2.1. Sincronización de Marco	22
1.2.2. Atenuación del canal	23
1.2.3. Estimación de la Relación Señal a Ruido (SNR)	24
1.2.4. Algoritmos de Sincronización de la señal portadora	26
1.3. Descripción del Banco de Pruebas y la Arquitectura Software	31
2. Codificación conjunta de fuente y canal para la transmisión de imágenes de Compressive Sensing	36
2.1. Codificación conjunta de fuente y canal: Mapeos de Shannon-Kotel'nikov	37
2.1.1. Sistema de reducción de ancho de banda general (M:1)	38
2.1.2. Sistema de Reducción de Ancho de Banda (2:1)	39
2.1.3. Decodificación de Máxima Verosimilitud (ML)	42
2.1.4. Compressive Sensing en Imágenes	42
3. Resultados	46
3.1. Muestras Experimentales Inaámbricas para el Banco de Pruebas de SDR	46

3.2. Experimentos con el esquema de modulación BPSK	49
3.3. Experimentos con el sistema JSCC-CS	50
4. Conclusiones	57
4.1. Contribuciones	59
Referencias	60

Índice de figuras

1.	El desplazamiento de frecuencia en SDR incluye convertir la señal digital por medio de un convertidor de digital a analógico (DAC), Convertir la señal analógica a la frecuencia de operación de RF deseada, amplificar la señal para cumplir con el nivel de potencia apropiada y limitar el ancho de banda de la señal antes de su radiación en el medio.	14
1.1.	Arriba: BER vs SNR teórico para un esquema de modulación BPSK sobre un canal AWGN. Abajo: OPTA vs SNR teórico para una Fuente Gaussiana sin memoria y canal AWGN, utilizando diferentes valores para el ancho de banda de la fuente B y el ancho de banda del canal W	19
1.2.	Gráficas de I-Q para un esquema de transmisión BPSK con $SNR = 7$ dB. Arriba-izq: sin error de portadora o tiempo. Abajo-izq: ningún error de portadora, error de tiempo $T/20$. Arriba-der: $SNR = 15$ dB con error de frecuencia de portadora, sin error de tiempo. Abajo-der: $SNR = 7$ dB con error de fase de portadora constante de $0,4\pi$, ningún error de tiempo.	21
1.3.	Representaciones del ruido muestreado con un USRP 2. Izquierda: Representaciones en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. Derecha: Histograma del ruido en el canal muestreado y la aproximación Gaussiana de estas muestras.	25
1.4.	Diagrama de bloques del hardware SDR el cual es usado en el banco de pruebas.	27

1.5.	Comparación de señales. (Izquierda) Señal recibida con un SNR de 10 dB después de conversión hacia abajo desde banda de paso a banda base. Es clara la falta de sincronización de frecuencia/fase de la portadora. (Derecha) Comparación de la señal recibida (después de aplicar (1.21) y el filtro emparejado), y señal transmitida (señal de forma pulso).	30
1.6.	Arquitectura. Izquierda: Diagrama de despliegue de un arquitectura distribuida del banco de pruebas. Derecha: Arquitectura Cliente/Servidor utilizada en la arquitectura de software.	31
1.7.	Diagrama de secuencia de los mensajes entre los componentes del banco de pruebas durante la ejecución de una transmisión.	33
1.8.	Configuración del hardware USRP 2 para el banco de pruebas	34
2.1.	Mapeos de fuente y canal. Mientras la función $T(x)$ mapea el símbolo de la fuente x sobre el símbolo del canal s , la función $T^{-1}(r)$ mapea el símbolo recibido sobre el símbolo de fuente \hat{x} [1]	37
2.2.	Diagrama de bloques del sistema 2 : 1 basado en los mapeos Shannon-Kotel'nikov	40
2.3.	Espiral de Arquímedes. La distorsión de la aproximación aparece cuando la pareja de muestras de la fuente (a, b) representadas por el punto $*$ es mapeada sobre el punto \circ . La distorsión introducida por el ruido del canal desplaza el punto \circ a través del el brazo de la espiral resultando en el el símbolo del canal \bullet .	41
2.4.	Distribución de las muestras. (Arriba) Gráfica cuantil-cuantil de las muestras CS versus la distribución Normal estándar. (Abajo) Gráfica cuantil-cuantil de la realización muestreada del ruido del canal real vs. la distribución Normal estándar.	44
3.1.	Estructura del marco utilizado en la transmisión de mensajes con el banco de pruebas.	47

3.2. Muestras inalámbricas experimentales para el esquema de modulación BPSK utilizando el BER como medida de rendimiento contra el SNR. Para SNR por debajo de 10 dB, el sistema es capaz de reportar las ganancias en rendimiento entre 1-2 dB con respecto a la curva teórica.	49
3.3. Modelo del sistema. En la parte superior se presenta la imagen original de Lena y la parte de codificación del sistema JSCC-CS. En la parte inferior se presenta la parte de decodificación del sistema y la imagen reconstruida de Lena cuando el SNR es de 35 dB. Los óvalos indican los puntos en donde el sistema JSCC-CS es evaluado; R.1 es el rendimiento del sistema de comunicación JSCC expresado como el SDR vs. el SNR; R.2 es el rendimiento del sistema CS expresado como el PSNR vs. el SNR.	51
3.4. Rendimiento del sistema de banco de pruebas para la transmisión de las muestras de Compressive Sensing sobre un canal inalámbrico. (Arriba) SDR de la transmisión de las muestras CS y utilizando el sistema de mapeo 2 : 1 versus el SNR del canal. (Abajo) El PSNR de la imagen reconstruida versus el SNR del canal.	52
3.5. Imagen de Lena reconstruida con las muestras CS recibidas después de la transmisión inalámbrica. Resultados de reconstrucción utilizando el algoritmo IHT.	54
3.6. Imagen de Lena reconstruida con las muestras CS recibidas después de la transmisión inalámbrica. Resultados de reconstrucción utilizando el algoritmo OMP.	55
3.7. Imagen de Lena reconstruida con las muestras CS recibidas después de la transmisión inalámbrica. Comparación entre la reconstrucción para el algoritmo IHT y OMP cuando el SNR es 35dB.	56

Resumen

TITULO: CODIFICACIÓN CONJUNTA DE FUENTE-CANAL: MAPEOS DE SHANNON-KOTEL'NIKOV SOBRE RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE.

AUTOR: SERGIO ANTONIO PINO GALLARDO ¹

PALABRAS CLAVE: Codificación de fuente y canal, sistema de comunicación inalámbrico, radio definido por software.

La codificación Conjunta de Fuente-canal (JSCC) ha sido introducida como una alternativa a la transmisión tradicional de señales analógicas, tales como imágenes y video, a través de canales inalámbricos. Los sistemas JSCC han demostrado no sólo rendimiento cercano al óptimo para altas velocidades de datos, sino también la capacidad para hacer frente a diferentes calidades de canal a una complejidad muy baja. Del mismo modo, la técnica de Compressive Sensing (CS) es una alternativa al enfoque tradicional de muestreo de una señal utilizando la tasa de Nyquist. CS simultáneamente muestrea y comprime una imagen mediante la explotación de la propiedad de dispersión de las señales para adquirir información relevante y solo genera una cantidad mínima de muestras, que es mucho menor que en los enfoques tradicionales. Este trabajo explora una implementación de un banco de pruebas basada en radio definido por software que combina la técnica de CS y JSCC para crear un nuevo enfoque para la transmisión de imágenes. Además, se presenta el diseño e implementación de un sistema de banco de pruebas flexible que cubre algunos problemas de sincronización. Adicionalmente, se presenta una arquitectura distribuida de software que define el flujo de control, la descomposición en subsistemas, y la asignación de hardware de la plataforma de pruebas. Las medidas experimentales realizadas muestran que el rendimiento corresponde al originalmente reportado por simulaciones para valores de SNR por debajo de 35 dB.

¹Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingeniería de Sistemas. Director, Henry Arguello Fuentes. Codirector, Fernando A. Rojas Morales.

Abstract

TITLE: JOINT SOURCE-CHANNEL CODING: SHANNON-KOTEL'NIKOV MAPPINGS OVER SOFTWARE-DEFINED RADIO.

AUTHOR: SERGIO ANTONIO PINO GALLARDO ¹

KEYWORDS: source-channel coding, wireless communication system, software-defined radio.

Joint source-channel coding (JSCC) has been introduced as an alternative to the traditional transmission of analog signals, such as images, videos, etc., over wireless channels. JSCC systems have shown not only near-optimum performance for high data rates, but also the ability to cope with varying channel qualities at a low complexity. Likewise, Compressive Sensing (CS) is an alternative technique to the traditional approach of sampling a signal using the Nyquist-Shannon rate. Compressive Sensing simultaneously senses and compresses an image by exploiting its sparsity property to acquire its relevant information. Therefore, Compressive Sensing only generates a minimum amount of samples, which is much smaller than traditional approaches that sample signals. This work explores a software-defined radio (SDR) testbed implementation that combines the Compressive Sensing technique and Joint source-channel coding to create a novel approach for image transmission. Furthermore, this work presents a complete design and implementation of a flexible testbed system that covers some problems of synchronization and highlight their solutions. Also, a distributed software architecture that defines the control flow, the subsystem decomposition, and the mapping to hardware of the testbed is presented. Experimental measurements carried out show that the performance matches that originally reported by simulations for SNR values below 35 dB.

¹Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingeniería de Sistemas. Director, Henry Arguello Fuentes. Codirector, Fernando A. Rojas Morales.

Introducción

En 1948, Shannon introdujo la idea de que el problema fundamental en comunicaciones es el de reproducir exactamente o aproximadamente en un punto, un mensaje seleccionado en otro punto [2]. Como resultado, la mayoría de los sistemas de comunicación hoy en día utilizan codificadores de fuente y de canal separados. Actualmente la transmisión de señales de fuente analógica, como imágenes, sonido y vídeo usan este método para transmitir dichas señales desde un punto a otro [1]. Sin embargo, para que un sistema real tenga un rendimiento cercano al límite de Shannon, este tiene que permitir una alta complejidad y un retardo considerable [3], [4], [5]. Por lo tanto, un sistema práctico conduce a un rendimiento subóptimo [5]. Estudios recientes han sugerido que, bajo determinadas condiciones, los sistemas de codificación conjunta de fuente-canales (JSCC) basados en mapeos de Shannon-Kotel'nikov pueden tener un rendimiento robusto en la presencia de variaciones de las condiciones del canal y un mejor desempeño en eficiencia espectral [5], [6]. De hecho, un sistema de JSCC podría beneficiarse al permitir que el ruido presente en el canal introduzca errores en la señal transmitida [7]. Por otro lado, es importante notar que la transmisión directa, de muestras gaussianas no codificadas, a través de un canal gaussiano blanco aditivo es óptimo [4], [6]. Esto es debido a que las fuentes gaussianas se ajustan perfectamente a los canales Gaussianos [4]. Trabajos previos han investigado posibles esquemas basados en transformaciones analógicas, que intentan ajustar las fuentes de información con los canales de transmisión [4], [5], [6], [8], [7]. Suponiendo que M es la dimensión del símbolo de la fuente, y Q es la dimensión del símbolo de canal. Entonces, estos esquemas $(M : Q)$ realizan compresión con pérdida o reducción de ancho de banda cuando $M > Q$; transmisión directa de los

símbolos de la fuente cuando $M = Q$; o control de errores cuando $M < Q$.

Por otro lado, el campo de Compressive Sensing (CS) emerge como alternativa al enfoque tradicional de Nyquist para el muestreo de una señal [9]. Esta técnica sólo adquiere los componentes relevantes de la señal subyacente a través de la fusión de los procesos de muestreo y compresión en un solo paso. CS explota la propiedad de dispersión (número de elementos no cero) de una señal $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^N$ (por ejemplo, una imagen) para adquirir sólo la información relevante usando los productos interiores de la señal subyacente con vectores aleatorios. En el proceso de codificación solo $M \ll N$ elementos de la señal son muestreados. De hecho, el número de muestras tomadas con CS es mucho menor que en el enfoque tradicional. En el proceso de decodificación, la señal es luego reconstruida a través de la solución de un problema inverso (tal como un problema de programación lineal o un algoritmo codicioso de búsqueda) en una base donde la señal muestreada admite una representación dispersa [10]. Dado que las muestras tomadas con la técnica CS pueden ser modeladas utilizando una distribución Laplaciana, es posible que ambos sistemas CS y JSCC sean interfazados para la transmisión de fuentes analógicas [11]. Esta combinación de JSCC para la transmisión y CS para la codificación de fuente es denotada en este trabajo como un sistema JSCC-CS.

En la literatura, un banco de pruebas de Radio Definido por Software ha sido utilizado para la evaluación experimental de un sistema de comunicación basado en JSCC [3]. Hu en [6] extiende el marco de trabajo de CS haciendo de éste un componente de un sistema de comunicaciones, análogo en amplitud pero de tiempo discreto, el cual usa un caso especial de JSCC implementado con curvas de relleno de espacio. Además, una expansión de este enfoque para realizar la transmisión de imágenes de Compressive Sensing sobre un canal Gaussiano se presenta en [11], [12], y sobre un canal acústico en [13]. Sin embargo, una evaluación experimental del rendimiento actual del sistema JSCC-CS no ha sido explorada.

Por otro lado, el diseño de radio convencional implica tradicionalmente el uso de técnicas de diseño analógico y de señal mixta que permiten a los ingenieros trabajar en circuitos complejos de radiofrecuencia (RF). Un problema inherente del enfoque anterior radica en el alto costo del diseño, prueba y

construcción de un sistema de comunicación completo. Además, el impacto de una implementación basada principalmente en hardware del sistema de comunicación que consta de osciladores, filtros, mezcladores, amplificadores y hardware para codificación de fuente y de canal, así como para modulación; presuponen que una actualización al hardware resultante es claramente abrumadora y costosa [14]. Por otro lado, el uso de plataformas de hardware y bancos de prueba en comunicaciones inalámbricas toman el papel de validar las ganancias reportadas por la teoría y las simulaciones. A diferencia de este último, los bancos de prueba operan en canales reales y bajo la presencia de problemas de implementación [15], [16]. Sin embargo, a principios de 1990 Joe Mitola en [17] introdujo el concepto de radio definido por software (SDR) para referirse a la clase de radios reprogramables o reconfigurables, o como Jeffrey Reed refiere, una radio que sustancialmente se define en software y cuyo comportamiento de la capa física puede ser alterado por cambios a su implementación software [18].

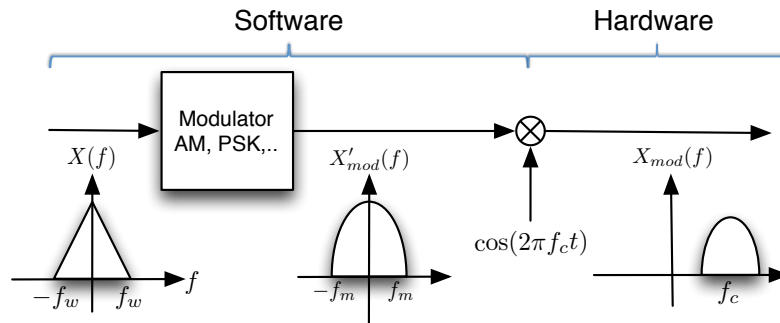


Figura 1: El desplazamiento de frecuencia en SDR incluye convertir la señal digital por medio de un convertidor de digital a analógico (DAC), Convertir la señal analógica a la frecuencia de operación de RF deseada, amplificar la señal para cumplir con el nivel de potencia apropiada y limitar el ancho de banda de la señal antes de su radiación en el medio.

