

T-UES
1504
A385A
2000
EJ. 2

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA



**“Simulación de un Sistema de Modulación/Demodulación
COFDM para Televisión Digital”**

TRABAJO DE GRADUACION PRESENTADO POR:

EDWIN ALFARO RAMIREZ
RAUL BOJORQUEZ ALVARADO

PARA OPTAR AL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

15101091

CIUDAD UNIVERSITARIA, JUNIO DEL 2000.



4821

Recibido el 29 de junio / 2000



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

AUTORIDADES UNIVERSITARIAS

RECTORA:

DRA. MARIA ISABEL RODRIGUEZ

SECRETARIA GENERAL:

LICDA. LIDIA MARGARITA MUÑOZ VELA

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO:

ING. ALVARO ANTONIO AGUILAR ORANTES

SECRETARIO:

ING. SAUL ALFONSO GRANADOS

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR:

ING. RICARDO ALFREDO COLORADO EMESTICA

SECRETARIO:

ING. CARLOS EUGENIO MARTINEZ CRUZ

**UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA**

TRABAJO DE GRADUACION PREVIO A LA OPCION DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

**“Simulación de un Sistema de Modulación/Demodulación
COFDM para Televisión Digital”**

PRESENTADO POR:

**BR. EDWIN ALFARO RAMIREZ
BR. RAUL BOJORQUEZ ALVARADO**

COORDINADOR:

ING. WERNER MELENDEZ

ASESOR:

ING. CARLOS EUGENIO MARTINEZ CRUZ



CIUDAD UNIVERSITARIA, JUNIO DEL 2000.

TRABAJO DE GRADUACION APROBADO POR:

COORDINADOR:



ING. WERNER MELENDEZ

ASESOR:



ING. CARLOS EUGENIO MARTINEZ CRUZ



ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

EN ESTA FECHA, 14 DE JUNIO DE 2000, EN EL LOCAL DE LA SALA DE LECTURA DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, A LAS DIECISIETE HORAS EN PRESENCIA DE LAS SIGUIENTES AUTORIDADES DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA DE LA UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR:

- 1- ING. RICARDO ALFREDO COLORADO EMÉSTICA
DIRECTOR
- 2- ING. CARLOS EUGENIO MARTÍNEZ CRUZ
SECRETARIO



FIRMA

[Handwritten signature]
[Handwritten signature]

CON EL HONORABLE JURADO DE EVALUACIÓN INTEGRADO POR LAS PERSONAS SIGUIENTES:

- 1- ING. LUIS ERNESTO ESCOBAR BRIZUELA
- 2- ING. LUIS ROBERTO CHÉVEZ PAZ
- 3- ING. WERNER DAVID MELÉNDEZ VALLE

FIRMA

[Handwritten signature]
[Handwritten signature]
[Handwritten signature]

SE EFECTUÓ LA DEFENSA FINAL REGLAMENTARIA DEL TRABAJO DE GRADUACIÓN:

"SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE MODULACIÓN/DEMULACIÓN COFDM PARA TELEVISIÓN DIGITAL"

A CARGO DE LOS BACHILLERES:

ALFARO RAMIREZ, EDWIN
BOJORQUEZ ALVARADO, RAUL

HABIENDO OBTENIDO EL PRESENTE TRABAJO UNA NOTA FINAL, GLOBAL DE

9.0

(NUEVE PUNTO CERO)

DEDICATORIA

Este Trabajo de Graduación lo dedico a todos aquellos seres queridos que estuvieron apoyándome incondicionalmente y que me brindaron su comprensión en mi esfuerzo por coronar mi carrera.

A DIOS TODOPODEROSO: Por haberme permitido llegar hasta aquí, por que me dio vida y fuerzas suficientes para culminar mi carrera. El es mi luz y mi guía.

A MIS PADRES: Dora Alicia de Alfaro y Alfredo Alfaro. Por brindarme su ayuda en todo momento, por su sacrificio y esfuerzo para formarme como profesional.

A MIS HERMANOS: Marvin y Danilo. Porque su compañía fue imprescindible.

A TODOS MIS AMIGOS Y COMPAÑEROS Que me expresaron palabras de estímulo en momentos de flaqueza.

Edwin Alfaro Ramírez.

DEDICATORIA

Trabajo dedicado:

Dios todopoderoso, por haberme guiado hasta este momento.

A mis padres Santos Alvarado y Raúl Bojórquez por el apoyo incondicional, los buenos consejos a lo largo de todos estos años.

A mis hermanas Mary Luz, Elsy y Lupe por el apoyo y comprensión en momentos difíciles.

A todos mis amigos por sus muestras de afecto y apoyo.

Raúl Bojórquez Alvarado.

PREFACIO

La revolución tecnológica, en la cual estamos inmersos, requiere de nosotros un gran esfuerzo para actualizarnos constantemente. En este sentido, uno de los aparatos más utilizados como lo es la televisión ha ido evolucionado grandemente, en el primer mundo, a una televisión digital. Actualmente se presentan ambos tipos de servicios pero en un futuro el último desplazará al primero.

En nuestro país ya se ha empezado a introducir algunos de los servicios de la televisión digital y es importante conocer esa nueva tecnología. Con ayuda del estándar 300 744 establecido por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) se presentan las características, ventajas y desventajas del sistema.

En este trabajo se pretende hacer una simulación de un sistema de comunicación digital, basándose en la etapa de modulación. Apoyándose en el entorno de simulación Ptolemy de la Universidad de Berkeley, paquete de libre distribución y de fácil instalación en máquinas con sistemas operativos UNIX/LINUX.

RESUMEN

El primer capítulo se presenta una breve descripción al paquete de simulación Ptolemy, en el cual se explica su descripción, estructura y funcionamiento. El paquete requiere el sistema operativo Linux para su ejecución, por ello es indispensable conocer un poco el sistema. El documento se ha elaborado de forma tal que se estudie una aplicación al sistema. Corre por propia cuenta conocer el ambiente de trabajo Linux. En este capítulo se detallan los conceptos más importantes, para que los interesados comprendan mejor el léxico empleado. La base del simulador es el paquete de programación C++ , con la cual se pueden crear nuevas herramientas que ayudan a la implementación de los sistemas.

El segundo capítulo su contenido se enfoca en un nuevo sistema de modulación / demodulación digital denominado OFDM se especifica la parte matemática, los conceptos básicos, las ventajas que tiene sobre otros sistemas y algunas de las aplicaciones actuales concernientes al sistema de modulación en la etapa de transmisión de información. Se explica como es necesario en un medio real la implementación de varios bloques para corregir errores en un sistema de transmisión

El tercer capítulo se refiere a una de las aplicaciones de la modulación digital OFDM, la cual es la televisión digital específicamente del estándar de video terrestre DVB-T y los diferentes elementos que lo conforman. Se da a conocer los diversos tipos de estándares de televisión implementados en varios lugares del mundo. Entre los parámetros de televisión que se destacan es la compresión de información con ayuda de la compresión MPEG-2 y el esquema de modulación en banda base.

En el cuarto capítulo se observan los resultados obtenidos al desarrollar la simulación de un sistema básico OFDM hecha con el software Ptolemy, se comprueba porque los sistemas OFDMs son una buena elección para la transmisión de información en la televisión digital terrestre. Se esquematiza la comparación de gráficos de la tasa de error de bits contra la relación señal ruido, tomando diferentes distribuciones probabilísticas (Gaussiano, Rice y Rayleigh) para un canal de comunicaciones.