En SDR, el desplazamiento de frecuencia de la señal en el hardware de modulación se sustituye por medio de un proceso de dos pasos que convierte la representación digital modulada de banda base de la señal analógica en una señal analógica de banda de paso como se muestra en la Figura 1. La idea clave de este último proceso es el concepto de señal de baja frecuencia

equivalente [19] el cual sugiere que, desde una perspectiva matemática, es posible ignorar la frecuencia central (generación de la portadora) en que el sistema opera y realizar todo el tratamiento matemático de la señal a transmitir utilizando la señal de baja frecuencia asociada. Formalmente, asumiendo que $s(t)$ es la señal banda de paso a ser transmitida, entonces su espectro es $X(f) \neq 0$ para $F_l < f < F_u$, en donde F_l es la frecuencia mas baja y F_u es la frecuencia mas alta de la señal, entonces es posible representar $s(t)$ como

$$s(t) = R_e \left\{ s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}, \quad (1)$$

donde $s_l(t)$ es la señal de baja frecuencia equivalente de $s(t)$. Por lo tanto en SDR, mientras que la parte de software tiene la responsabilidad de crear la representación digital de la señal $s_l(t)$, el hardware está en control de la generación de la señal portadora $e^{j2\pi f_c t}$ y realizar su modulación por $s_l(t)$.

Hay sistemas de banco de pruebas reportados en la literatura que abordan el diseño e implementación de estos sistemas para fines académicos. Rao en [16] presenta un esquema de clasificación para bancos de prueba inalámbrico, ejemplos para cada caso y discute el papel de estos sistemas en un entorno educativo. Una investigación centrada en la latencia en SDR y su impacto en el rendimiento en protocolos inalámbricos modernos en [20]. Un sistema flexible de SDR para cuantificar el rendimiento real de tecnologías inalámbricas, tales como sistemas de 3GPP LTE tipo MIMO OFDM [21]. También, un software middleware que proporciona acceso a usuarios para utilizar sistemas de banco de pruebas que ha sido propuesto en [15] y utilizado para la evaluación experimental de esquemas alternativos tales como sistemas de codificación conjunta de fuente y canal (JSCC) [3].

Este trabajo presenta el diseño y la implementación de un sistema de banco de pruebas inalámbrico flexible que cubre los problemas de sincronización y resaltan las posibles soluciones. Para ello, se explora una serie de algoritmos que tratan por separado reducir los efectos en la señal transmitida debido a problemas de sincronización: sincronización de fase, sincronización de frecuencia de símbolo, sincronización de fase de la señal portadora, sincronización de frecuencia de la señal portadora y sincronización de marco. Además,

este trabajo propone y describe una arquitectura de software distribuida que define el flujo de control, la descomposición en subsistemas y el mapeo al hardware. El banco de pruebas se basa en el Universal Software Radio Peripheral (USRP 2) que es un sistema de radio definido por software de bajo costo y alta calidad, diseñado por Ettus Research [22]. Para la evaluación del banco de pruebas, un ejemplo para un sistema de desplazamiento de fase binaria, binary phase-shift keying (BPSK), es implementado para ilustrar los resultados alcanzados por el sistema resultante en términos de la comparación de rendimiento entre las mediciones reales, las curvas teóricas, y el sistema simulado. Por último, se implementa un sistema de JSCC para reducción de ancho de banda utilizando como valores para el esquema $M = 2$ y $Q = 1$, de tal forma que se obtiene un sistema (2 : 1). Este sistema es utilizado para ilustrar los resultados alcanzados en términos de la comparación de rendimiento entre las mediciones del banco de pruebas, el rendimiento teórico y el reportado por las simulaciones.

Capítulo 1

Banco de Pruebas para Radio Definido por Software

1.1. Modelo del Sistema de Comunicación

El diseño del banco de pruebas se basa en el modelo matemático subyacente que refleja las características más importantes del medio de transmisión. Este modelo del canal se utiliza en el diseño de otros componentes del sistema como el modulador en el transmisor, el demodulador en el receptor, el codificador y el decodificador del canal. Para modelar un canal inalámbrico, es frecuente utilizar el canal de ruido aditivo,

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t), \quad (1.1)$$

donde α es la atenuación del canal, y las señales $s(t)$, $n(t)$ y $r(t)$ son la señal transmitida, el ruido aditivo aleatorio del canal y la señal recibida, respectivamente [19]. Un caso particular es el canal aditivo de ruido blanco gaussiano *AWGN* en el cual el ruido $n(t)$ se asume normalmente distribuido, $n(t) \sim N(0, \sigma^2)$. En este trabajo, se asume que los componentes de comunicación ya están definidos, tales como el esquema de transmisión y el codificador/decodificador de canal y fuente. A continuación, el sistema debe calcular la medida de rendimiento esperado de la comunicación, o el rendimiento teórico en función de la relación señal a ruido (SNR). El SNR se define como la

relación entre la potencia de la señal P_s y la potencia de ruido P_n , dado por

$$SNR = \frac{P_s}{P_n}. \quad (1.2)$$

Posteriormente, se puede seleccionar la medición del desempeño basado en su dependencia en la representación de bits o su no dependencia en representación de bits [1]. Primero, cuando la representación es binaria, una medida común de rendimiento utilizada es la tasa de error de bit BER , o la probabilidad de un error de bit P_b , que teóricamente se calculan utilizando las probabilidades posteriores $P(s_m|\mathbf{r})$. Donde, $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]$ es el vector de observaciones producido por el demodulador de correlación o el demodulador de filtro emparejado (*matched filter*), y s_m es la señal transmitida [19]. Específicamente, $P(s_m|\mathbf{r})$ es dado por

$$P(s_m|\mathbf{r}) = \frac{P(\mathbf{r}|s_m)P(s_m)}{P(\mathbf{r})} \quad (1.3)$$

Un caso sencillo es el rendimiento de un sistema de modulación que utiliza el desplazamiento de fase binaria BPSK como esquema de modulación sobre un canal AWGN, Figura 1.1. Por otra parte, en el caso cuando el proceso de codificación de fuente y de canal no implica una representación digital intermedia, se requiere que la medida de rendimiento no dependa de una representación binaria. Para esos casos, es conveniente utilizar el rendimiento óptimo teóricamente alcanzable (OPTA) que es la expresión de los límites para una comunicación eficiente. OPTA se calcula igualando la expresión de la capacidad de canal C y la función de la tasa distorsión $R(D)$, y solucionando para la relación señal a ruido, como

$$R(D) = \min_{p(\hat{x}|x): E[d(x, \hat{x})] \leq D} I(X; \hat{X}) = \max_{p(x)} I(X; Y) = C, \quad (1.4)$$

donde $I(X; Y)$ es la función de información mutua de la señal transmitida $X = s(t)$ y la señal recibida $Y = r(t)$; \hat{X} es la señal reconstruida; y $d(x, \hat{x})$ es la medida de la distorsión [1]. Un caso importante que permite la expresión de OPTA en forma analítica es el caso de una fuente gaussiana sin memoria y canal AWGN, como se muestra en la Figura 1.1.

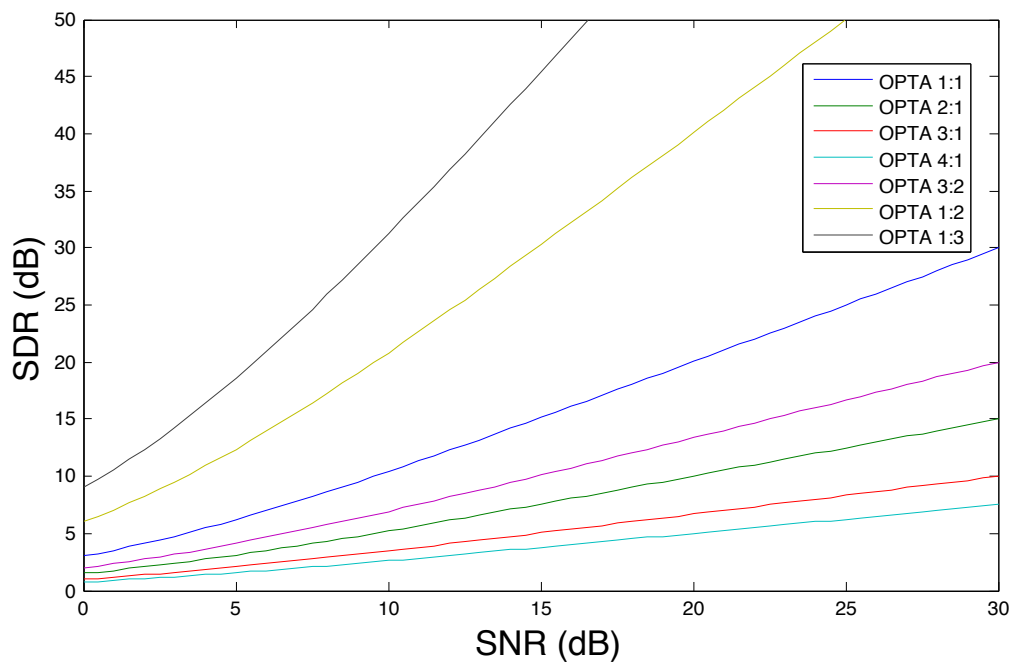
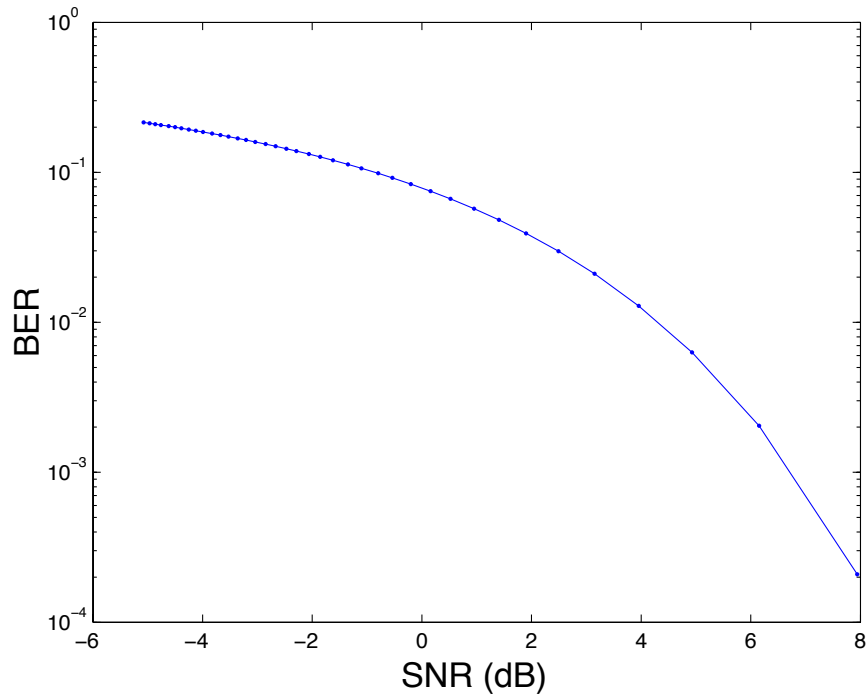


Figura 1.1: Arriba: BER vs SNR teórico para un esquema de modulación BPSK sobre un canal AWGN. Abajo: OPTA vs SNR teórico para una Fuente Gaussiana sin memoria y canal AWGN, utilizando diferentes valores para el ancho de banda de la fuente B y el ancho de banda del canal W .

Utilizando diferentes valores para el ancho de banda de la fuente B y el ancho de banda del canal W , OPTA es definido como

$$\frac{\sigma_s^2}{\sigma_q^2} = \left(1 + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}\right)^{W/B} \quad (1.5)$$

donde σ_q^2 es la potencia de la distorsión, σ_s^2 es la varianza de la fuente, σ_s^2 es la potencia de transmisión, y σ_n^2 es el ruido del canal [3],[8]. La función de la tasa de distorsión y la capacidad del canal para canales y fuentes no gaussianas pueden estimarse utilizando el algoritmo de Blahut [23].

1.2. Herramientas Matemáticas

En el contexto de una implementación real de radio definido por software, hay un número de fuentes de distorsión no consideradas además del ruido termal. Así, el modelo dado por

$$r(t) = \alpha_0 s(t - T_0) + \sum_{i=1}^k \alpha_i s_i(t - T_i) + n(t) + \sum_{j=0}^m y_j(t_j), \quad (1.6)$$

extiende (1.1) teniendo en cuenta en el receptor el desplazamiento o retraso de tiempo T_0 de la señal transmitida $s(t)$; el desvanecimiento en el canal α_0 ; las k señales reflejadas $s_i(t)$ debido a la propagación multicamino y su retraso T_i ; el ruido $n(t)$ en los componentes electrónicos del receptor; y por último m señales de interferencia y_j debido a otros sistemas de comunicación en otras bandas de frecuencia. Por lo tanto, desde un punto de vista práctico un receptor debe superar cinco problemas básicos de sincronización, Figura 1.2, [24], [25]:

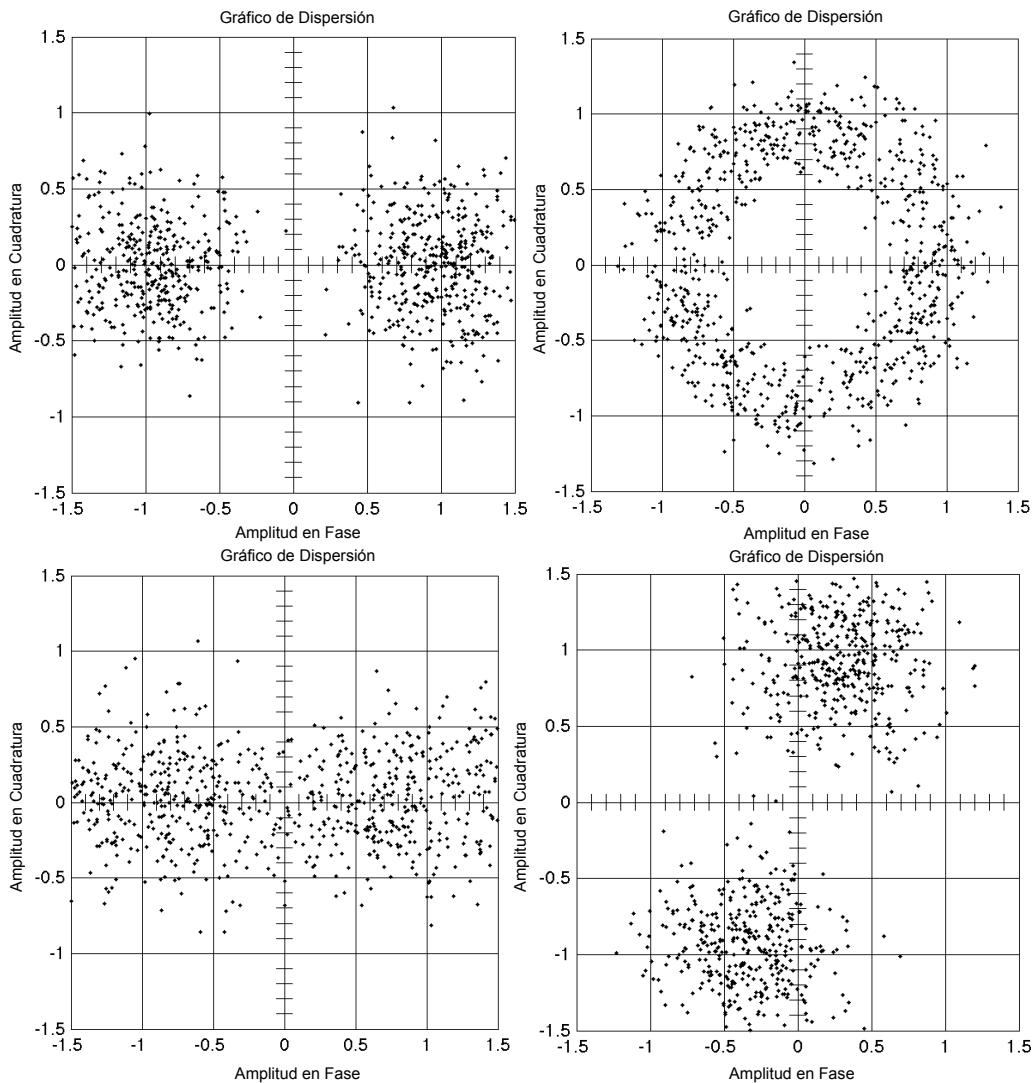


Figura 1.2: Gráficas de I-Q para un esquema de transmisión BPSK con $SNR = 7$ dB. Arriba-izq: sin error de portadora o tiempo. Abajo-izq: ningún error de portadora, error de tiempo $T/20$. Arriba-der: $SNR = 15$ dB con error de frecuencia de portadora, sin error de tiempo. Abajo-der: $SNR = 7$ dB con error de fase de portadora constante de $0,4\pi$, ningún error de tiempo.