INDICE

TEMA	PAG
CAPITULO I	
HERRAMIENTA DE SIMULACION PTOLEMY	
1.1 Introducción.....	1
1.2 Descripción del simulador.....	1
1.3 Núcleo de Ptolemy.....	2
1.4 Dominios de trabajo.....	3
1.4.1 Flujo de datos síncronos (SDF).....	4
1.4.2 Funciones de alto orden (HOF).....	4
1.4.3 Flujo de datos dinámicos (DDF).....	5
1.4.4 Flujo de datos boléanos (BDF).....	6
1.4.5 Proceso de red (PN).....	7
1.4.6 Reactivo síncrono (SR).....	7
1.4.7 Máquina estatal finita (FSM).....	8
1.4.8 Evento discreto (DE).....	8
1.4.9 Flujo de datos síncronos multidimensional (MDSDF).....	9
1.4.10 Generación de código (CG).....	9
1.4.11 Generación de código en C (CGC).....	10
1.4.12 Generación de código para Motorola DSP56000 (CG56).....	10

1.5 Jerarquía de bloques.....	11
1.6 Instalación de Ptolemy.....	12
1.6.1 Obteniendo Ptolemy.....	12
1.6.2 Instalación mínima.....	12
1.6.3 Instalación de manuales.....	14
1.7 Conclusiones.....	15

CAPITULO II

SISTEMA DE MODULACION COFDM

2.1 Generalidades.....	16
2.2 Reseña histórica.....	17
2.3 La señal OFDM.....	18
2.3.1 Tiempo continuo.....	18
2.3.2 Tiempo discreto.....	21
2.4 Principio de ortogonalidad.....	24
2.5 Comparación de la señal OFDM vrs. FDM.....	26
2.6 Intervalo de guarda.....	28
2.7 Sistema básico OFDM.....	30
2.8 Transmisor COFDM.....	32
2.8.1 Aleatorizador de energía.....	33
2.8.2 Código Reed-Solomon.....	33
2.8.3 Barajador externo.....	34
2.8.4 Código convolucional.....	36

2.8.5	Barajador interno.....	37
2.8.6	Modulador.....	39
2.8.7	Adaptador de trama.....	40
2.8.8	IFFT.....	40
2.8.9	Intervalo de guarda.....	41
2.9	Receptor COFDM.....	41
2.9.1	Intervalo de guarda.....	42
2.9.2	FFT.....	42
2.9.3	Igualador.....	43
2.9.4	Demultiplexor de trama.....	45
2.9.5	Decodificador de información del sistema.....	46
2.9.6	Desbarajador de símbolos.....	47
2.9.7	Decodificador de canal.....	48
2.9.8	Desbarajador externo.....	49
2.9.9	Decodificador Reed-Solomon.....	51
2.9.10	Desaleatorizador de energía.....	51
2.10	Propiedades de OFDM.....	52
2.10.1	Ventajas.....	52
2.10.2	Desventaja.....	53
2.11	Aplicaciones.....	53
2.12	Conclusiones.....	54

CAPITULO III

ESTANDAR DE TELEVISIÓN DIGITAL. DVB-T

3.1	Introducción.....	55
3.2	La televisión digital.....	55
3.2.1	Más canales y mejores imágenes.....	56
3.2.2	El espectador se vuelve usuario.....	56
3.2.3	La televisión en movimiento.....	57
3.2.4	El futuro ya ha empezado.....	57
3.2.5	DVB es el futuro de la televisión.....	57
3.3	El proyecto DVB.....	58
3.4	Historia de la televisión digital.....	59
3.5	Estándares de televisión digital a nivel mundial.....	61
3.6	Estándares internacionales para cada aspecto de radiodifusión digital.....	62
3.7	Sistema de transmisión digital terrestre (DVB-T).....	63
3.8	Modos de transmisión.....	65
3.9	Compresión de información.....	67
3.10	Conclusiones.....	69

CAPITULO IV

RESULTADOS DE LA SIMULACION

4.1	Introducción.....	70
4.2	El simulador de BerbeX.....	70
4.2.1	Esquema.....	71

4.2.2	Resultados.....	72
4.3	Descripción de las estrellas en BerbeX.....	74
4.3.1	Codificador convolucional.....	74
4.3.2	Entrelazador de bits (QPSK).....	75
4.3.3	Entrelazador de bits (64QAM).....	75
4.3.4	Entrelazador de símbolos (QPSK).....	76
4.3.5	Entrelazador de símbolos (64QAM).....	76
4.3.6	Mapeado de símbolos (QPSK).....	77
4.3.7	Mapeado de símbolos (64QAM).....	77
4.3.8	Estructura OFDM (transmisor).....	78
4.3.9	Ajuste espectral (transmisor).....	78
4.3.10	Adición del intervalo de guarda.....	79
4.3.11	Removiendo el intervalo de guarda.....	79
4.3.12	Ajuste espectral (receptor).....	80
4.3.13	Estructura OFDM (receptor).....	80
4.3.14	Separador de símbolos.....	81
4.3.15	Calculador métrico y separador de bits (QPSK).....	81
4.3.16	Calculador métrico y separador de bits (64QAM).....	82
4.3.17	Decodificador Viterbi (código convolucional).....	82
4.3.18	Cálculo de la tasa de error de bits (BER).....	83
4.4	El simulador básico.....	83
4.5	Descripción de las estrellas del simulador básico.....	86
4.5.1	Leer un archivo.....	86

4.5.2	Convertir de bits a entero.....	87
4.5.3	Tabla compleja.....	87
4.5.4	Transformada de Fourier compleja.....	88
4.5.5	Conversión de complejo a rectangular.....	88
4.5.6	Cuantificador.....	89
4.5.7	Convertidor de rectangular a complejo.....	89
4.5.8	Ploteo X-Y.....	90
4.5.9	Equivalente de canal.....	90
4.5.10	Decodificador de 16 QAM.....	91
4.5.11	Integrador.....	91
4.5.12	Mostrar valores.....	92
4.5.13	Botones.....	92
4.6	Conclusiones.....	93
BIBLIOGRAFIA.....		94
REFERENCIAS DE INTERNET.....		95

ANEXO A: ALGORITMO DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER

ANEXO B: PROCESADO DE SEÑALES

ANEXO C: DESVANECIMIENTOS

ANEXO D: CANALES DE COMUNICACION

LISTA DE GRAFICOS

GRAFICO	PAG
1.1 Estilos de ejecución para el simulador Ptolemy.....	2
1.2 Dominios disponibles en Ptolemy.....	3
1.3 Jerarquía de bloques en Ptolemy.....	11
2.1 Modulador OFDM.....	19
2.2 Demodulador OFDM.....	20
2.3 Sistema OFDM en tiempo discreto.....	22
2.4 Modulación OFDM usando FFTs.....	23
2.5 OFDM y el principio de ortogonalidad.....	25
2.6 Densidad espectral OFDM vrs. FDM.....	27
2.7 Interferencia entre tramas en el sistema OFDM.....	29
2.8 Sistema básico de comunicación OFDM.....	31
2.9 Modulación COFDM.....	32
2.10 Aleatorizador de energía.....	33
2.11 Barajador externo.....	34
2.12 Código convolucional.....	37
2.13 Barajador interno.....	38
2.14 Sistema receptor COFDM.....	42
2.15 Algoritmo para el bloque de FFT.....	43
2.16 Demultiplexor de trama.....	45

2.17	Decodificador de información del sistema.....	46
2.18	Desbarajador de símbolos.....	48
2.19	Desbarajador externo.....	50
3.1	Adopción mundial de los estándares de televisión digital.....	62
3.2	Anchos de banda para modos 2K y 8K.....	66
4.1	Diagrama Ptolemy del simulador BerbeX.....	72
4.2	Resultados de la simulación 1 de BerbeX.....	73
4.3	Resultados de la simulación 2 de BerbeX.....	73
4.4	Resultados de la simulación 3 de BerbeX.....	74
4.5	Diagrama de simulación para el modulador OFDM.....	84
4.6	Simulación de un canal de ruido.....	84
4.7	Ejemplo de simulación del modulador OFDM.....	85
4.8	Resultado de la simulación del canal.....	86

CAPITULO I

HERRAMIENTA DE SIMULACION PTOLEMY

1.1 Introducción

Lo que se pretende en este capítulo es dar a conocer el paquete de simulación Ptolemy, su descripción, el núcleo del programa, los diferentes dominios de trabajo, la jerarquía de bloques empleada en su estructura y los pasos de instalación apropiados para ejecutarlo dentro de un sistema operativo Linux Red Hat versión 5.2

1.2 Descripción del simulador

El núcleo del paquete Ptolemy es una infraestructura de software compactado sobre la cual se especializan ambientes de diseño (llamados dominios) que pueden ser construidos. La infraestructura de software, esta hecha por una familia de definición de clases de C++. Los dominios son definidos para crear nuevas clases de C++ derivadas de la clases básicas en el núcleo. [5]

Los dominios pueden operar en dos modos:

- Simulación: Una lista invoca segmentos de código en un orden apropiado al modelo de computación.
- Generación de código: Segmentos de código en un lenguaje arbitrario, son agregados a producir uno o más programas que implemente una función específica.

El uso de una tecnología software orientada a objeto, permite que un dominio interactúe con otro sin reconocimiento de las características de otros dominios. Así usando una variedad de dominios, los diseñadores puede modelar cada subsistema de algo complejo. Estos subsistemas pueden ser anidados a formar un árbol de subsistemas.

Los objetivos ambiciosos del proyecto Ptolemy incluye aspectos en el diseño de procesamiento de señales y sistemas de comunicaciones, rangos de diseño y simulación de algoritmos al sintetizar hardware y software, algoritmos paralelos y sistemas prototipo en tiempo real.

El software es un sistema de nivel diseñado por estructura de trabajo que permite mezclar modelos de computación. En el diseño de procesamiento de señales digitales y sistemas de comunicación, frecuentemente el mejor aprovechamiento en herramientas de diseño están los dominios específicos. Ptolemy permite la interacción de varios modelos de computación usando objetos orientados principales de polimorfismo e información oculta.

1.3 Núcleo de Ptolemy

La organización del núcleo en el sistema Ptolemy se muestra en la figura 1.1:

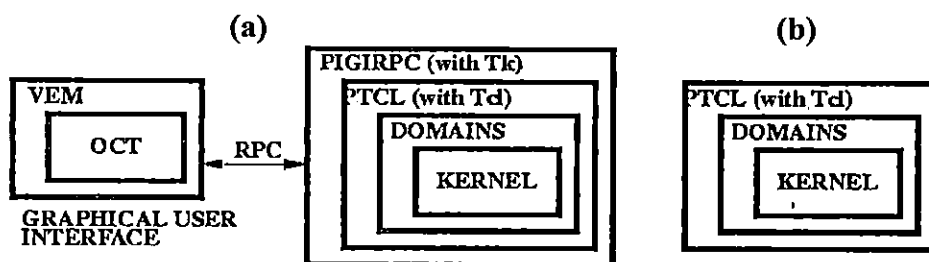


Figura 1.1 Estilos de ejecución para el simulador Ptolemy

(a) Interface gráfica (b) Interface textual.

El uso típico del paquete envuelve dos procesos de inicio, como se observa en la figura 1.1 (a), al ejecutar la interfaz gráfica de Ptolemy (pigi). El primer proceso contiene a la interface usuario VEM y al diseñador de la base de datos OCT, y el otro proceso contiene el corazón de Ptolemy. Una alternativa para iniciar Ptolemy sin usar la interfaz gráfica, es con el proceso que se muestra en la figura 1.1 (b). En este caso se usa el interprete textual en lenguaje de herramientas de comandos (tcl) llamado tcl para Ptolemy (ptcl).

1.4 Dominios de trabajo

Los programas ejecutables PIGIRPC o PTCL pueden ser configurados a incluir algunos dominios disponibles dentro de los cuales tenemos: SDF Flujo de datos síncronos, BDF Flujo de datos boléanos, DDF Flujo de datos dinámicos, PN Procesos de redes, eventos discretos, reactivo síncrono, estado finito y los dominios de código de generación. Todos ellos se presentan en la figura 1.2

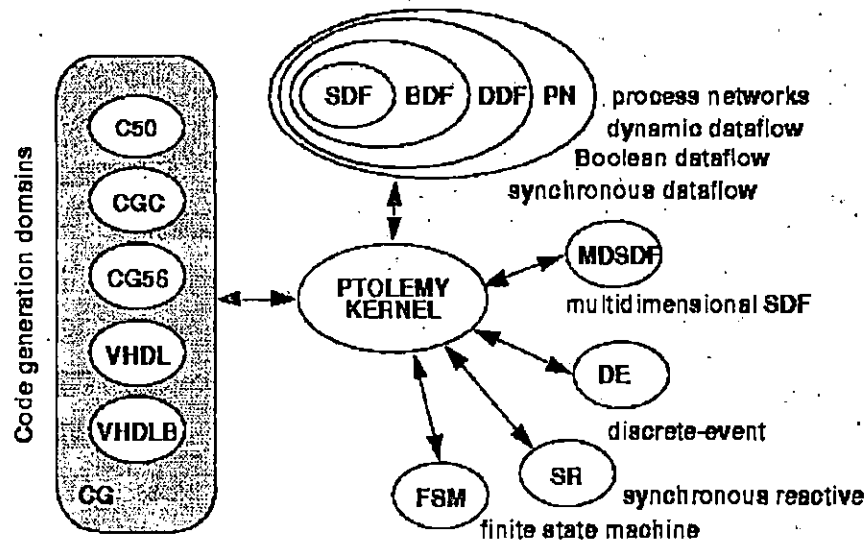


Figura 1.2 Dominios disponibles en Ptolemy

1.4.1 Flujo de datos síncronos (SDF)

El dominio SDF de Ptolemy es el más antiguo y más desarrollado. El SDF es un caso especial de modelo de flujo de datos en computación. La especialización del modelo de computación es a aquellos gráficos de flujos de datos donde el flujo de mando es completamente predecible a compilación de tiempo.

El dominio SDF es adecuado para filtrado digital adaptativo, en el dominio de tiempo y de frecuencia. Esto naturalmente soporta múltiples aplicaciones, y su librería incluye filtros FIR de polifase real y compleja. Aplicaciones con ejemplos en la librería de demos incluye código de lenguaje, síntesis de bancos de filtros, módems, simulación de canales, predicción lineal, diseño de filtros estimaciones espectrales, procesamiento de imágenes codificado de video. El dominio SDF ha sido usado por varios años en la Universidad de Berkeley para instrucciones en el procesamiento de señales por estudiantes y docentes.

1.4.2 Funciones de alto orden (HOF)

Una función es de alto orden si toma una función como argumento y/o retorna una nueva función. El dominio HOF solo contiene estrellas donde un parámetro puede ser una función y estar siendo usadas en otros dominios dentro de Ptolemy.

Para preservar esta generalidad no todas las funciones de alto orden pueden ser implementadas en este dominio. como consecuencia, algunos dominios individuales pueden también definir funciones de alto orden. De hecho, cualquier función de alto orden con ambiente de dominio específico puede ser implementada. El dominio HOF es incluido como un subdominio por todos

los otros dominios. En las versiones posteriores a Ptolemy 0.7, el dominio HOF puede ser usado en ambos interpretes Tcl de Ptolemy el gráfico y el no gráfico. Una característica común compartida en este dominio es que ellos llevan a cabo operaciones en el método de preinicialización. Además sus operaciones básicas están siempre desconectadas de ellas mismas. Muchas de las estrellas HOF remplazaran ellas mismas con una o más instancias de otra estrella o galaxia llamada el bloque sustituto. Los bloques sustitutos generalmente van dentro del gráfico en la misma posición originalmente ocupada por la estrella HOF, pero las diferentes estrellas HOF conectaran estos bloques sustitutos en diferentes formas. Algunas estrellas HOF no tienen bloque sustituto. Antes se destruyen ellos mismos, estos típicamente solo alteran la conexión en el gráfico sin adicionar cualquier nuevo bloque.