1. La sincronización de fase de símbolo busca determinar cuándo muestrear la señal dentro de cada intervalo de tiempo del símbolo T .
2. La sincronización de frecuencia-símbolo aborda el problema de diferentes tasas de oscilación (diferentes relojes) en el transmisor y el receptor

lo cual es común en sistemas reales.

3. Sincronización de fase de la señal portadora aborda la alineación de la fase de la portadora en el receptor con la fase de la portadora en el transmisor.
4. La sincronización de frecuencia de la portadora se ocupa de la alineación de la frecuencia de la portadora en el receptor con la frecuencia del portador generada en el transmisor.
5. La sincronización de marco aborda el problema de encontrar la muestra inicial de cada mensaje.

En consecuencia, este trabajo explora un conjunto de algoritmos que tratan por separado de reducir los efectos en la señal transmitida debido a los problemas antes mencionados. El objetivo de este trabajo es establecer una implementación inicial del banco de pruebas.

1.2.1. Sincronización de Marco

Dado el tiempo de retardo T_0 de la señal transmitida, es necesario realizar una alineación de tiempo de la señal en el receptor, lo que se denomina sincronización de marco, de tal manera que sea factible encontrar el tiempo óptimo de muestreo para el inicio del marco. Existen varias técnicas basadas en la sincronización óptima de marco [26],[27], [28]. Sin embargo, el uso de la función de la correlación cruzada es un enfoque sencillo y bien estudiado [24],[19],[29]. La correlación cruzada es la secuencia $R_{rw}[l]$ calculada por

$$R_{rw}[l] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r[n+l]w[n]. \quad (1.7)$$

entre la secuencia discreta recibida r y una secuencia piloto conocida w , en el desplazamiento de tiempo l . La señal w se supone que es anexada a la secuencia de transmisión s de tal manera que el valor máximo de $|R_{rw}|$, donde

$|\cdot|$ denota la función de valor absoluto, para $l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$,

$$|R_{rw}[l]| = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} r[n+l]w[n] \right|, \quad (1.8)$$

en el desplazamiento de tiempo óptimo, $l = l^*$, podría interpretarse como el desplazamiento de tiempo donde ambas señales son más similares. Una vez l^* es calculado, el tiempo de muestreo óptimo para el inicio del marco, t^* , es calculado como

$$t^* = \|\mathbf{r}\| - l^*, \quad (1.9)$$

donde $\|\mathbf{r}\|$ es el número de muestras de la señal \mathbf{r} .

1.2.2. Atenuación del canal

La atenuación de canal introduce una distorsión en la amplitud de la señal $s(t)$, escalando esta por un factor α . Por lo tanto, es necesario estimar el valor del factor α en el receptor para que el sistema pueda recuperar una mejor aproximación de la señal $s(t)$. Para el desarrollo del estimador, se tiene como canal de comunicación el canal AWGN (1.1) y se supone que la atenuación del canal, α , es constante durante el tiempo de transmisión de la señal $s(t)$. En este trabajo se utiliza la técnica de estimación de máxima verosimilitud (MLE) para encontrar el valor del parámetro α que maximiza la probabilidad, de la observación de la señal recibida $r(t)$ dado el parámetro α , denotado por $p(r|\alpha)$.

Sabiendo que el canal AWGN asume que el ruido sigue una distribución normal $n(t) \sim N(0, \sigma^2)$, y haciendo que la señal transmitida sea en una señal determinista, tal como $s(t) = \sin(t)$, se encontrará que las estadísticas de la señal recibida son $E[r(t)] = \alpha s(t)$, y $Var[r(t)] = \sigma^2$, lo que significa que la señal $r(t)$ sigue una distribución normal dada por $r(t) \sim N(\alpha s(t), \sigma^2)$.

Luego, suponiendo un sistema de radio definido por software en donde se convierte la señal banda de paso $s(t)$ a banda base y luego se muestrea esta señal dando paso a una representación digital \mathbf{r} . Entonces, se tienen k i.i.d

(muestras independientes e idénticamente distribuidas de una variable aleatoria) muestras de la señal $r(t)$, denotado por $\mathbf{r} = r_1, r_2, \dots, r_k$, disponible para el procedimiento de estimación. Entonces, el valor óptimo de α es estimado con MLE como

$$\alpha^* = \arg \max_{\alpha} p(\mathbf{r}|\alpha) = \frac{\sum_{i=1}^k r_i s_i}{\sum_{i=1}^k s_i^2} \quad (1.10)$$

Teniendo en cuenta sólo las muestras donde la amplitud de la señal $s(t)$ es máxima/mínima, lo que significa que $s(t) = \pm 1$, entonces se tiene que los productos $r_i s_i \geq 0$. Por lo tanto, la estimación de α se reduce a

$$\alpha^* = \frac{\sum_{i=1}^k |r_i|}{k} \quad (1.11)$$

donde $|\cdot|$ indica el valor absoluto de la muestra r_i .

1.2.3. Estimación de la Relación Señal a Ruido (SNR)

Con el fin de calcular el rendimiento del sistema en un determinado SNR o relación señal a ruido del canal (CSNR), es indispensable estimar el valor de SNR, dado por (1.2), en el receptor. En primer lugar, el sistema calcula las características estadísticas del ruido en el canal. Por lo tanto, la estimación se realiza en el caso cuando el transmisor no envía ninguna señal, $P_s \approx 0$. Así, en teoría, las muestras del receptor son las muestras de ruido, $r(t) \approx n(t)$. Como ejemplo, los resultados del método aplicado a las muestras capturadas por el hardware USRP 2 son presentados utilizando el histograma del ruido, y la representación de señal de tiempo y frecuencia en la Figura (1.3). Sea N una variable aleatoria discreta que representa la versión discreta del ruido del canal AWGN. Entonces, la potencia del ruido del canal, σ^2 , se estima utilizando el estimador empírico definido como

$$\sigma^2 = E[N^2] \approx \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m n[j]^2 \approx \text{Var}(N), \quad (1.12)$$

donde existen m muestras, del ruido muestreado del canal denotado por

\mathbf{n} , disponibles para la estimación. Por lo tanto, dado el canal AWGN, (1.1), y asumiendo una representación discreta de la señal recibida $r(t)$ dada por

$$\mathbf{r} = \alpha \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (1.13)$$

el SNR $\frac{E[\mathbf{s}^2]}{E[\mathbf{n}^2]}$, es calculado utilizando los siguientes métodos:

El primer método utiliza los datos existentes en el transmisor para estimar el SNR en el receptor,

$$SNR = \alpha^2 \frac{E[\mathbf{s}^2]}{E[\mathbf{n}^2]}, \quad (1.14)$$

por lo cual el receptor conoce a priori la señal transmitida \mathbf{s} y el valor de α es estimado como se describió anteriormente en la sección 1.2.2. Por otro lado, el segundo método solo considera la señal recibida \mathbf{r} , y el SNR es estimado utilizando la siguiente ecuación

$$SNR = \frac{E[\mathbf{r}^2]}{E[\mathbf{n}^2]} - 1, \quad (1.15)$$

de tal manera que la estimación del SNR depende solo de la señal recibida, lo cual significa que los valores correspondientes para α y la señal \mathbf{s} están implícitos en \mathbf{r} [30].

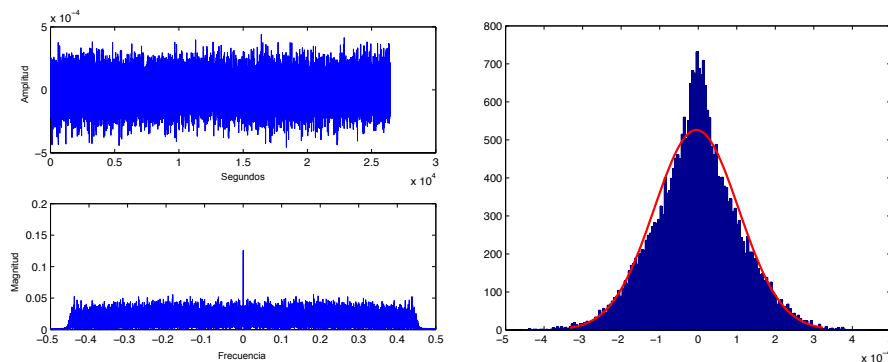


Figura 1.3: Representaciones del ruido muestreado con un USRP 2. Izquierda: Representaciones en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. Derecha: Histograma del ruido en el canal muestreado y la aproximación Gaussiana de estas muestras.

1.2.4. Algoritmos de Sincronización de la señal portadora

Un banco de pruebas necesita tomar medidas de rendimiento del sistema de comunicación en diferentes rangos del SNR, incluyendo valores pequeños. En todos los casos el sistema necesita alinear la frecuencia del oscilador en el transmisor con la frecuencia del oscilador en el receptor. Este trabajo explora dos métodos para mitigar los efectos de errores de sincronización a la hora de estimar el rendimiento del sistema de comunicaciones.

GPSDO: Método basado en una solución hardware

Una solución basada en hardware que es ampliamente utilizada, en el caso particular del hardware USRP 2, es el uso de un GPSDO compartido entre el transmisor y el receptor. Un GPSDO (Global Positioning System Disciplined Oscillator) es una combinación de un receptor de GPS y un oscilador estable de alta calidad cuya salida es controlada para que coincida con la señal recibida por el satélite de GPS. El objetivo principal de este procedimiento es alinear la frecuencia de la portadora en el receptor con la frecuencia de la portadora en el transmisor, por lo que este procedimiento soluciona el error de sincronización de frecuencia de la portadora. El resultado es una sincronización de frecuencia de grano grueso que evita la rotación continua de la constelación de los símbolos recibidos en el receptor, como se presentó en la Figura 1.2. Aunque este procedimiento de sincronización en general resuelve problemas de diferencia de la frecuencia, existe un deterioro que permanece y que está relacionado con un error de fase constante en la señal portadora generada en el receptor. En este trabajo se utilizaron algoritmos de estimador de frecuencia SISO (single-input single-output), tales como las propuestos por Kay [31], Fitz [32], y Luise y Reggiannini [33] para estimar este error de fase.

Método basado en un análisis matemático de los errores de sincronización en el USRP 2

En particular, un sistema de comunicación basado en el radio definido por software, mostrado en la Figura 1.4, tiene varias características que deben ser

consideradas en un modelo matemático. Primero, considere la señal transmitida $s(t)$, presentada en (1), que consiste de una señal compleja de banda base (envolvente compleja), $s_I(t)$, que modula la señal portadora de alta frecuencia, $e^{j2\pi f_c t}$, centrada en f_c Hz. Donde $2\pi f_c t$ es la fase de la portadora con respecto a la antena del transmisor. Adicionalmente, el hardware realiza la generación de la portadora utilizando modulación de amplitud en cuadratura (QAM). Por lo tanto, es posible considerar la envolvente compleja como $s_I(t) = s_I(t) + is_Q(t)$, lo cual resulta en

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}\left\{[s_I(t) + is_Q(t)]e^{j(2\pi f_c t)}\right\} \\ &= s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t), \end{aligned} \quad (1.16)$$

donde $s_I(t)$ y $s_Q(t)$ son los componentes en fase y en cuadratura de fase respectivamente de $s(t)$. A continuación, un modelo matemático de la señal en la entrada del receptor, cuando se realiza una detección coherente, tiene que considerar que la frecuencia del oscilador en el transmisor no está alineada con la frecuencia del oscilador en el receptor. Por lo tanto, si el efecto de la atenuación del canal, α , no es considerado, la señal total en la entrada del detector coherente es expresada como un expansión de la ecuación (1.1)

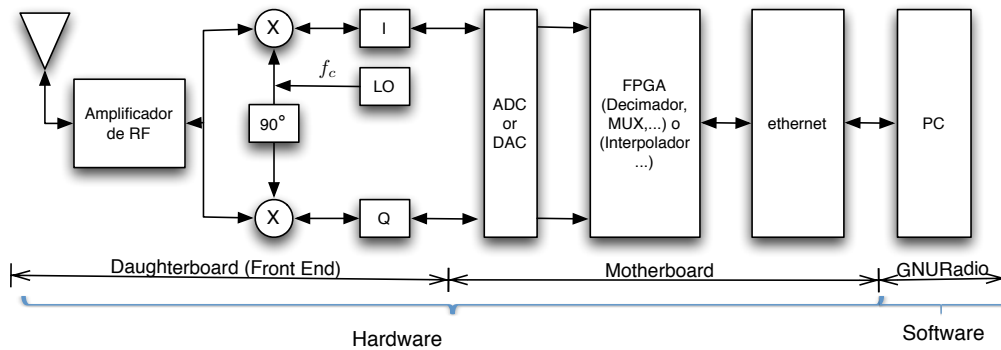


Figura 1.4: Diagrama de bloques del hardware SDR el cual es usado en el banco de pruebas.

$$\begin{aligned} r(t) &= s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t) + \\ & n_I(t) \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\} - n_Q \sin\{2\pi f_c t + \phi(t)\}, \end{aligned} \quad (1.17)$$

donde el oscilador local del receptor posee una diferencia de fase variante en el tiempo $\phi(t)$ medida con respecto a la señal portadora generada en el transmisor. Como el hardware tiene un filtro de banda de paso en el receptor, los términos $n_I(t) \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\}$ y $n_Q \sin\{2\pi f_c t + \phi(t)\}$ son la representación de banda estrecha (narrowband) del ruido filtrado $n(t)$. Luego, para realizar la detección coherente, el sistema multiplica (1.17) por una onda sinusoidal generada localmente y luego pasa un filtro de pasa baja a la señal resultante.