1.4.3 Flujo de datos dinámicos (DDF)

El flujo del mando predecible de SDF permite un listado eficiente, pero limita el rango de aplicaciones. En particular, el flujo de mando de datos dependientes sólo se permite dentro de confines de una estrella. El dominio DDF usa un listado dinámico (simulación de tiempo). Para las simulaciones largas, involucra muchas iteraciones, esto es más caro que un listado estático eso es posible con el dominio SDF. Pero a cambio de este costo adicional, se obtiene un modelo de computación que es tan versátil como un lenguaje de programación convencional.

Aunque el dominio de DDF es, en principio, un ambiente de la programación totalmente general, se satisface no obstante mejor a algunas aplicaciones que otras. Nosotros hemos encontrado eso en aplicaciones de procesado de señal con una cantidad limitada de mando de tiempo corrido. Ejemplos incluyen sistemas con modos múltiples de funcionamiento, como módems, señal

codificada de algoritmos y aplicaciones de proceso de señal asíncronas, tal como tiempo de recuperación y la conversión arbitraria del porcentaje de muestreo. Las demostraciones proporcionadas en el dominio muestran como realizar condicional, iteración, y recursión.

El dominio de SDF es un subdominio de DDF, lo cual significa que las estrellas SDF pueden ser usadas en un sistema DDF. Para una mayor eficacia en simulaciones largas, los dos dominios pueden mezclarse también usando la jerarquía de Ptolemy. Una galaxia dentro de un sistema DDF puede ser SDF, significa que usará un listado SDF. Recíprocamente, una galaxia dentro de un sistema SDF puede ser DDF.

1.4.4 Flujo de datos boléanos (BDF)

El flujo de datos de boléanos fue desarrollado por Joe Buck como parte de su investigación de tesis. El dominio DDF, soporta flujo de control en tiempo corrido. A diferencia DDF, intenta construir un listado de compilación de tiempo. Así logra la eficacia de SDF con la generalidad de DDF. Actualmente BDF soporta un rango más limitado de estrellas que DDF, y no soporta recursión, pero el modelo de computación es, en principio, igualmente general. Sus aplicaciones son igual que las de DDF.

El mecanismo básico usado en BDF es construir un listado anotado, por lo cual significa un listado estático donde cada encendido en el listado es anotado con una condición booleana bajo la cual ocurre. Así, cualquier sucesión de encendidos puede depender de una sucesión de valores boléanos calculados durante la ejecución.

1.4.5 Proceso de red (PN)

El dominio de proceso de red, creado por Thomas M. Parks como parte de su investigación de tesis, lleva a cabo proceso de redes Kahn, una generalización de flujo de datos donde los procesos reemplazan a actores.

El SDF, BDF y dominios de DDF son subdominios de PN lo cual significa que estas estrellas puede usarse directamente en sistemas de PN. Cuando las estrellas de estos dominios se usa en un sistema de PN, cada actor del flujo de datos se vuelve un proceso del flujo de datos. Para mayor eficacia, el flujo de datos puede mezclar dominios con PN que usa la jerarquía Ptolemy. Una galaxia dentro de un sistema de PN puede ser SDF, BDF o DDF y usa un listado apropiado para ese dominio. La galaxia en conjunto se vuelve un solo proceso en el sistema de PN.

1.4.6 Reactivo síncrono (SR)

El dominio reactivo síncrono, creado por Stephen Edwards, es un nuevo y muy experimental dominio. El dominio síncrono reactivo es un dominio de simulación de listado estático en Ptolemy diseñado para sistemas de control dominante. Permite control preciso de sobre tiempo, adopta el sincronismo del modelo de tiempo, el cual es lógicamente equivalente a asumir ese cálculo instantáneo

SR es similar a los dominios existentes en Ptolemy, pero difiere de ellos de maneras importantes. Como el dominio de flujo de datos síncronos (SDF), se lista estáticamente, pero no tiene buffer de comunicación o funcionamiento para varias tareas. SR es mejor para sistemas de control dominante que necesitan control sobre cosas que suceden relativas a otras; SDF es mejor para sistemas de datos dominantes, especialmente con funcionamiento multitarea.

1.4.7 Máquina estatal finita (FSM)

El dominio de la Máquina Estatal Finita, creado por Bilung Lee, es un nuevo y muy dominio experimental. La máquina estatal finita (FSM) ha sido uno de los modelos más populares para describir sistemas de control orientados, por ejemplo control de procesos en tiempo real. El dominio FSM usa una interface gráfica Tycho para la especificación de bloques de FSM. Actualmente FSM puede operar con los dominios SDF y DE.

1.4.8 Evento discreto (DE)

El dominio DE es un dominio relativamente maduro que usa a modelo de computación de controlador de evento. En este dominio, las partículas llevan estampas de tiempo, y representa eventos que ocurren en puntos arbitrarios en el tiempo de simulación. Los eventos son procesados en orden cronológico. Dos listados son disponible. El listado predefinido esta basado en el mecanismo “la cola del calendario” desarrollado por Randy Brown.

El listado DE mantiene un evento de cola el cual es una lista de eventos ordenados cronológicamente por estampa de tiempo. El listado selecciona el próximo evento en la lista, y determina cual estrella debe iniciar para procesar el evento. La diferencia entre la cola del calendario simple listado está en la eficacia con la que esta cola se actualiza y se accesa. El esfuerzo considerable se puso en el manejo predecible de eventos simultáneos.

El dominio DE es conveniente para el modelado de alto nivel de redes de comunicaciones, sistemas del hardware, y redes de transporte. Las demostraciones incluidas en el dominio ofrecen una variedad de sistemas, dirección del recurso compartido, protocolos de redes de

comunicación, redes paquete cambiadas, redes inalámbricas, y sistemas multimedia. La última clase de aplicaciones toma de ventaja de la habilidad que Ptolemy tiene para mezclar dominios modelando el discurso y algoritmos de codificación de video que usan el dominio SDF y un paquete de intercambio de red usando el dominio DE. Hay también usos especializados del dominio DE, como modelado de ruido y sincronizando una simulación de reloj en tiempo real.

1.4.9 Flujo de datos síncronos multidimensional (MDSDF)

El dominio de MDSDF fue desarrollado por Mike Chen y todavía es muy experimental. Este dominio es una extensión del modelo de flujo de datos síncronos a la cadena multidimensional y esta basada en el trabajo de Edward Lee. MDSDF provee la habilidad de expresar una gran variedad de listado de flujo de datos en una manera compacta gráficamente. También permite restablecer lazos anidados y retardos. Adicionalmente, MDSDF tiene el potencial por revelar paralelismo de los datos en algoritmos. La aplicación actual del dominio de MDSDF sólo permite cadenas en dos dimensiones, aunque se espera que muchas de las ideas usadas en el desarrollo del dominio puede generalizarse a dimensiones más altas.