El sistema utiliza solamente el componente en fase de la transmisión QAM, lo que significa que $s_Q(t) = 0$; y que $s_I(t) = m(t) + l$ es la señal de modulación por amplitud de pulsos (PAM) resultado del sistema de transmisión Shannon-Kotel'nikov $m(t)$, y la adición de un valor constante l . Así, la salida del componente producto-modulador del detector coherente, que incluye los problemas de sincronización, es presentado en (1.18) para el componente en fase, y en (1.19) para el componente en cuadratura.

$$\begin{aligned}
 v_I(t) &= r(t) \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \\
 &= \left\{ \frac{s_I(t)}{2} \cos \phi(t) + \frac{n_I(t)}{2} \right\} + \left\{ \frac{s_I(t)}{2} \cos[4\pi f_c t + \phi(t)] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{n_I(t)}{2} \cos[4\pi f_c t + 2\phi(t)] - \frac{n_I(t)}{2} \sin[4\pi f_c t + 2\phi(t)] \right\}, \tag{1.18}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_Q(t) &= r(t) \sin[2\pi f_c t + \phi(t)] \\
 &= \left\{ \frac{s_I(t)}{2} \sin \phi(t) - \frac{n_Q(t)}{2} \right\} + \left\{ \frac{s_I(t)}{2} \sin[4\pi f_c t + \phi(t)] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{n_I(t)}{2} \sin[4\pi f_c t + 2\phi(t)] + \frac{n_Q(t)}{2} \cos[4\pi f_c t + 2\phi(t)] \right\}, \tag{1.19}
 \end{aligned}$$

Luego, el filtro pasa baja en el detector coherente, para los componentes en fase y en cuadratura, remueve los componentes de alta frecuencia de $v_I(t)$ y $v_Q(t)$ dejando en la salida del receptor $y(t) = y_I(t) + iy_Q(t)$, donde los com-

ponentes en fase y en cuadratura son,

$$\begin{aligned} y_I(t) &= \frac{s_I(t)}{2} \cos \phi(t) + \frac{n_I(t)}{2} \\ y_Q(t) &= \frac{s_I(t)}{2} \sin \phi(t) - \frac{n_Q(t)}{2} \end{aligned} \quad (1.20)$$

La Figura 1.5 (Izquierda) muestra un ejemplo de la señal recibida $y(t)$ después del demodulador coherente para QAM. Allí, se puede apreciar la falta de sincronización en frecuencia/fase.

Sin embargo, debido a que este trabajo solo utiliza el componente en fase al momento de la transmisión, la amplitud de la envolvente compleja es conservada como se ve en (1.20). Por ende, para recuperar la señal transmitida, el sistema usa el detector de la envolvente AM definido por

$$s'(t) = \left\{ \left(\frac{s_I(t)}{2} \cos \phi(t) + \frac{n_I(t)}{2} \right)^2 + \left(\frac{s_I(t)}{2} \sin \phi(t) - \frac{n_Q(t)}{2} \right)^2 \right\}^{1/2}, \quad (1.21)$$

Es importante resaltar que el detector de la envolvente es insensible a las variación en fase de $y(t)$ como se ve en la figura 1.5 (Derecha). Así, utilizando esta combinación de modulación/demodulación coherente QAM, y el detector de la envolvente, el banco de pruebas es capaz de evitar los problemas de sincronización en frecuencia/fase siempre que

$$\begin{aligned} s_I(t) &= m(t) + l \\ |m(t) + l| &\geq 0, \forall t \end{aligned} \quad (1.22)$$

donde $m(t)$ es la señal PAM y $l \geq 0 \in R$ es un valor que debe ser seleccionado de manera que (1.22) sean validos [34]. De las relaciones en (1.22) se sigue que el valor mínimo de l que asegura que $|m(t) + l| \geq 0, \forall t$ es calculado como $l_{min} = |\min(m(t))|$. Así, usando un valor de l tal que $l \geq l_{min}$, significa que es posible usar el detector de la envolvente para recuperar el mensaje transmitido $m(t)$, como se muestra en la Figura 1.5 (Abajo).

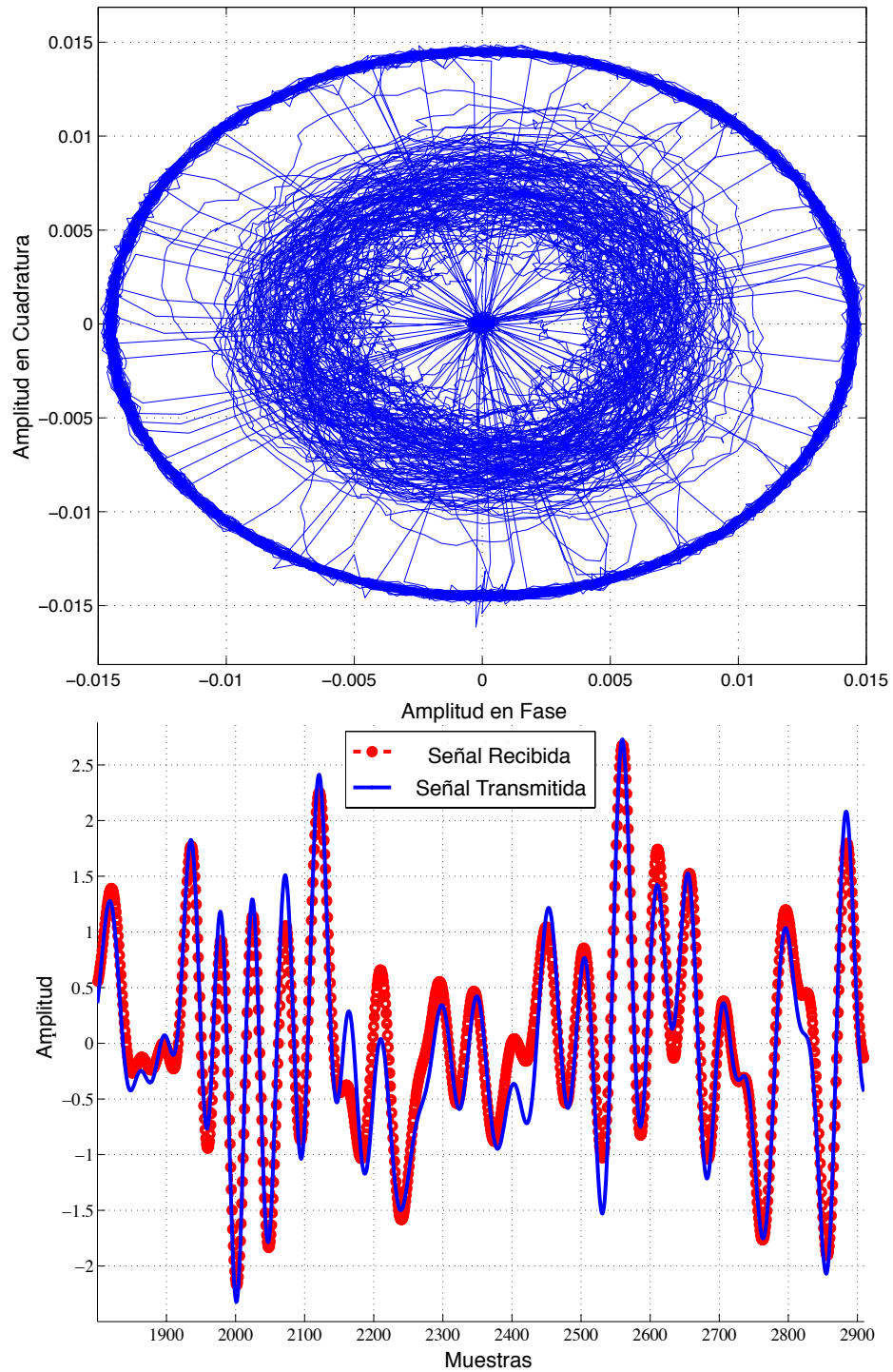


Figura 1.5: Comparación de señales. (Izquierda) Señal recibida con un SNR de 10 dB después de conversión hacia abajo desde banda de paso a banda base. Es clara la falta de sincronización de frecuencia/fase de la portadora. (Derecha) Comparación de la señal recibida (después de aplicar (1.21) y el filtro emparejado), y señal transmitida (señal de forma pulso).

1.3. Descripción del Banco de Pruebas y la Arquitectura Software

Una arquitectura distribuida de software está a cargo de definir el flujo de control de las operaciones de transmisión y recepción realizadas por el banco de pruebas. El banco de pruebas [35] está compuesto por tres tipos de componentes denominados: el cliente remoto (RC); el transmisor esclavo (STX); y el receptor esclavo (SRX); y por último el hardware de SDR tal como en la Figura 1.6. Donde cada componente es desplegado sobre diferentes nodos de hardware. El uso del estilo de la arquitectura cliente/servidor, como la base para la arquitectura software, reduce el acoplamiento (medida del número de dependencias entre dos subsistemas de un sistema software) entre el subsistema de procesamiento digital de señales y el hardware de SDR a ser usado en el banco de pruebas.

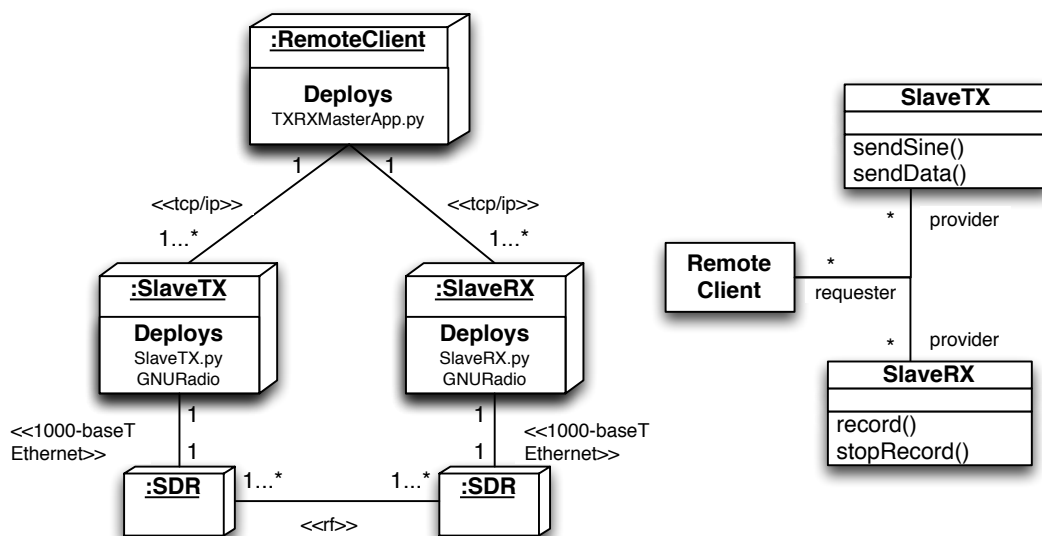


Figura 1.6: Arquitectura. Izquierda: Diagrama de despliegue de un arquitectura distribuida del banco de pruebas. Derecha: Arquitectura Cliente/Servidor utilizada en la arquitectura de software.

Por el contrario, la arquitectura aumenta la cohesión (medida del número de dependencias dentro de un subsistema) dentro de cada componente, en

términos de la definición de un conjunto bien definido de límites y responsabilidades de los algoritmos (servicios) que cada componente tiene para ofrecer. Así, mientras el nodo RC ejecuta el procesamiento digital de señales, los nodos SRX y STX ejecutan el control del hardware de SDR. Primero, dado (1) el banco de pruebas implementa los algoritmos de procesamiento de la señales y de comunicación, representación digital de la señal $s_l(t)$, como software que es ejecutado sin conexión en un computador personal (PC). Esto significa que el procesamiento en el banco de pruebas no es ejecutado en tiempo real. Estos algoritmos son parte de los servicios disponibles en el nodo RC, y pueden ser implementados utilizando MATLAB, el language de programación Python con la librería GNU Radio, etc. Para este trabajo se ha diseñado y desarrollado un software para un sistema de comunicación de simple-entrada simple-salida (SISO) con esquema de modulación BPSK o modulación PAM.

La transmisión de una secuencia de símbolos involucra las siguientes operaciones:

- En RC el sistema ejecuta en software la codificación de fuente, la codificación de canal y los procesos de modulación.
- Las muestras moduladas de tiempo discreto (versión de tiempo discreto de la señal $s_l(t)$ descrita en (1)), son escritas en un archivo. Adicionalmente, utilizando un software de sincronización de archivos (tal como el NFS) el archivo es compartido a todos los nodos STX de tal manera que cada transmisor tenga una copia de la representación discreta equivalente en pasa baja de la señal $s(t)$ a ser transmitida.
- El banco de pruebas usa una secuencia de mensajes (protocolo) entre los componentes, RC y nodos STX/SRX, para ejecutar una transmisión/recepción con el sistema, Figura 1.7. Como resultado del proceso anterior, el sistema almacena en un archivo la versión equivalente pasa baja discreta de la señal recibida $r(t)$.
- En RC el sistema ejecuta en software la demodulación, decodificación de canal, y los procesos de decodificación de la fuente. Adicionalmente,

RC utiliza los algoritmos presentados en la sección 1.2 para resolver los cinco problemas básicos de sincronización.

En la operación del protocolo, el flujo de control es dictado por el componente RC el cual comienza el proceso de transmisión. Por lo cual, en un escenario normal de operación, el protocolo se comporta como sigue:

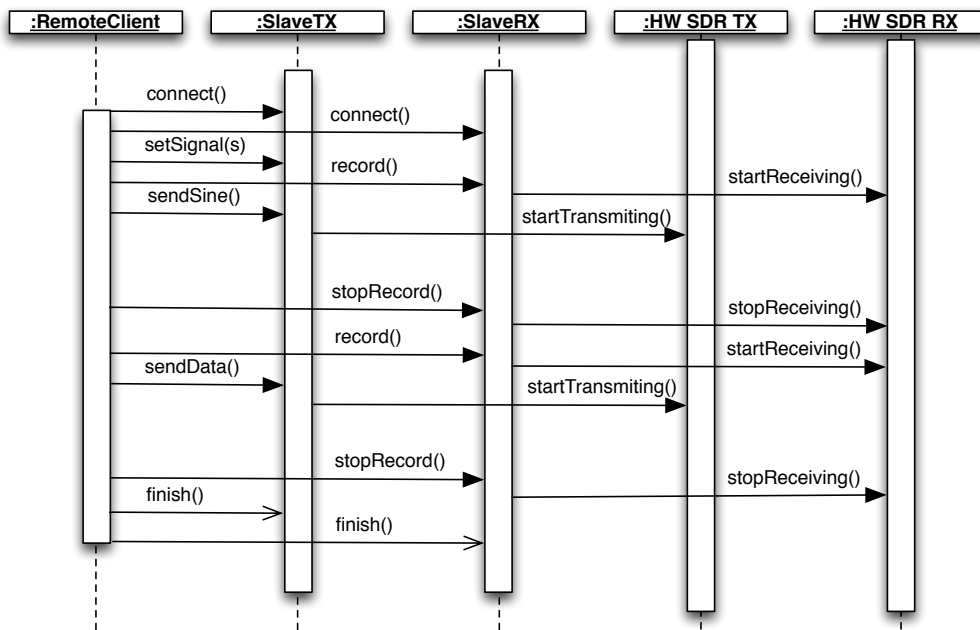


Figura 1.7: Diagrama de secuencia de los mensajes entre los componentes del banco de pruebas durante la ejecución de una transmisión.