1.4.10 Generación de código (CG)

El dominio de CG es la base de que todos los otros dominios de generación de código derivados como CGC y CG56. Este dominio soporta un modelo general de flujo de datos equivalente a los modelos BDF y SDF. Las estrellas en este dominio hacen poco más de generar comentarios cuando se inicia, pero ellos pueden servir, demostrar y probar los rasgos del listado del algoritmo. En este dominio, usted puede construir sistemas de prueba, ver el código generado (comentarios) para múltiple procesos, y despliega un mapa de Gantt para los listados paralelos. En dominios

derivados, el código real es generado, compilado, transmitido y ejecutado, todos bajo el mando del blanco seleccionado. En Ptolemy 0.7, una debilidad seria de los dominios de generación de código es que ellos sólo soportan tipos de datos escalares (complejo, punto flotante, entero y punto fijo) en la entrada y salida del puerto.

1.4.11 Generación de código en C (CGC)

El dominio CGC usa una semántica de flujo de datos de control boléanos, y tiene C como su lenguaje por omisión. Nosotros hemos hecho cada esfuerzo para nombrar estrellas y sus parámetros de forma consistente así que es fácil de mover de un dominio a otro. Con un pequeño esfuerzo, uno podría crear versiones CGC de todas las estrellas de SDF. El código de C generado se lista estáticamente, y la memoria usa el buffer de datos entre las estrellas localizadas estáticamente. En muchas de las estrellas, el código que se genera depende de los parámetros.

Hay varios blancos para escoger de en el dominio de CGC. El blanco bdf-CGC soporta el control boléanos del flujo de datos del modelo de computación. Debe usarse siempre que las estrellas con semántica de BDF están presentes en un gráfico del programa. El valor por defecto CGC soporta el modelo de computación SDF, así puede usarse cuando el gráfico del programa contiene sólo estrellas con semántica de SDF.

1.4.12 Generación de código para Motorola DSP56000 (CG56)

Este dominio sintetiza código ensamblador para la familia Motorola DSP56000. Se usa este dominio para generar implementaciones en tiempo real de varios módems estándares, generadores de tono y decodificadores de tono en una tarjeta Ariel S-56X 560001.

1.5 Jerarquías de bloques

La representación de bloques, como se muestra en la figura 1.3 posee los términos empleados en la simulación para la realización de un diseño. La estrella es el bloque de nivel más bajo con su código definido C++, una galaxia es hecha al conectar varios sub-bloques, con su entrada y/o salida y finalmente el universo que representa el sistema completo que es usado para poder ejecutar la simulación.

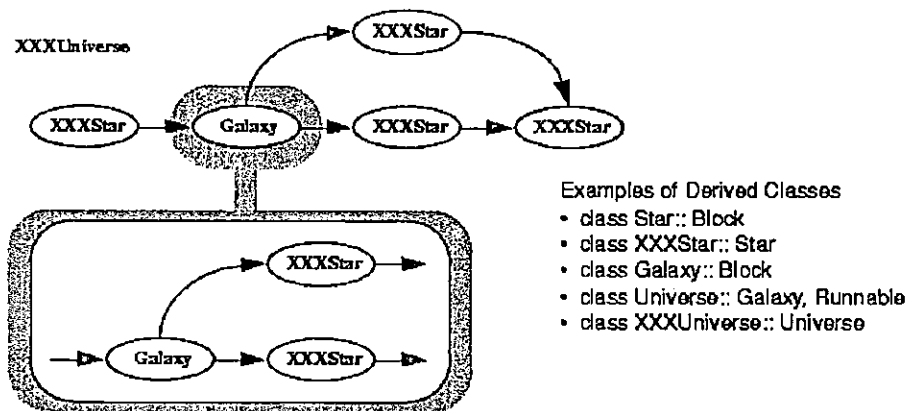


Figura 1.3: Jerarquía de bloques en Ptolemy.

Ptolemy es una distribución con código fuente. La completa distribución incluye el compilador (g++, de la Fundación de Libre Software), Tcl/Tk y VEM. También incluye un gran número de demostraciones. Leer con cuidado las demostraciones pueden ser un camino excelente para familiarizarse con el sistema. Pero leer el código fuente es el mejor camino para comprender el sistema. [6]

1.6 Instalación de Ptolemy

La instalación completa del paquete requiere aproximadamente unos 150 MB de espacio en disco. Posee una versión de demostración llamada Ptiny, que solo requiere 12 MB. En cuanto a su memoria física trabaja con al menos 8 MB.

1.6.1 Obteniendo Ptolemy

Ptolemy puede ser obtenido a través de FTP de los siguientes sitios:

1. Ptolemy sitio FTP: <ftp://ptolemy.eecs.berkeley.edu/pub>.
2. Ptolemy espejo en Japón: <ftp://ftp.ijl.ad.jp/pub/misc/ptolemy>.
3. Ptolemy espejo en Francia:
<ftp://chinon.thomson-csf.fr/mirrors/ptolemy.eecs.berkeley.edu/>.

Ptolemy puede ser encontrado en los siguientes sitios WWW:

1. Ptolemy sitio WWW: <http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/>.
2. Espejo en Francia: <http://chinon-thomson-csf.fr/ptolemy/>.

1.6.2 Instalación mínima

La instalación mínima de paquete de simulación Ptolemy requiere de los siguientes archivos:

Archivo fuente: Ptolemy-source-0.7.1p1-3.i386.rpm

Archivo binario: Ptolemy-bin-0.7.1p1-3.i386.rpm

Dichos archivos tienen una capacidad de espacio en disco de 67,802 KB para el archivo fuente y 36,777 KB para el archivo binario.

Pasos para el desarrollo de la instalación:

1. Estar seguro que tiene privilegios de superusuario durante el proceso de instalación. De lo contrario crear un usuario de la siguiente forma:

```
adduser ptolemy
passwd password
```

2. Obtener los paquetes requeridos colocándolos temporalmente en un directorio y luego entrar a dicho directorio

```
mkdir /tmp
cd /tmp
```

3. Estar seguro que tiene suficiente espacio en /usr/local:

```
df -k /usr/local.
```

El número de kb mostrados como disponibles debería ser mayor de 110,000 Kb. También se necesita espacio (algunos Mb) para producir base de datos rpm en /var/lib/rpm y un pequeño espacio de bits (aproximadamente 5Kb) en el directorio raíz.

4. Instalar el paquete Ptolemy:

```
rpm -ivh ptolemy-source-0.7.1p1-3.i386.rpm
rpm -ivh Ptolemy-bin-0.7.1p1-3.i386.rpm
```

No se necesitara el directorio temporal (/tmp) así que se puede eliminar.

5. Desde el C Shell adicionar las variables de ambiente para Ptolemy con sus rutas específicas:

```
csh
setenv PTOLEMY ~ptolemy
setenv PIGIRPC $PTOLEMY/bin.linux/pigiRpc
set path = ($PTOLEMY/bin $path)
```

```
set path = ($PTOLEMY/bin.linux $path)
```

```
source ~/.cshrc
```

6. Reinicia tu PC y entra al sistema operativo como usuario normal (las variables de ambiente se configuraran automáticamente)

1.6.3 Instalación de manuales

Los manuales para el paquete de simulación Ptolemy pueden ser instalados en formato HTML o en formato POSTSCRIPT, dependiendo de los requerimientos y capacidad de su sistema:

1. Manuales en formato HTML:

ptolemy-usersman_html-0.7.1p1-3.i386.rpm	4,391 KB
ptolemy-progman_html-0.7.1p1-3.i386.rpm	1,522 KB
ptolemy-kernelman_html-0.7.1p1-3.i386.rpm	1,014 KB

2. Manuales en formato POSTSCRIPT:

ptolemy-usersman_ps-0.7.1p1-3.i386.rpm	12,721 KB
ptolemy-progman_ps-0.7.1p1-3.i386.rpm	5,297 KB
ptolemy-kernelman_ps-0.7.1p1-3.i386.rpm	4,414 KB

Instrucción para cada uno de los paquetes opcionales:

Todos los paquetes pueden ser instalados usando el siguiente comando:

```
rpm -ivh [nombre_paquete.rpm]
```

Para cada uno de los paquetes opcionales se requiere que se encuentre instalado el archivo fuente del simulador Ptolemy.