- El componente RC crea una conexión de socket TCP con los nodos STX y SRX. El sistema usa los flujos de entrada/salida de la conexión para enviar y recibir los mensajes del protocolo desde el RC hacia los nodos STX o SRX. Estas conexiones se mantienen activas durante el tiempo que la transmisión dure.
- El componente RC asigna a el nodo STX la señal que se desea transmitir $s(t)$ pasando a través del mensaje "setSignal" la localización del archivo que contiene la señal.
- El banco de pruebas ejecuta la transmisión y los procesos de grabación, los cuales tienen el siguiente orden de mensajes:

-
1. RC envía el mensaje *“record”* hacia el nodo SRX, y el nodo SRX responde con un mensaje de reconocimiento. Desde ese momento el nodo SRX sensa el canal y guarda las muestras en un archivo.
 2. RC envía los mensajes *“sendSine”* o *“sendData”* hacia STX, y STX responde con un mensaje de reconocimiento después que la transmisión del mensaje ha sido realizada.
 3. RC envía el mensaje *“stopRecord”* hacia el nodo SRX para finalizar el proceso de grabación de la señal muestreada en RX.

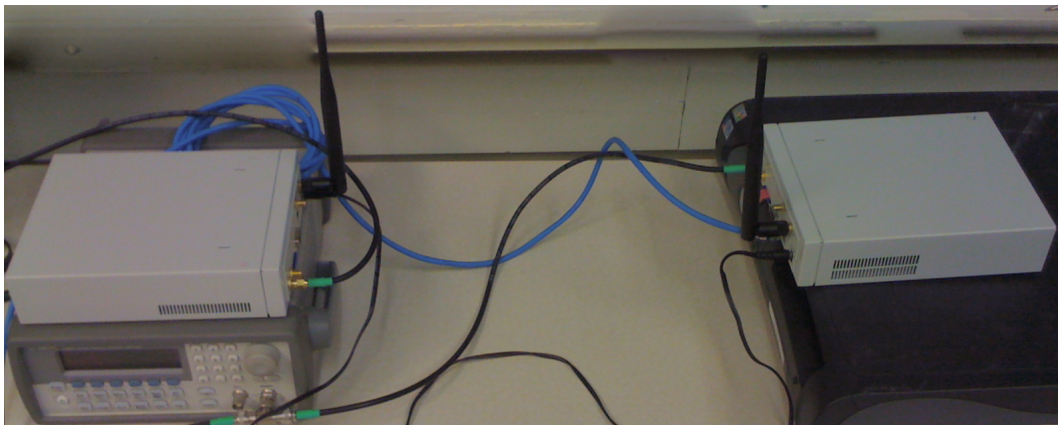


Figura 1.8: Configuración del hardware USRP 2 para el banco de pruebas

En este trabajo se ha utilizado la plataforma hardware denominada Universal Software Radio Peripheral (USRP 2) para radio definido por software, como se muestra en la Figura 1.8. Por lo tanto, cuando el nodo SRX recibe un mensaje de *“sendSignal”* o *“sendSine”* éste transfiere el contenido del archivo relacionado hacia la tarjeta madre de la USRP 2 a través de la interfaz Gigabit ethernet. Luego, la FPGA (field programmable gate array) en el USRP 2 ejecuta el proceso de interpolación y luego la señal de tiempo discreto es convertida a una señal de tiempo continuo utilizando un convertor de digital a análogo (DAC). Finalmente, la USRP envía la señal de tiempo continuo a la tarjeta hija la cual ejecuta la conversión hacia arriba o cambio de frecuencia, en (1) este proceso es el producto de la señal $s_l(t)$ por $e^{j2\pi f_c t}$, como se muestra en la Figura 1.4.

El hardware USRP 2, cuadro 1.1, posee una tarjeta madre que utiliza una FPGA Xilinx Spartan 3-2000 para ejecutar el procesamiento de señales digitales, y una interfaz Gigabit Ethernet para la comunicación con el PC. Adicionalmente, la tarjeta hija, RFX2400, es un transceptor (transceiver) de alto rendimiento, dúplex completo que puede operar en la banda 2.4 GHz [22].

Cuadro 1.1: Parámetros del Hardware

Arquitectura Radio	Heterodino
Configuración del Sistema	1 x 1 (Extendible a 2 x 2 antenas)
Frecuencia de la Portadora	2.41 GHz
Ancho de banda de la señal	25 MHz
Potencia del Transmisor	50 mW
Convertor D/A del transmisor	Dos circuitos AD9777 a 400 MS/seg y 16-bit de resolución. Esta configuración soporta 160 MSPS sin interpolación, y hasta 400 MSPS con interpolación 8x.
Figura de ruido del Receptor	8 dB
Rango dinámico del Receptor	72.4 dB de SNR y 85 dB de SFDR (Spurious-free dynamic range) para señales a la frecuencia de Nyquist.
Convertor A/D del receptor	Dos circuitos LTC2284 de 100 MS/seg y 14-bit.

Capítulo 2

Codificación conjunta de fuente y canal para la transmisión de imágenes de Compressive Sensing

Este capítulo presenta la descripción teórica del sistema de comunicación JSCC-CS que combina las técnicas de mapeos de Shannon-Kotel'nikov (para la codificación de fuente y canal) y Compressive Sensing para imágenes. El sistema JSCC-CS se implementó utilizando el banco de pruebas descrito en el capítulo anterior y cuyos resultados se presentan en el capítulo de resultados.

Se considera un sistema que realiza un mapeo para reducción de ancho de banda (2:1) y un sistema que realiza un mapeo sin cambio de dimensional (1:1). Estos sistemas son desarrollados y presentados para ilustrar los resultados obtenidos en un sistema real en términos de la comparación de rendimiento entre las muestras tomadas con el banco de pruebas, el rendimiento teórico y presentado por las simulaciones. Por otro lado, se presenta una introducción a la técnica de Compressive Sensing que fue utilizada en este trabajo como el bloque de procesamiento que genera muestras que parten de una distribución gaussiana, lo cual es necesario para la implementación satisfactoria de los mapeos de Shannon-Kotel'nikov.

2.1. Codificación conjunta de fuente y canal: Mapeos de Shannon-Kotel'nikov

Independientemente Shannon en [2] y Kotel'nikov en [36] introdujeron un punto de vista geométrico que explica el proceso de comunicaciones. Este enfoque considera las señales fuente y las señales del canal como puntos en espacios vectoriales, posiblemente con diferentes dimensiones. Así, el procedimiento de codificación podría ser considerado geoméricamente como un mapeo que es ejecutado utilizando una función matemática como se muestra en la Figura 2.1. Asumiendo que M es la dimensión del símbolo de la fuente, y Q es la dimensión del símbolo del canal. En el proceso de codificación, el símbolo del canal $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^M$ es mapeado, utilizando $T(\mathbf{x})$, sobre el símbolo del canal $\mathbf{s} = T(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}^Q$. Por otro lado, el proceso de decodificación toma el símbolo del canal recibido $\mathbf{r} = \mathbf{s} + \mathbf{n} \in \mathbb{R}^Q$ y lo mapea, utilizando $T^{-1}(\mathbf{r})$, sobre el símbolo de fuente aproximado $\hat{\mathbf{x}} = T^{-1}(\mathbf{r}) \in \mathbb{R}^M$. Aquí, $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^Q$ es el ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN) del canal.

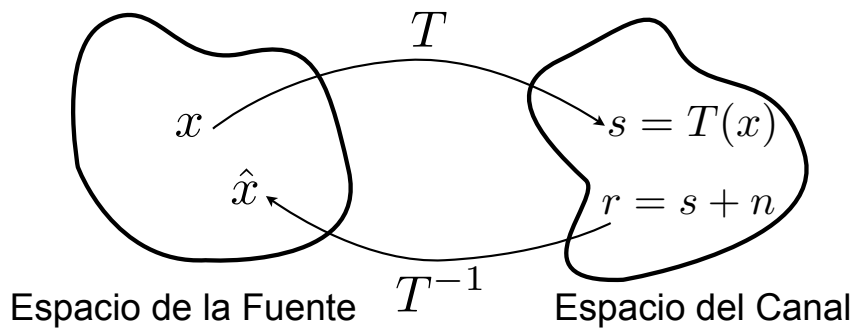


Figura 2.1: Mapeos de fuente y canal. Mientras la función $T(\mathbf{x})$ mapea el símbolo de la fuente \mathbf{x} sobre el símbolo del canal \mathbf{s} , la función $T^{-1}(\mathbf{r})$ mapea el símbolo recibido sobre el símbolo de fuente $\hat{\mathbf{x}}$ [1]

Comúnmente, un sistema que usa el teorema de separación (codificadores de fuente y canal separados) tiene una representación intermedia digital entre los codificadores y busca obtener una transmisión libre de errores [37], para más detalles acerca del teorema de separación en [38]. Sin embargo, la interpretación geométrica causa que el proceso de codificación de fuente y

canal no implique una representación digital intermedia debido a que los codificadores de fuente y de canal son implementados de manera conjunta. De esta forma, es requerido que la medida de rendimiento no dependa de una representación de bits. En este caso, es conveniente emplear la medida de rendimiento óptimo teóricamente alcanzable (*Optimal Performance Theoretically Attainable* - OPTA) que es la expresión de los límites para comunicaciones eficientes [39], [40].

Los mapeos de Shannon-Kotelnikov están conectados con la técnica de power constrained channel optimized vector quantizers (PCCOVQ) o cuantificación vectorial optimizada de canal con potencia limitada [5],[6]. Asumiendo que M es la dimensión de el símbolo de la fuente, y Q es la dimension del símbolo del canal, los mapeos realizan ya sea una proyección del símbolo de fuente sobre un espacio de una dimensión menor, una proyección de el símbolo de la fuente en un símbolo de canal de igual dimensión, o mapean el símbolo de la fuente sobre un espacio de una dimensión superior. El primer caso ($M > Q$) conlleva a una compresión con pérdida o una reducción del ancho de banda; el segundo ($M = Q$) es un mapeo sin un cambio dimensional; y el último ($M < Q$) podría ser visto como un mecanismo de control de errores. A diferencia a este proceso, PCCOVQ realiza una cuantización de la fuente y crea un conjunto discreto de puntos de representación los cuales son luego mapeados sobre el canal. Sin embargo, el uso de los mapeos (curvas de relleno del espacio) en lugar de realizar el proceso de PCCOVQ evita el procedimiento de optimización de los bloques de codificación (codeblocks) que se vuelve intratable a medida que el SNR aumenta [5], [6].

2.1.1. Sistema de reducción de ancho de banda general (M:1)

Un sistema $M : 1$ (con una dimensión del símbolo del canal $Q = 1$) realiza reducción de ancho de banda a través del siguiente proceso:

1. La señal fuente, la cual es una señal discreta en el tiempo pero con amplitud continua, es representada como un vector M -dimensional $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^M$.

-
2. Utilizando la función $q : \mathbf{x} \in \mathbb{R}^M \rightarrow \mathbf{x}' \in \mathbb{R}^M$, el vector $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^M$ es aproximado encontrando el punto más cercano $\mathbf{x}' \in \mathbb{R}^M$, en distancia Euclideana, sobre una curva paramétrica que reside en \mathbb{R}^M .
 3. La función $d : \mathbf{x}' \in \mathbb{R}^M \rightarrow d(\mathbf{x}') \in \mathbb{R}$ cambia la dimensión de M a 1 obteniendo la distancia radial desde el origen $0 \in \mathbb{R}^M$ hasta \mathbf{x}' .
 4. La función invertible, $l : d(\mathbf{x}') \in \mathbb{R} \rightarrow l(d(\mathbf{x}')) \in \mathbb{R}$, realiza un mapeo desde la distancia radial hasta el símbolo del canal. Entonces, el símbolo del canal se representa como $s = l(d(\mathbf{x}'))$.
 5. El símbolo s es transmitido sobre un canal AWGN con ruido $n \sim N(0, \sigma^2)$. Por lo tanto, la señal en el receptor es representada como $r = s + n \in \mathbb{R}$.
 6. El vector fuente reconstruido $\hat{\mathbf{x}}$ es hallado utilizando una función que mapea el símbolo del canal r sobre una curva paramétrica. Como resultado, habrá dos fuentes de distorsión, una debido a la aproximación realizada por la función $q(\mathbf{x})$ y otra debido a el ruido presente en el canal n .

El rendimiento del sistema es medido en términos de la relación señal a distorsión (SDR) versus la relación señal a ruido (SNR) del canal. El SDR, en decibelios, es definido como

$$SDR = 10 \log_{10} \left(\frac{E[\mathbf{x}^2]}{MSE} \right), \quad (2.1)$$

en donde la distorsión entre el vector de fuente reconstruido $\hat{\mathbf{x}}$ y el vector original de la fuente \mathbf{x} es calculado utilizando el error cuadrático medio definido como $MSE = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (\mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i)^2$.

2.1.2. Sistema de Reducción de Ancho de Banda (2:1)

Un caso particular ocurre cuando el mapeo es realizado por una curva de relleno de espacio parametrizada (también llamada curva de Peano), y la reducción de la dimensión es un mapeo (2 : 1). Estos mapeos han sido estudiados en [5], [6], [8], y el sistema que se presenta en este trabajo se basa en estos enfoques. Estos mapeos han sido de interés debido a que tienen una

representación sencilla y son convenientes para la transmisión de fuentes con distribución Gaussiana sobre canales AWGN. La representación sencilla es debido a la posibilidad de expresar el mapeo como una ecuación paramétrica utilizada como una curva de relleno de espacio. La conveniencia para la transmisión es un resultado del hecho que para alcanzar una capacidad del canal $C = \max_p I(X; Y)$ de un canal AWGN, los símbolos transmitidos deben ser extraídos de una distribución Gaussiana [41].

El sistema de comunicación de reducción de ancho de banda 2 : 1 es mostrado en la Figura 2.2. La señal de la fuente \mathbf{x} es considerada un vector de muestras i.i.d. tomadas de una distribución Gaussiana con media cero y varianza σ_s^2 .