1.7 Conclusiones

En resumen, la idea clave del proyecto Ptolemy es mezclar modelos de computación, implementando lenguajes, y estilos de diseño, ya que resulta mejor que tratar de desarrollar uno solo. La relación es que las técnicas de diseño especializadas son más usadas por diseñadores de sistemas y más tratables a la alta calidad en síntesis de alto nivel para hardware y software. El corazón de Ptolemy demuestra una forma al mezclar herramientas que tienen fundamentalmente diferente semánticas, y facilita una serie de demostraciones para experimentar con ellas.

Ptolemy provee la habilidad de síntesis para sistemas de flujo de datos. De flujo de datos, Ptolemy puede generar C, C++, código ensamblador Motorola 5600 y VHDL para sistemas de uno y varios procesadores. También el software Ptolemy presenta la habilidad de sintetizar sistemas complejos y simularlos en una variedad de niveles.

CAPITULO II

SISTEMA DE MODULACION COFDM

2.1 Generalidades

COFDM (del inglés, Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) son las siglas que denotan la modulación elegida para transportar la señal de televisión digital en el estándar DVB (del inglés, Digital Video Broadcasting) en el medio terrenal.

La modulación tiene como fin fundamental adecuar los datos que se quieren transmitir a las características del canal empleado. Esta modulación es un sistema de transmisión en paralelo, es decir, varios datos son transmitidos en el mismo instante de tiempo por múltiples portadoras, portadoras que se eligen de forma que sean ortogonales entre sí. El principio de ortogonalidad define la separación entre portadoras de manera que sea exactamente igual al recíproco del período de símbolo útil. Durante este período de símbolo el canal deberá de ser estable, por lo tanto, la estabilidad del canal afecta tanto al espaciamiento entre portadoras como la cadencia de transmisión de datos.

La ortogonalidad de las portadoras puede ser mantenida siempre y cuando el canal no introduzca interferencia entre símbolos (ISI). En la práctica los canales siempre introducen ISI y para prevenirla se utiliza en esta modulación el concepto de intervalo de guarda, que se explicará más adelante de forma detallada.

El concepto de lo que se hace fundamentalmente en esta modulación se puede entender de esta manera: tenemos una secuencia de símbolos que queremos transmitir; estos símbolos se ven como puntos en frecuencia de una señal. Por ello se agrupan (a cada grupo de símbolos se les conoce como supersímbolo) y se hace un FFT inversa. El número de portadoras que vamos a tener se corresponde con el número de puntos que van a ser procesados en el algoritmo de la IFFT. En recepción bastará aplicar la transformada directa de Fourier a las muestras recibidas para recuperar la secuencia de datos transmitida.

2.2 Reseña histórica

Esta modulación no es de nueva creación. El concepto de transmitir datos en paralelo y hacer un multiplexado por división en frecuencia es una idea aparecida ya a mediados de los años sesenta. Ya en el mes de Enero de 1970 se presentó una patente en Estados Unidos con la idea de transmitir datos en paralelo al multiplexar por división en frecuencia con solapamiento de los subcanales, de esta manera se empleaba el ancho de banda total disponible. Las primeras aplicaciones se realizaron en el campo militar. [A]

En el caso de tener un gran número de subcanales el conjunto de generadores sinusoidales y demoduladores coherentes que se requieren para un sistema así hacían que el sistema fuese caro y complejo. Fueron Weinstein y Ebert quienes aplicaron la transformada discreta de Fourier (DFT) a la transmisión de datos en paralelo como parte del modulador y demodulador.

Los avances en la escala de integración electrónica hacen posible que se pueda disponer de chips que realizan la transformada rápida de Fourier (FFT) y, por lo tanto, hacen factible la aplicación de la modulación OFDM.

En los años 80 esta modulación se estudió para su uso en modems de alta velocidad, comunicaciones digitales para móviles, grabaciones de alta densidad y comunicaciones de datos en banda ancha sobre canales de radio FM para receptor móvil.

En esta década se debe resaltar el estudio sobre el que fue objeto la modulación para su empleo en el medio terrenal. Fue finalmente elegida como la modulación para el estándar de radio comercial digital DAB (del inglés, Digital Audio Broadcasting). Los resultados obtenidos en el proyecto DAB resultaron sin duda fundamentales para la elección de esta modulación en la radiodifusión terrenal de las señales de televisión.

2.3 La señal OFDM

2.3.1 Tiempo continuo

La combinación de la modulación PAM con una multipulso puede ser implementada escogiendo un conjunto de N formas de pulso ortogonales $g_n(t)$, modulada en amplitud cada forma de pulso con un símbolo $A_{k,n}$ de un alfabeto de M símbolos. En general, el equivalente de la señal OFDM puede ser escrito como un conjunto de portadoras moduladas transmitidas en paralelo, como sigue: [2].

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=0}^{N-1} A_{k,n} \cdot g_n(t - kT) \right) \quad (1)$$

En cada intervalo de símbolo de duración T , N símbolos son simultáneamente transmitidos usando N distintos pulsos, el diagrama de bloques de un modulador OFDM se ve en la Figura 2.1

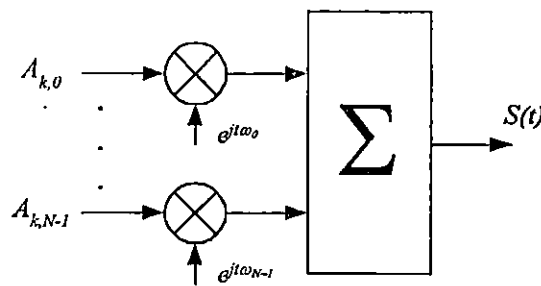


Figura 2.1: Modulador OFDM

Definiendo la k^{th} estructura OFDM como la señal transmitida para el k^{th} intervalo de la señal con duración igual a un símbolo periódico T , y denotándola por $F_k(t)$. Pero sustituyendo $F_k(t)$ en la ecuación (1) en lugar del término en paréntesis el cual corresponde a la k^{th} estructura OFDM, la relación puede ser escrita como:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k(t) \quad (2)$$

Y así, $F_k(t)$ corresponde al conjunto de símbolos $A_{k,n}$ para $n=0 \dots N-1$, cada uno transmitido en la correspondiente subportadora.

La demodulación esta basada en la ortogonalidad de las portadoras $g_n(t)$:

$$\int_{\mathfrak{R}} g_n(t) \cdot g_l^*(t) dt = T \cdot \delta(k-1) \quad (3)$$

y por consiguiente la demodulación implementará la relación:

$$A_{k,n} = \frac{1}{T} \cdot \int_{nT}^{(n+1)T} S(t) \cdot g_n^*(t) dt \quad (4)$$

El demodulador se presenta en la Figura 2.2, donde, por simplicidad, se ignora los filtros inherentes en todos los sistemas de comunicación.

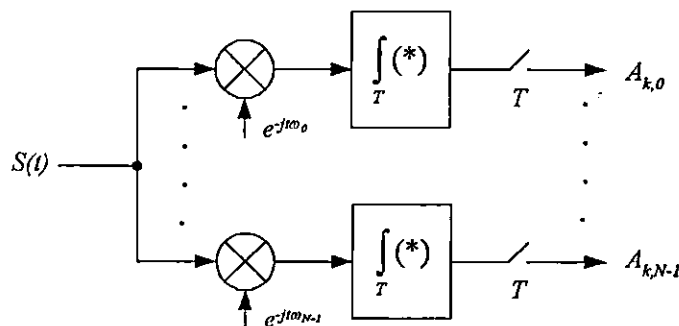


Figura 2.2: Demodulador OFDM

En orden de hacer un sistema práctico OFDM, una implementación más económica del modulador y demodulador es requerida, puesto que acorde a la Figura 2.1 y Figura 2.2 se necesita un gran número de bloques idénticos moduladores/demoduladores. Esto puede ser cumplido a través de un procesamiento de señal en tiempo discreto y por hacer uso de propiedades de filtro de la transformada discreta de Fourier (DFT).

2.3.2 Tiempo discreto

La señal combinada PAM/multipulso es generada en tiempo discreto y transmitida sobre un canal equivalente en tiempo discreto.

Un simple intervalo de símbolo, o un solo pulso, es obtenido por una versión discreta de $F_k(t)$:

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} A_{0,n} \cdot g_k^{(n)} \quad (5)$$

Donde $g_k^{(n)}$ es el n^{th} pulso. Como antes, los pulsos $g_k^{(n)}$ son requeridos a ser ortogonales:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k^{(n)} \cdot [g_k^{(m)}]^* = \delta_{n-m} \quad (6)$$

Frecuentemente, se escogen a ser de tiempo limitado, consiste en decir un vector de K muestras. En orden de tener N vectores ortogonales dimensionados K , es necesario que $K \geq N$, con un típico escogido de $K=N$.

Una correlación de recepción en tiempo discreto para el caso de un solo pulso, calculando la decisión de variables:

$$K_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_k \cdot [g_k^{(n)}]^* \quad (7)$$

Para n igual a cero hasta $N-1$, donde R_k es la señal de tiempo discreto recibida. (Figura 2.3)

Un solo pulso puede estar en cascada en tiempo al formar una señal completa. De la ecuación (1) tenemos:

$$S_k = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=0}^{N-1} A_{mN,n} \cdot g_{k-mN}^{(n)} \right) \quad (8)$$

Note que el subíndice de los símbolos $A_{mN,n}$ es el intervalo de símbolo N veces el intervalo de muestra. Esto es intuitivo, desde que se transmiten N símbolos en un intervalo de símbolo. Se debe transmitir N muestras de S_k por intervalo de símbolo. En otras palabras, al transmitir N símbolos $A_{mN,n}$ para $n=0$ hasta $N-1$, se transmiten N valores de S_k para $k=mN$ hasta $(m+1)N-1$. Si T es el intervalo de símbolo en segundos, entonces el intervalo de muestreo en el sistema en tiempo discreto será $T'=T/N$.

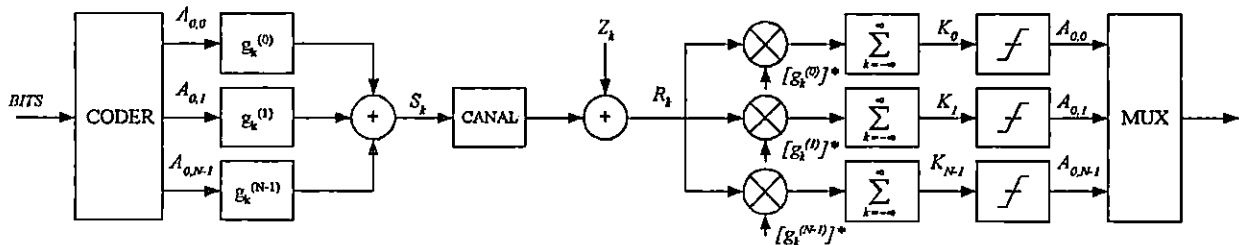


Figura 2.3: Sistema OFDM en tiempo discreto.

Al considerar una señal multiportadora en tiempo discreto, nos permitirá implementar un banco completo de formas de pulso para transmisión y recepción usando una transformada de Fourier. Los resultados de la transmisión y recepción son de bajo costo. Además, la formulación en tiempo discreto ofrece un simple camino al combatir ISI. Se define el pulso como:

$$g_k^{(n)} = \frac{1}{N} \cdot e^{j2\pi nk/N} \cdot W_k \quad \text{para } n = 0, \dots, N-1 \quad (9)$$

Donde: W_k es igual a 1 en el intervalo $0 \leq k < N$ en caso contrario es igual a cero.

Un solo pulso, sin embargo se obtiene por:

$$S_k = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} A_{0,n} \cdot e^{j2\pi nk/N} \cdot W_k \quad (10)$$

Un solo pulso tiene una duración N , porque los pulsos son finitos con duración N . Se puede aplicar un receptor de correlación de tiempo discreto o con filtros equivalente. Esto es particularmente interesante porque el banco de correlación o filtros puede ser implementado usando una eficiente transformada de Fourier (FFT).

Observando S_k es el N^{th} orden inverso de una transformada discreta de Fourier (DFT) de $A_{0,n}$ para n igual a cero hasta $N-1$. Esta inversa DFT puede ser eficientemente calculada usando el algoritmo de la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT)¹ como se muestra en la Figura 2.4

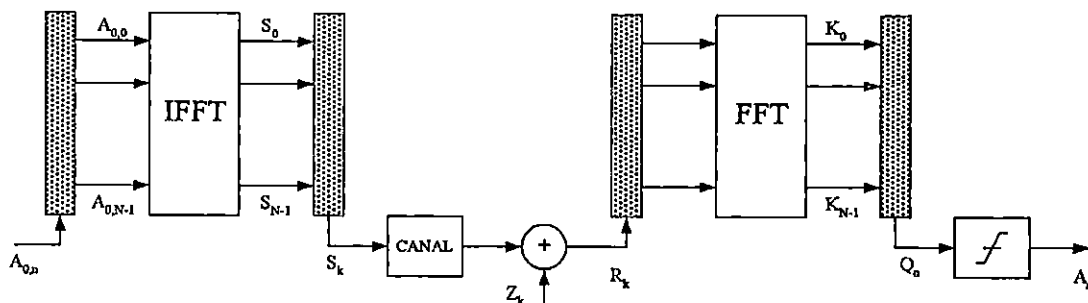


Figura 2.4: Modulación OFDM usando FFTs.

¹ Leer anexo A: Algoritmo de la transformada de Fourier.

La secuencia S_k es transmitida sobre un canal equivalente en tiempo discreto, asumiendo que el canal no introduce interferencia intersímbolo (ISI), la señal recibida es corrompida solamente por adición de ruido Z_k así que las muestras del recibidas son:

$$R_k = S_k + Z_k \quad (11)$$

La correlación del receptor en tiempo discreto puede calcularse con la ecuación (7):

$$K_i = \sum_{k=0}^{N-1} R_k \cdot e^{-j2\pi k i / N} \quad \text{Para } i=1, \dots, N-1 \quad (12)$$

Este es el N^{th} orden DFT, y puede ser calculado usando una FFT como se ve en la Figura 2.4. El banco entero de correlación empleado en la Figura 2.3 es implementado por una simple FFT.

La implementación en la Figura 2.4 es para un solo pulso, pero puede también manipular una cadena de pulsos. La IFFT y FFT pueden ser calculadas una a la vez por N muestras a través del canal equivalente en tiempo discreto o cada una por intervalo de símbolo.