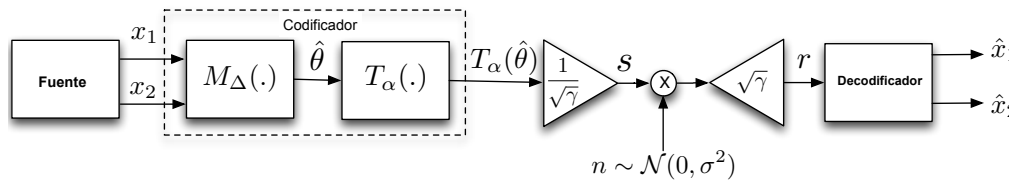


Figura 2.2: Diagrama de bloques del sistema 2 : 1 basado en los mapeos Shannon-Kotel'nikov

La reducción de ancho de banda consiste en la combinación de dos muestras de la fuente x_1 y x_2 tomadas como una sola muestra del canal s . El sistema utiliza la curva paramétrica denominada espiral de Arquímedes, figura 2.3, la cual es definida en forma paramétrica,

$$\begin{aligned} x_1 &= \operatorname{sgn}(\theta) \frac{\Delta}{\pi} \sin \theta \\ x_2 &= \frac{\Delta}{\pi} \theta \cos \theta \end{aligned} \quad (2.2)$$

donde sgn es la función signo, Δ es la distancia radial entre los dos brazos de la espiral y θ es el ángulo desde el origen hasta el punto (x_1, x_2) sobre la curva de la espiral. Mientras el brazo positivo ($\theta \geq 0$) corresponde a los valores del canal positivos, el brazo negativo ($\theta < 0$) corresponde a los negativos. Note que la curva rellena el plano $x_1 - x_2$ como $|\theta| \rightarrow \infty$. La figura 2.3 muestra los efectos de las dos fuentes de distorción que son introducidas cuando (2.2) es

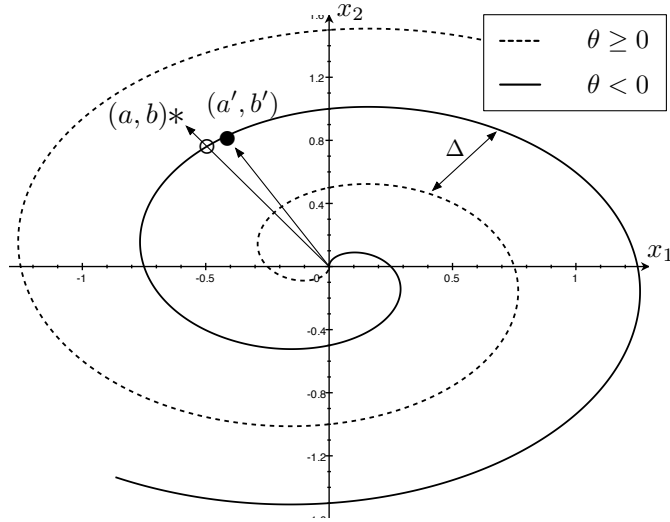


Figura 2.3: Espiral de Arquímedes. La distorsión de la aproximación aparece cuando la pareja de muestras de la fuente (a, b) representadas por el punto $*$ es mapeada sobre el punto \circ . La distorsión introducida por el ruido del canal desplaza el punto \circ a través del el brazo de la espiral resultando en el el símbolo del canal \bullet .

utilizada como el mapeo del sistema.

Para un símbolo de fuente $\mathbf{x} \in R^2$, este sistema implementa las funciones $q(\mathbf{x})$ y $d(\mathbf{x}')$ como una función de mapeo definida por el problema de optimización,

$$\begin{aligned} \hat{\theta} &= M_{\Delta}(x_1, x_2) \\ &= \arg \min_{\theta} \left\{ \left(x_1 \pm \frac{\Delta}{\pi} \theta \sin \theta \right)^2 + \left(x_2 - \frac{\Delta}{\pi} \theta \cos \theta \right)^2 \right\}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

donde $\hat{\theta}$ es el valor del ángulo desde el origen hasta el punto que es más cercano al símbolo de la fuente. Luego, la función de transformación $T_{\alpha}(\hat{\theta}) = \hat{\theta}^{\alpha}$ es utilizada para implementar la función $l(d(\mathbf{x}'))$, donde $\alpha \in (0, 2]$ es un parámetro que es optimizado para cada SNR del canal. En [5], [6] se muestra que el rendimiento del sistema puede ser mejorado si los parámetros α y Δ son optimizados para cada SNR, en [42] se describe la implementación en paralelo del algoritmo de optimización. Finalmente, el valor resultante es luego normalizado por un factor $\frac{1}{\sqrt{\gamma}}$, donde $\gamma = \frac{\sum T_{\alpha}(\hat{\theta})^2}{Q}$, que ajusta los símbolos a ser transmitidos a través del canal de tal manera que el promedio de energía

por muestra transmitida sea igual a 1 y por ende el SNR del canal sea expresado como $SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{\sigma_n^2} \right)$. Por lo tanto, la muestra a ser transmitida es representada como $s = T_\alpha(M_\Delta(x_1, x_2))$.

2.1.3. Decodificación de Máxima Verosimilitud (ML)

Asumiendo un canal AWGN ideal, solo afectado por el ruido térmico, la observación de la muestra en el receptor es $r = T_\alpha(M_\Delta(x_1, x_2)) + n\sqrt{\gamma}$, donde $x_1, x_2 \in R$ son muestras i.i.d. (independientes e idénticamente distribuidas), y $n \sim N(0, \sigma^2)$ es el ruido aditivo del canal. Dado un conjunto de p observaciones de r en el receptor, $\{r_i\}_1^p$, el proceso de decodificación es realizado mediante la estimación de máxima verosimilitud (maximum likelihood - ML) de la pareja (x_1, x_2) que pertenece a la curva y que satisface

$$\begin{aligned}
 \hat{\phi} &= M_\Delta(\hat{x}_{1ML}, \hat{x}_{2ML}) \\
 &= \arg \max_{x_1, x_2 \in Curve} p(r_1, \dots, r_p | x_1, x_2) \\
 &= \arg \max_{\phi} p(r_1, \dots, r_p | \phi) \\
 &= \frac{\sum_i^p r_i}{p},
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

donde $\hat{\phi}$ es el ángulo que maximiza la probabilidad de las p observaciones de r . Esto es equivalente a primero aplicar la función inversa $T_\alpha^{-1}(\cdot)$ al símbolo r , y luego utilizar (2.1) para estimar los valores de la fuente, $(\hat{x}_{1ML}, \hat{x}_{2ML})$ [6].

2.1.4. Compressive Sensing en Imágenes

La idea principal de la técnica de Compressive Sensing (CS) para imágenes es el hecho de que la mayoría de las imágenes encontradas en la práctica son dispersas en alguna representación como en el dominio de Fourier o el dominio Wavelet. Por ende, la técnica de CS explota la dispersión (número de elementos no cero) para dictar que se necesitan menos muestras que las requeridas por el enfoque tradicional de Nyquist [9]. Típicamente, un sistema CS toma una imagen $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^N$ que es dispersa en alguna base $\Psi \in \mathbb{R}^{N \times N}$ y

la expresa como una representación vectorial dada por $\mathbf{f} = \Psi\theta$. Además, la imagen $\mathbf{f} = \Psi\theta$ tiene una representación que puede ser aproximada por una combinación lineal de k vectores de Ψ con $k \ll N$, donde N representa la dimensión de la imagen y k representa la dispersión de la imagen. La teoría de CS establece que es posible recuperar \mathbf{f} , con una alta probabilidad, desde las M proyecciones aleatorias, cuando $M \ll k \log(N) \ll N$. El sistema CS calcula las M proyecciones aleatorias mediante $\mathbf{y} = \Phi\mathbf{f} = \Phi\Psi\theta$, donde Φ es la matriz de muestreo de $M \times N$ con sus filas incoherentes con las columnas de Ψ ; lo anterior implica que todos los productos internos entre Φ y Ψ son pequeños. La matriz de muestreo aleatoria Ψ necesita satisfacer la propiedad isométrica restrictiva (RIP) [9]. Esta propiedad proporciona las condiciones suficientes para asegurar una reconstrucción casi óptima de los algoritmos de reconstrucción. En la literatura existen algunas matrices de muestreo Φ que cumplen con la condición RIP como por ejemplo la configuración Gaussiana (GE), la configuración de símbolos simétricos (SSE), o la configuración de bloques hadamard (SBHE).

Este trabajo se enfoca en la configuración Gaussiana debido a que las muestras \mathbf{y} resultantes, presentan un histograma Gaussiano. Esto habilita la concatenación del sistema CS y el sistema de transmisión basado en los mapeos de Shannon-Kotelnikov debido a que la distribución de la fuente (las muestras producidas por el bloque de CS) se ajustan a la distribución del canal [6], [4], [11]. Esto se muestra en la Figura 2.4 (Arriba) donde se comparan las muestras de CS contra muestras generadas desde una distribución normal. Note que la linealidad de los puntos sugiere que las muestras CS son generadas por una distribución Normal. Por otro lado, la figura 2.4 (Abajo) compara las muestras del canal, tomadas con el hardware USRP 2, contra muestras generadas desde una distribución normal. Al igual que para las muestras de CS, la linealidad de los puntos sugiere que el canal tiene una distribución normal.

El proceso de recuperación requiere buscar el vector de aproximación $\hat{\mathbf{f}} \in \mathbb{R}^N$ que satisface la ecuación $\mathbf{y} = \Phi\hat{\mathbf{f}}$. Como el vector \mathbf{y} tiene dimensión M donde $M \ll N$, existe un número infinito de soluciones $\hat{\mathbf{f}}$ que satisfacen esta relación. Por lo tanto, es común buscar un vector $\hat{\mathbf{f}}$ bajo la optimización de la medida de dispersión. En otras palabras, el problema es resuelto utilizando

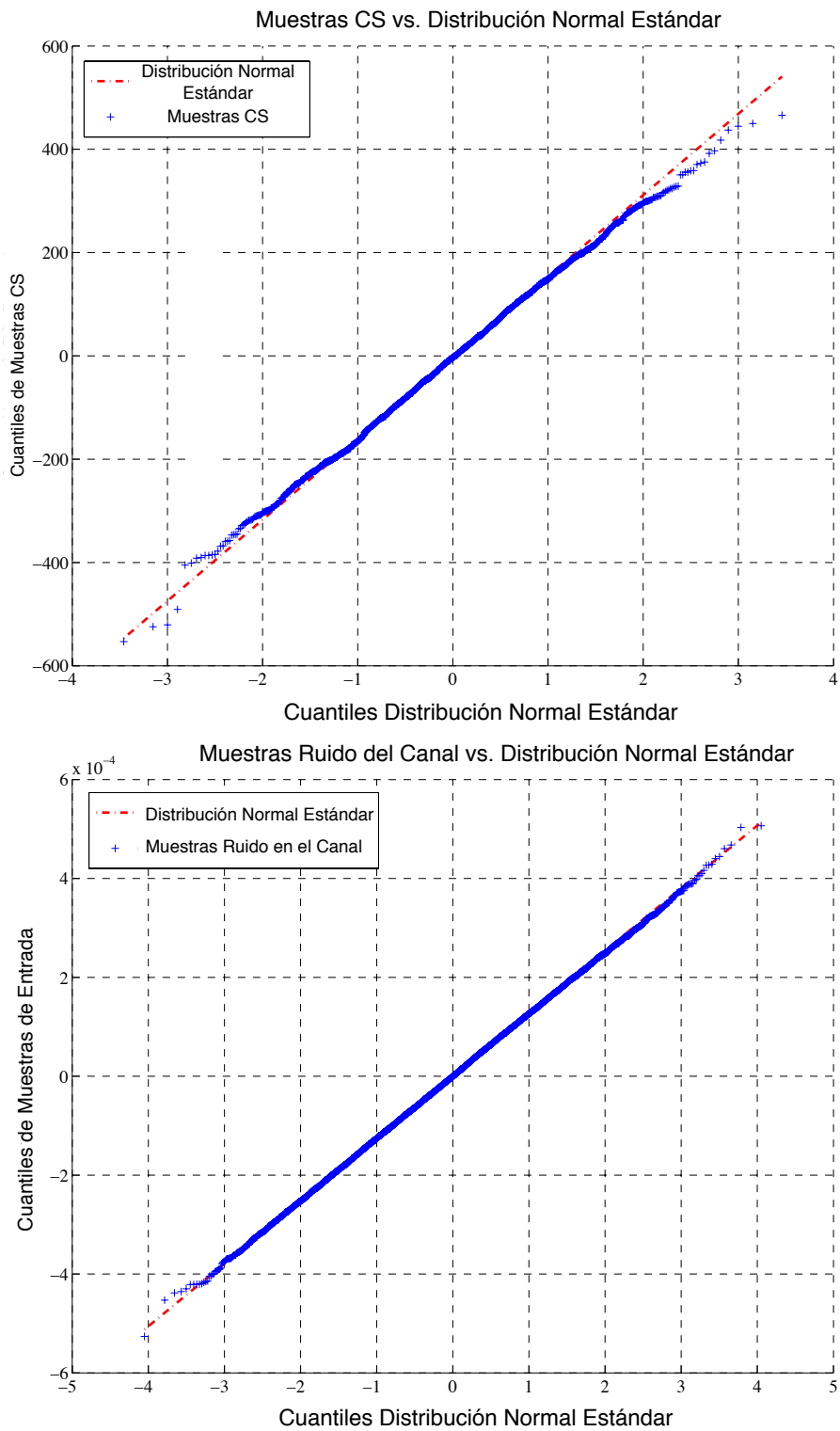


Figura 2.4: Distribución de las muestras. (Arriba) Gráfica cuantil-cuantil de las muestras CS versus la distribución Normal estándar. (Abajo) Gráfica cuantil-cuantil de la realización muestreada del ruido del canal real vs. la distribución Normal estándar.

un problema de optimización que encuentra un vector con el menor número de elementos no cero. Este problema de optimización está dado por

$$\min_{\hat{\theta}} \|\hat{\theta}\| \quad \text{Sujeto a} \quad \|\mathbf{y} - \Phi\Psi\theta\| < \varepsilon, \quad (2.5)$$

donde la norma l_0 representada por $\|\hat{\theta}\|_0$, cuenta el número de elementos no cero en $\hat{\mathbf{f}}$, y ε es un valor de tolerancia. En la práctica, las estrategias comunes para resolver (2.5) incluyen las de relajación convexa, optimización local no convexa, y las estrategias Greedy [10]. Este trabajo utiliza dos métodos iterativos Greedy: el algoritmo de Iterative Hard Thresholding (IHT) y el algoritmo Orthogonal Matching Pursuit (OMP) junto con el enfoque de reconstrucción por bloques propuesto en [43] para la reconstrucción CS.

Capítulo 3

Resultados

En este capítulo se presentan los principales resultados de las contribuciones realizadas durante el desarrollo del presente trabajo. Se describen los resultados obtenidos con el banco de pruebas para la transmisión BPSK y para los mapeos de Shannon-kotel'nikov. En este banco de pruebas se hace uso del hardware USRP 2 junto con los algoritmos y configuraciones descritas en los capítulos anteriores.

3.1. Muestras Experimentales Inalámbricas para el Banco de Pruebas de SDR

Las muestras inalámbricas fueron realizadas en un área que constituye una distribución de oficina común, en donde existe línea de vista entre la antena del transmisor y el receptor, como se mostró en la Figura 1.8. Estas medidas tienen el propósito de validar el rendimiento del banco de pruebas cuando se compara contra el rendimiento teórico esperado calculado para el modelo del canal (1).

Para la ejecución de las mediciones se realizan transmisiones utilizando el sistema de banco de pruebas [44]. Por lo tanto, la transmisión de una secuencia de símbolos implica la creación de un marco que envuelve el mensaje a ser transmitido. Los marcos, figura 3.1, en este sistema tienen una estructura predefinida que está dada por:

1. Una secuencia de z muestras de amplitud cero que son utilizadas para la estimación del ruido como se presentó en la sección 1.2.3.
2. Una secuencia conocida de p símbolos piloto modulados utilizando BSPK. Esta secuencia es utilizada para la sincronización de marco como fue presentado en la sección 1.2.1.
3. Una secuencia de m símbolos codificados o carga útil (payload) que constituye el mensaje que se desea transmitir. En este sistema el payload puede ser un mensaje BPSK o la señal PAM producto del sistema JSCC-CS.



Figura 3.1: Estructura del marco utilizado en la transmisión de mensajes con el banco de pruebas.

La configuración de transmisión incluye los siguientes valores:

- Frecuencia de muestreo de banda base definida como $f_s = \frac{100Mmuestras/seg}{512}$. Donde el valor 512 es asignado al parámetro de interpolación (en el caso del transmisor) o decimación (en el caso del receptor) del hardware USRP 2.
- El periodo de símbolo está definido como $T_s = 20 \frac{muestras}{símbolo}$. Esto resulta en una tasa de transmisión de $9765 \frac{símbolos}{seg}$. La tasa de transmisión de símbolos se puede controlar mediante el cambio del parámetro de interpolación/decimación del USRP 2. Cuando la interpolación es igual a 4, entonces se podría tener una tasa de transmisión de símbolos igual a $1'250,000 \frac{símbolos}{seg}$.
- Las operaciones de formación de pulsos (pulse shaping) y de filtro emparejado (matched filtering) utilizan como filtro la raíz cuadrada del coseno alzado (square root raised cosine) con un factor de roll-off de 20 %.

Con el propósito de obtener las curvas de rendimiento, el sistema ejecuta varias transmisiones utilizando diferentes valores de la potencia de transmisión con el fin de obtener diferentes valores de SNR. Note que en cada transmisión el receptor usa los algoritmos presentados en el capítulo 1 para intentar reducir los efectos sobre la señal transmitida debido a los problemas de sincronización. Por otro lado, para controlar la potencia de transmisión se introduce en (1) un nuevo parámetro $K > 0, K \in \mathbb{R}$ de tal forma que el modelo del canal es dado por

$$r(t) = \alpha K s(t) + n(t) \quad (3.1)$$

de manera que el valor de K tiene el efecto de atenuar, de una manera controlada, la potencia de la señal transmitida $s(t)$. Como resultado es posible obtener diferentes valores para el SNR sin necesidad de cambiar la distancia entre el transmisor y el receptor. Esta estrategia fue necesaria ya que en una transmisión real no es posible controlar la potencia del ruido $n(t)$, ya que es inherente a los componentes electrónicos del equipo utilizado. Mientras que en las simulaciones es común asumir que es posible controlar directamente la potencia del ruido.

Por ende, la estimación del SNR dada por (1.14) resultaría en

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\alpha^2 K^2 \frac{E[s^2]}{E[n^2]} \right). \quad (3.2)$$

Con el fin de realizar la calibración, el sistema tiene que ejecutar una transmisión inicial de la señal $s(t)$ utilizando un valor fijo $K = 1,0$ cuyo rendimiento es dado por $SNR_{inicial} = \alpha^2 \frac{E[s^2]}{E[n^2]}$. Luego, resolviendo (3.2) para despejar K se tiene que,

$$K = \sqrt{\frac{\exp \left\{ \frac{\ln(10) SNR}{10} \right\}}{SNR_{inicial}}}, \quad (3.3)$$

donde el parámetro SNR, expresado en dB, es el rendimiento que se quiere obtener con el sistema.

3.2. Experimentos con el esquema de modulación BPSK

Para una evaluación inicial del banco de pruebas se decidió realizar la detección coherente de una señal transmitida con modulación BPSK de un mensaje binario s . Para s los bits son generados aleatoriamente siguiendo una distribución Bernoulli con parámetro $p = 1/2$. Los resultados presentados en la figura 3.2 muestran para la transmisión BPSK la curva teórica AWGN, la curva simulada AWGN y la curva lograda con el banco de pruebas. Estos resultados muestran que el banco de pruebas es capaz de reportar las ganancias en rendimiento entre 1-2 dB con respecto a la curva teórica. Sin embargo, cuando el SNR es mayor de 10 dB, la curva de BER presenta efectos de saturación posiblemente debido a la limitación en la resolución de bits de los conversores de ADC/DAC y a las no linealidades de los componentes del hardware de radio definido por software.

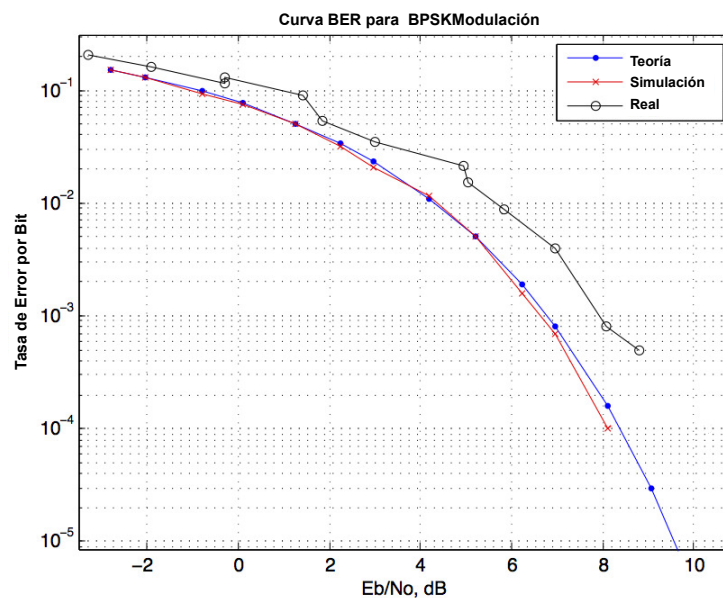


Figura 3.2: Muestras inalámbricas experimentales para el esquema de modulación BPSK utilizando el BER como medida de rendimiento contra el SNR. Para SNR por debajo de 10 dB, el sistema es capaz de reportar las ganancias en rendimiento entre 1-2 dB con respecto a la curva teórica.

3.3. Experimentos con el sistema JSCC-CS

Para evaluar experimentalmente el sistema de JSCC-CS para la transmisión de imágenes, una imagen de 256 x 256 píxeles de Lena (común en el campo de procesamiento digital de imágenes) fue transmitida utilizando el banco de pruebas. La Figura 3.3 extiende el diagrama de bloques presentado en la Figura 2.2 para mostrar la configuración del sistema. Para este experimento, la imagen f tiene una dimensión de $N = 256 \times 256 = 65536$; el codificador de CS fue configurado para que realizara una compresión del 20% de los datos, por lo cual la dimensión de las muestras de CS es $M = \lceil 0,8 \times N \rceil = 52429$. Luego, estas muestras $y \in \mathbb{R}^M$ son codificadas en el bloque de JSCC el cual reduce la dimensión de los datos a ser transmitidos de M a $\frac{M}{2}$, esto significa que se transmiten por el canal un total de $\lceil \frac{M}{2} \rceil = 26215$ símbolos. En este experimento se evalúa el sistema JSCC-CS a la salida de dos bloques de procesamiento diferentes, denotados en la Figura 3.3 por R.1 para el sistema de JSCC, y R.2 para el sistema de CS.

Primero, para evaluar el rendimiento de la transmisión del sistema JSCC se mide el SDR (2.1) del mensaje reconstruido $\hat{y} \in \mathbb{R}^M$ con respecto al mensaje transmitido $y \in \mathbb{R}^M$ (ver óvalos R.1 en la Figura 3.3). La Figura 3.4 (Arriba) presenta la curva de la medida OPTA teórica para reducción de ancho de banda (2 : 1), el rendimiento reportado por la simulación, y el rendimiento reportado por el banco de pruebas cuando se utiliza la decodificación ML para un sistema (2 : 1). Estos resultados muestran que el banco de pruebas es capaz de reportar las ganancias en rendimiento dentro 4 dB con respecto a las curvas proporcionadas por la simulación. Sin embargo, cuando el SNR del canal es mayor que 35 dB, la curva de rendimiento presenta efectos de saturación, posiblemente debido a la limitación en la resolución de bits de los conversores ADC/DAC y a las no linealidades en los componentes del hardware radio definido por software.

Segundo, para evaluar la calidad de la reconstrucción del sistema CS se utilizó la medida de pico de señal a ruido o peak signal-to-noise ratio (PSNR) la cual es ampliamente utilizada en el campo de procesamiento digital de imágenes. El PSNR está definido como $PSNR = 20 \log_{10}(MAX_{\mathbf{F}}/MSE)$, donde \mathbf{F}

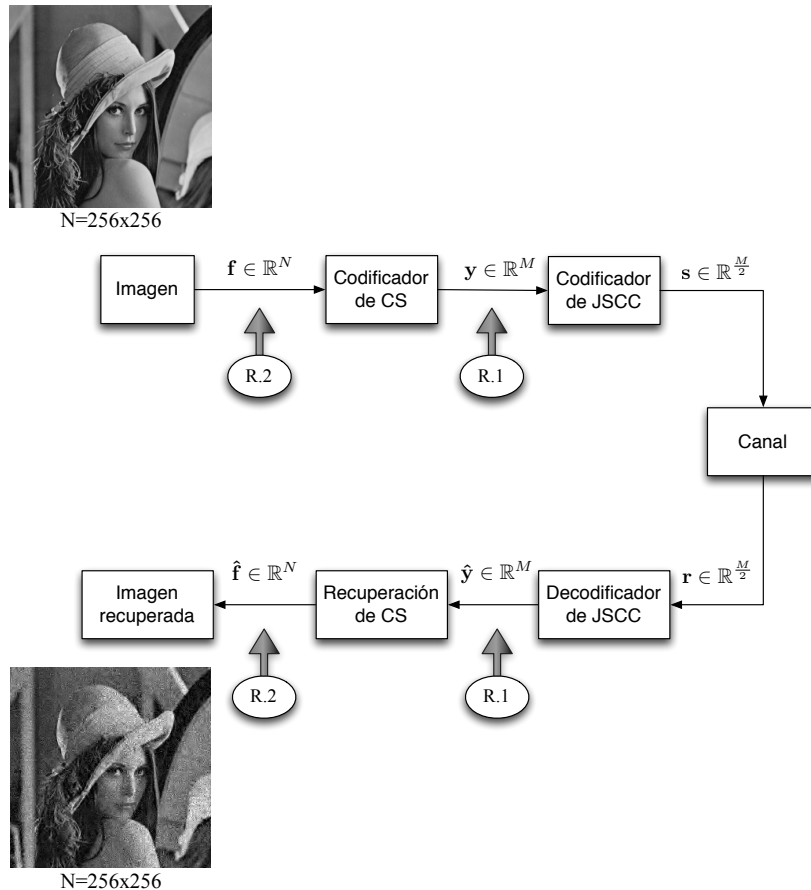


Figura 3.3: Modelo del sistema. En la parte superior se presenta la imagen original de Lena y la parte de codificación del sistema JSCC-CS. En la parte inferior se presenta la parte de decodificación del sistema y la imagen reconstruida de Lena cuando el SNR es de 35 dB. Los óvalos indican los puntos en donde el sistema JSCC-CS es evaluado; R.1 es el rendimiento del sistema de comunicación JSCC expresado como el SDR vs. el SNR; R.2 es el rendimiento del sistema CS expresado como el PSNR vs. el SNR.

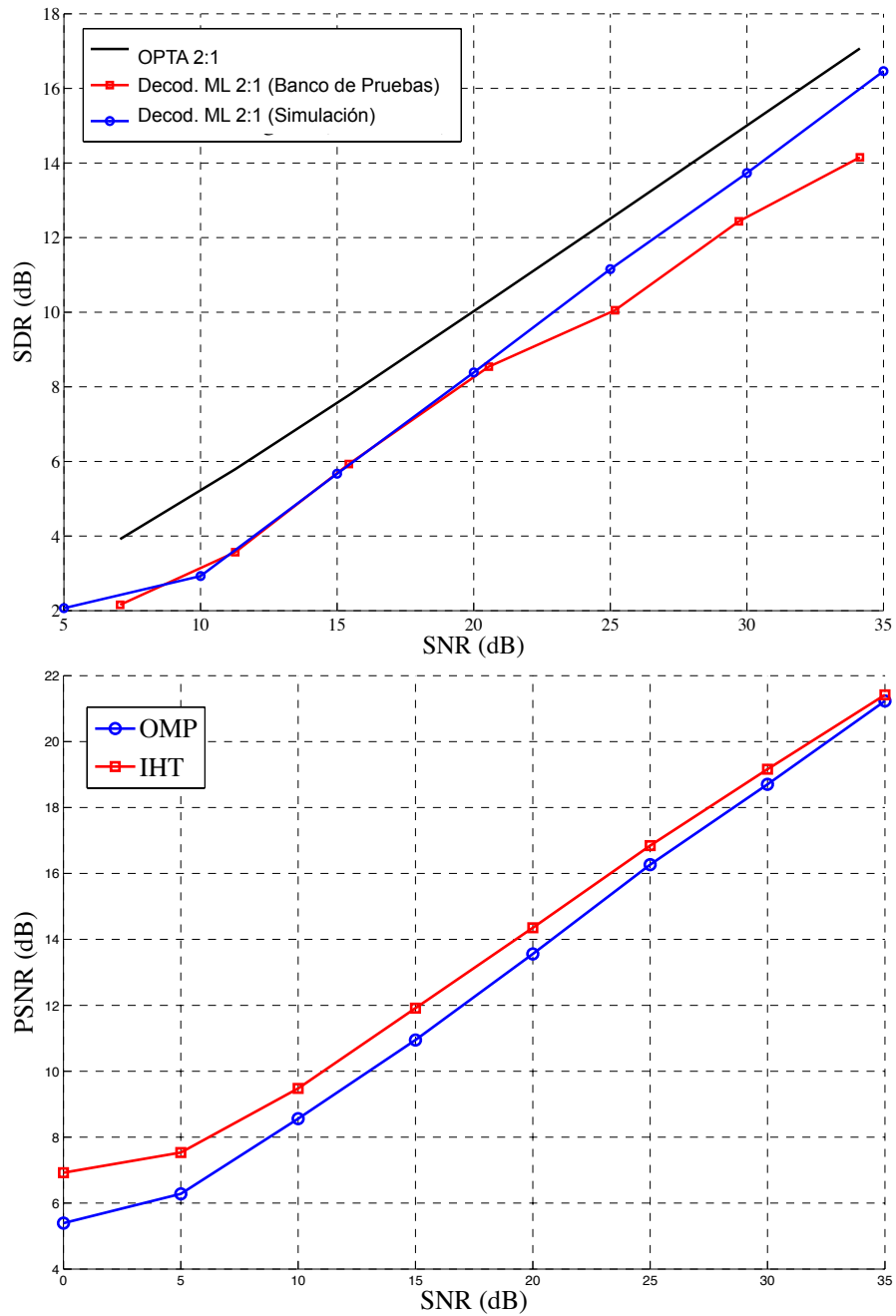


Figura 3.4: Rendimiento del sistema de banco de pruebas para la transmisión de las muestras de Compressive Sensing sobre un canal inalámbrico. (Arriba) SDR de la transmisión de las muestras CS y utilizando el sistema de mapeo 2 : 1 versus el SNR del canal. (Abajo) El PSNR de la imagen reconstruida versus el SNR del canal.

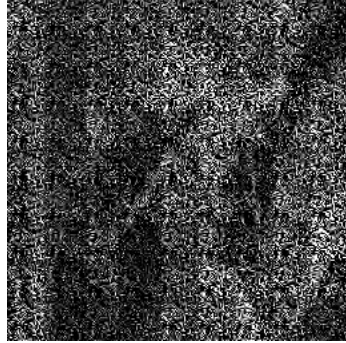
es la representación matricial de la imagen f , y el MSE es calculado como se muestra en la sección 2.1.1. Para la evaluación se mide el PSNR de la imagen reconstruida $\hat{f} \in \mathbb{R}^N$ con respecto a la imagen original $f \in \mathbb{R}^N$ (ver óvalos R.2 en la Figura 3.3). En la Figura 3.4 (Abajo) se presenta la comparación de dos algoritmos de reconstrucción para CS, los algoritmos OMP e IHT, cuando se reconstruye la imagen desde el mensaje recibido \hat{y} . Estos resultados muestran la correlación entre la mejora de la calidad del canal (SNR) y la medida PSNR de la imagen reconstruida. Como se esperaba a medida que el SNR aumenta, el rendimiento del sistema de comunicación JSCC aumenta (esto genera que el mensaje reconstruido \hat{y} sea una mejor aproximación de la secuencia y), y por ende el bloque de recuperación de CS reconstruye una mejor aproximación \hat{f} de la imagen f .

Por otro lado, la Figuras 3.5 y 3.6 muestran la imagen reconstruída de Lena (cuando la calidad del canal está entre el rango de 5 dB y 35 dB) utilizando el algoritmo IHT y el algoritmo OMP, respectivamente. Note que la reconstrucción obtenida con los algoritmos (IHT y OMP) presentan resultados equivalentes en la calidad de la imagen reconstruida, como se esperaba de los resultados mostrados en la Figura 3.4. Finalmente, la Figura 3.7 muestra el resultado de la reconstrucción de la imagen Lena para una calidad del canal de 35dB, cuando la calidad de la reconstrucción de la imagen es mejor debido a que la calidad del canal es mayor.

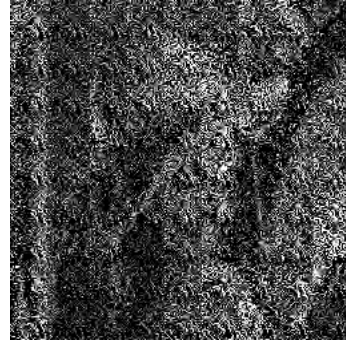


Figura 3.5: Imagen de Lena reconstruida con las muestras CS recibidas después de la transmisión inalámbrica. Resultados de reconstrucción utilizando el algoritmo IHT.

SNR 0 dB; PSNR 5.39 dB



SNR 5 dB; PSNR 6.28 dB



SNR 10 dB; PSNR 8.56 dB



SNR 15 dB; PSNR 10.94 dB



SNR 20 dB; PSNR 13.55 dB



SNR 25 dB; PSNR 16.26 dB



SNR 30 dB; PSNR 18.7 dB



SNR 35 dB; PSNR 21.23 dB



Figura 3.6: Imagen de Lena reconstruida con las muestras CS recibidas después de la transmisión inalámbrica. Resultados de reconstrucción utilizando el algoritmo OMP.

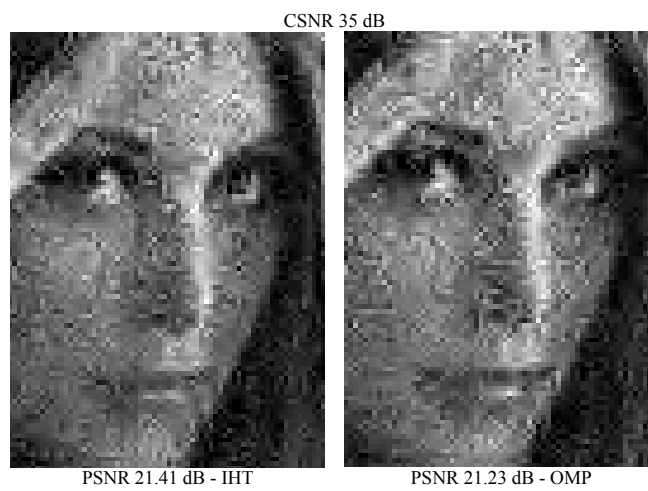


Figura 3.7: Imagen de Lena reconstruida con las muestras CS recibidas después de la transmisión inalámbrica. Comparación entre la reconstrucción para el algoritmo IHT y OMP cuando el SNR es 35dB.

Capítulo 4

Conclusiones

- Se ha desarrollado un sistema flexible de banco de pruebas que toma ventaja de los conceptos presentados en la teoría de comunicaciones como la base para su diseño e implementación.
- Se diseñó e implementó una arquitectura distribuida de software para proporcionar un fácil acceso al usuario a un banco de pruebas de radio definido por software. La arquitectura encapsula los detalles y complejidades que se presentan en una implementación de banco de pruebas, para que los investigadores puedan centrarse en la validación de la teoría sin afrontar directamente los retos de un sistema de comunicación real.
- Con la arquitectura propuesta, los investigadores pueden individualmente explorar nuevos algoritmos para la codificación de fuente/canal, modulación/demodulación, sincronización o corrección de errores sin la necesidad de desarrollar completamente una nueva plataforma.
- Algunos de los principales problemas que disminuyen el rendimiento del sistema se describieron junto con algoritmos para mitigar estas deficiencias. Aunque los algoritmos presentados resuelven en algún grado las deficiencias, es posible introducir algoritmos más sofisticados, más rápidos y robustos utilizando la arquitectura propuesta. Además, este trabajo presentó un esquema de sincronización que simplifica la implementación de un banco de pruebas. Este esquema logra que las condiciones de la transmisión sean lo más similares a las encontradas cuando se realizan

simulaciones.

- En la literatura se han propuesto sistemas de transmisión de imágenes que combinan la técnica de Compressive Sensing y sistemas de codificación conjunta de fuente y canal utilizando los mapeos de Shannon-Kotel'nikov, denominados JSCC-CS. Sin embargo, una evaluación experimental del rendimiento del sistema JSCC-CS en aplicaciones prácticas no ha sido explorada. En este trabajo, se utilizó un banco de pruebas inalámbrico para llevar a cabo mediciones de rendimiento del sistema JSCC-CS en un escenario realista.
- La factibilidad del sistema JSCC-CS en ambientes reales es claramente demostrado por los resultados obtenidos con el banco de pruebas y el rendimiento medido con los experimentos realizados. Los resultados del sistema JSCC-CS demuestran que el rendimiento reportado por el banco de pruebas igualan aquellas originalmente reportadas por las simulaciones del canal AWGN inalámbrico para los valores de SNR por debajo de 35 dB. Cuando el SNR del canal es mayor que 35 dB, la curva de rendimiento presenta efectos de saturación, posiblemente debido a la limitación en la resolución de bits de los convertidores ADC/DAC y a las no linealidades en los componentes del hardware de radio definido por software. Además, estos resultados muestran la correlación entre la mejora de la calidad del canal (SNR) y la medida PSNR de la imagen reconstruida. Como se esperaba a medida que el SNR aumenta, el rendimiento del sistema de comunicación JSCC aumenta (esto genera que el mensaje reconstruido \hat{y} sea una mejor aproximación de la secuencia y), y por ende el bloque de recuperación de CS reconstruye una mejor aproximación \hat{f} de la imagen f .
- La implementación del sistema JSCC-CS sobre el banco de pruebas comprueba que los mapeos de Shannon-Kotel'nikov poseen una excelente robustez contra el ruido, y además poseen una menor complejidad en los requerimientos de implementación que aquellos sistemas digitales con un rendimiento comparable.

4.1. Contribuciones

- Sergio Pino y Henry Arguello. Design and Implementation of a Wireless Software-Defined Radio Testbed. Revista de la Facultad de Minas de la Universidad Nacional de Colombia. Sede Medellin, 2013.
- Sergio Pino y Henry Arguello. A Joint Source-Channel Coding Wireless Testbed System for the Transmission of Compressive Sensing Images. *En preparación para presentación a la Revista de Ingenierías de la Universidad de Antioquia.* 2013.

Referencias

- [1] F. Hekland. *On the design and analysis of Shannon-Kotel'nikov mappings for joint source-channel coding*. PhD thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2007.
- [2] C.E. Shannon. A mathematical theory of communication. *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review*, 5(1), 2001.
- [3] Fresnedo O. Vazquez-Araujo F. J. Gonzalez-Lopez M. Castedo L. Garcia-Naya, J. A. and J. Garcia-Frias. Experimental evaluation of analog joint source-channel coding in indoor environments. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Kyoto, Japan, 2011. IEEE.
- [4] Michael Gastpar, Bixio Rimoldi, and Martin Vetterli. To code, or not to code: lossy source-channel communication revisited. *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(5):1147–1158, 2003.
- [5] Fredrik Hekland, Pai Anders Floor, and Tor A Ramstad. Shannon-kotel'nikov mappings in joint source-channel coding, 2009.
- [6] Y Hu, J Garcia-Frias, and M Lamarca. Analog joint source channel coding using space-filling curves and mmse decoding, 2009.
- [7] Chung S-Y. *On the construction of some capacity-approach coding schemes*. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology (MIT), Cambridge, MA, 2000.
- [8] T. A. Ramstad. Shannon mappings for robust communication. Technical Report 1, Teletronikk, 2002.

-
- [9] Emmanuel Candès. Compressive sampling. *Proceedings of the International Congress of Mathematicians*, 3:1433–1452, 2006.
- [10] Thomas Blumensath and Mike E. Davies. Gradient pursuits. *Transactions on Signal Processing*, 56(6):2370 – 2382, 2006.
- [11] I. Iglesias, B. Lu, J. Garcia-Frias, and G. R. Arce. Non-linear mappings for transmission of compressed sensing images. In *2010 48th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, pages 726–732. IEEE, 2010.
- [12] Bin Liu, Wei Qiao, Zixiang Xiong, G.R. Arce, and J. Garcia-Frias. Block-based compressed sampling with non-linear coding for image transmission. In *Multimedia Signal Processing (MMSP), 2012 IEEE 14th International Workshop on*, pages 59–64, 2012.
- [13] I. Iglesias, Aijun Song, J. Garcia-Frias, M. Badiey, and G.R. Arce. Image transmission over the underwater acoustic channel via compressive sensing. In *Information Sciences and Systems (CISS), 2011 45th Annual Conference on*, pages 1–6, 2011.
- [14] D Lingaiah. Software radio: Rf engineering’s new era. *IEEE Software*, 20(4):84–86, 95, 2003.
- [15] Perez-Iglesias H. J. Fernandez-Carames T. M. Gonzalez-Lopez M. Garcia-Naya, J. A. and L. Castedo. A distributed multilayer architecture enabling end-user access to mimo testbeds. In *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pages 1–5, 2008.
- [16] Wiejun Z.-Lang S. Oberli C.-Browne D. Bhatia J.-Frigon J. F. Wang J. Gupta P. Heechoon L. Liu D. N. Wong S. G. Fitz M. Daneshrad B. Rao, R. M. and O. Takeshita. Multi-antenna testbeds for research and education in wireless communications. *IEEE Communications Magazine*, 42(12):72–81, 2004.

-
- [17] J. Mitola. The software radio architecture. *IEEE Communications Magazine*, 33(5):26–38, 1995.
- [18] J. Reed. *Software radio: a modern approach to radio engineering*. Prentice Hall Press, Upper Saddle River, 2002.
- [19] *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2000.
- [20] Sekkat O. Schmid, T. and M. B. Srivastava. An experimental study of network performance impact of increased latency in software defined radios. In *second ACM international workshop on Wireless network test-beds, experimental evaluation and characterization (WinTECH)*, page 59, Montréal, Canada, September 2007.
- [21] Huang L. Li-G. Cao H. Wang-W. Zheng, K. and M. Dohler. Beyond 3g evolution. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 3(2):30–36, 2008.
- [22] GNU RADIO. Open-source software development toolkit that provides signal processing blocks to implement software radios. <http://gnuradio.org>, June 2012.
- [23] R. Blahut. Computation of channel capacity and rate-distortion functions. *IEEE Transactions on Information Theory*, 18(4):460–473, 1972.
- [24] C. R. Johnson and W.A Sethares. *Telecommunication breakdown: concepts of communication transmitted via software-defined radio*. Prentice Hall Press, Upper Saddle River, 2004.
- [25] Y. Linn. *Synchronization, phase detection, lock detection, and SNR estimation in coherent M-PSK receivers*. PhD thesis, University of British Columbia, 2007.
- [26] T. Cassaro and C. N. Georghiades. Frame synchronization for coded systems over awgn channels. *IEEE Transactions on Communications*, 52(1):166, 2004.

-
- [27] Fitz M. P. Gansman, J. A. and J. V. Krogmeier. Optimum and suboptimum frame synchronization for pilot-symbol-assisted modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 45(10):1327–1337, 1997.
- [28] J. Massey. Optimum frame synchronization. *IEEE Transactions on Communications*, 20(2):115–119, 1972.
- [29] *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, 2006.
- [30] Rao M. R. Lang, S. and B. Daneshrad. Design and development of a 5.25 ghz software defined wireless ofdm communication platform. *IEEE Communications Magazine*, 42(6), 2004.
- [31] S. Kay. A fast and accurate single frequency estimator. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 37(12):1987–1990, 1989.
- [32] M. P. Fitz. Further results in the fast estimation of a single frequency. *IEEE Transactions on Communications*, 42(234):862–864, 1994.
- [33] M. Luise and R. Reggiannini. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions. *IEEE Transactions on Communications*, 43(234):1169–1178, 1995.
- [34] Sergio A. Pino Gallardo and Henry Arguello Fuentes. A joint source-channel coding wireless testbed system for the transmission of compressive sensing images. *Revista Facultad de Ingeniería de la Universidad de Antioquia*, 2013. En Preparación para Envío.
- [35] Sergio A. Pino Gallardo and Henry Arguello Fuentes. Design and implementation of a wireless software-defined radio testbed. *Revista de la Facultad de Minas de la Universidad Nacional de Colombia. Sede Medellín*, 2013.
- [36] V A Kotelnikov. The theory of optimum noise immunity. *New York: McGraw-Hill Book Company*, 1959.

-
- [37] Fredrik Hekland. A review of joint source-channel coding. Technical report, Norwegian University of Science and Technology, 2004.
- [38] Sergio Pino and Henry Arguello. Teoría matemática de las comunicaciones. http://www.eecis.udel.edu/~pinogal/publications/tech_rep/PinoArguelloTMC.pdf, 2011. Technical Report.
- [39] Seyed Bahram Zahir Azami, Olivier Rioul, and Pierre Duhamel. Performance bounds for joint source-channel coding of uniform memoryless sources using a binary decomposition. In *Proceedings of European Workshop on Emerging Techniques for Communication Terminals*, pages 259–263, 1997.
- [40] Sergio Pino and Henry Arguello. Rendimiento óptimo teóricamente alcanzable (opta). http://www.eecis.udel.edu/~pinogal/publications/tech_rep/PinoArguelloOPTA.pdf, 2011. Technical Report.
- [41] M. Thomas M. Cover. and Joy A. Thomas. *Elements of Information Theory*, volume 1. Wiley-Interscience, 1991.
- [42] Sergio Pino and Henry Arguello. Optimización en paralelo de parámetros para el sistema de shannon-kotel'nikov (2:1). http://www.eecis.udel.edu/~pinogal/publications/tech_rep/PinoArguelloOpenCL.pdf, 2012. Technical Report.
- [43] Irene Manotas y Henry Arguello. Overlapped block-based compressive sensing imaging on mobile handset devices. *Revista Facultad de Ingeniería de la Universidad de Antioquia*, Mayo 2013. En revisión.
- [44] Sergio Pino. Repositorio código fuente para el banco de pruebas para radio definido por software. https://github.com/spino327/sdr_testbed, 2013.