2.4 Principio de ortogonalidad

En OFDM los pulsos usados de las subportadoras para transmisión son escogidos a ser rectangulares. Esto tiene ventaja ya que la tarea de formación del pulso y modulación pueden ser desarrolladas por una simple transformada inversa discreta de Fourier, la cual puede ser implementada muy eficientemente con una transformada inversa rápida de Fourier. Por consiguiente en la recepción solo se necesita una transformada de Fourier para revertir esta

operación. De acuerdo a los teoremas de la transformada de Fourier la forma de pulso rectangular conducirá a un tipo de espectro $\sin(x)/x$ de las subportadoras. (ver Figura 2.5) [B]

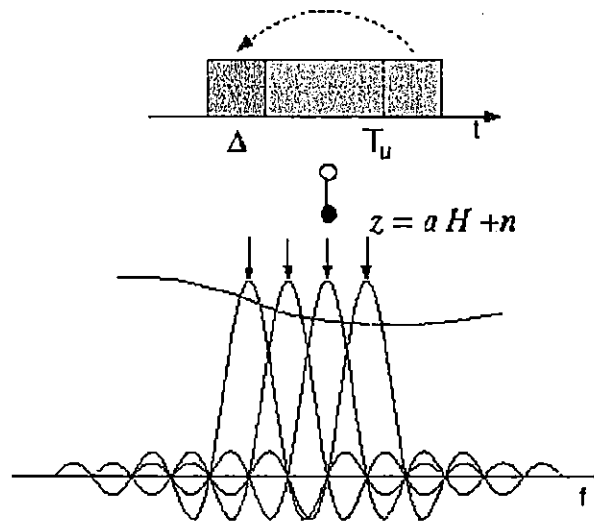


Figura 2.5: OFDM y el principio de ortogonalidad

Obviamente los espectros de las subportadoras no son separados pero sí son solapados. La razón por la que la información transmitida sobre las portadoras pueden ser separadas es denominada relación ortogonal. Pero usando una transformada rápida inversa de Fourier para modular, implícitamente se escoge el espacio de las subportadoras en semejanza a la forma que en la frecuencia donde se evalúa la señal recibida (indicada con flechas) todas las otras señales son cero. Para preservar la ortogonalidad lo siguiente debe ser verdadero:

1. El receptor y el transmisor deben ser perfectamente sincronizados. Esto significa que ambos deben asumir exactamente la misma frecuencia de modulación y la misma escala de tiempo.
2. Los componentes análogos, parte del transmisor y receptor, deben ser de muy alta calidad.
3. No debería estar canales multitrayecto.

Poniendo nuestra atención en el último punto, afortunadamente hay una fácil solución para este problema: los símbolos OFDM son artificialmente prolongados pero periódicamente repiten el extremo del símbolo y a la vez preceden al símbolo (ver Figura 2.5).

En el receptor este así llamado intervalo de guarda es removido. La duración de este intervalo Δ es más grande que el máximo retardo del canal τ_{\max} todas las reflexiones de símbolos previos son removidas y la ortogonalidad es preservada. Precediendo la parte usada de longitud T_u por el intervalo de guarda se pierde algunas partes de la señal que no pueden ser usadas para transmitir información.

Tomando esto acorde al modelo de señal para la transmisión OFDM sobre un canal multitrayecto: los símbolos transmitidos en el tiempo de abertura l y subportadora k son solo afectados por un factor $H_{l,k}$ la cual es la función de transferencia del canal en la frecuencia de la subportadora, una adición de ruido blanco Gaussiano n . [7]

$$Z_{l,k} = a_{l,k} \cdot H_{l,k} + n \quad (13)$$

La influencia del canal puede ser fácilmente removida dividiendo por $H_{l,k}$.

2.5 Comparación de la señal OFDM vrs FDM

Para un esquema tradicional FDM (Multiplexación por división de frecuencia) divide el ancho de banda total disponible en N subbandas que no se solapan. Sin embargo, los espectros individuales de la señal OFDM no están limitados en banda, sino que, a través de una elección cuidadosa de la

separación entre portadoras, se ortogonalizan. De esta forma, los canales pueden ser separados en recepción mediante técnicas de correlación. [C]

Se considera la densidad espectral para dos sistemas de datos BPSK (Binary Phase Shift Keying) sobre todas las portadoras. Además, permitiendo las cadenas de datos originadas de un porcentaje R , la cadena BPSK a través de un apropiado convertidor serie a paralelo (Figura 2.6) los dos espectros indicando el ancho de banda ocupado W como función del número de portadoras N .

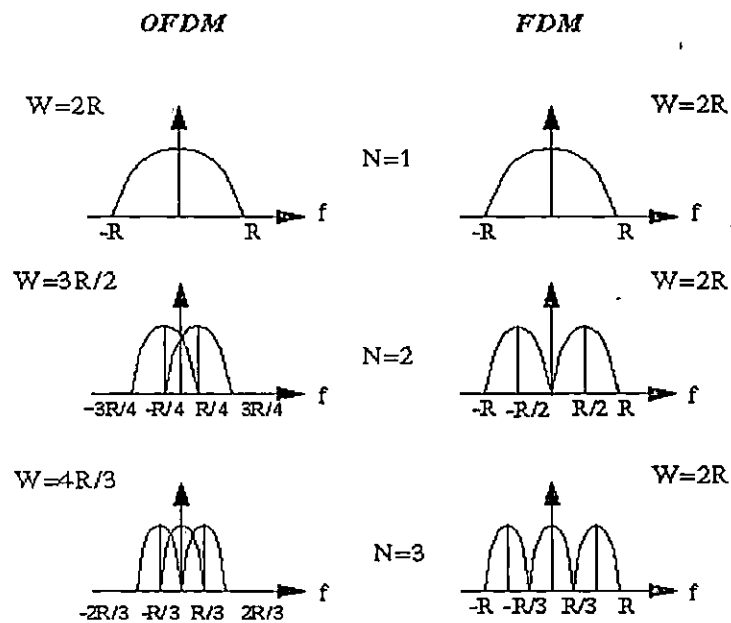


Figura 2.6: Densidad espectral OFDM vs FDM

De la Figura 2.6 se puede ver que la señal OFDM requiere menos ancho de banda cuando el número de portadoras es incrementado y en el límite tenemos:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} W = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N+1}{N} \cdot R = R = \frac{N}{T_s} \quad (14)$$

Esto es posible después que hay espectros solapados, la cual es entonces resuelta haciendo uso de la ortogonalidad de las subportadoras, como se presenta en las ecuaciones (3) y (4).

2.6 Intervalo de guarda

Como se ha visto, el ancho de banda de cada subcanal no es estrictamente limitado, cualquier distorsión, como la causada por el multitrayecto, eliminaría la ortogonalidad y la energía de cada portadora invadiría los subcanales adyacentes, provocando ISI. La solución se alcanza creando un intervalo de guarda que aumente la duración de cada símbolo OFDM. Si el intervalo de guarda es mayor que el mayor retardo de los ecos multitrayecto, entonces la ISI desaparece. Por cuestiones de sincronización, el intervalo de guarda se construye como una extensión periódica de la señal.

Cuando una señal $s(t)$ la cual es pasada a través de un canal con respuesta al impulso $h(t)$, la señal recibida es obtenida por la convolución ²:

$$r(t) = h(t) * s(t) \quad (15)$$

Y si el canal no es ideal, aquí estará la interferencia entre símbolos (ISI). Es conveniente ver la señal OFDM en términos de estructuras de datos, así se puede apreciar que el canal producirá ISI en la estructura, y también producirá interferencia entre estructuras adyacentes (IFI). Considerando el equivalente de la señal en tiempo discreto y el canal h_i , $i=0 \dots L$, con L iniciando el retardo extendido del canal, la relación es:

$$r_m = \sum_{i=0}^L h_i \cdot s_{m-i} \quad (16)$$

² Leer anexo B: Procesado de señales.

La Figura 2.7 muestra esta suma de convoluciones para el caso particular de $L=2$. De esta representación gráfica puede verse que la introducción del intervalo de guarda de longitud igual al retardo extendido L del canal entre dos estructuras adyacentes será absorbido el retardo del canal y removerá la interferencia entre tramas.

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{cccccccc}
 & & \text{(n-1)}^{\text{th}} \text{ frame} & & \text{n}^{\text{th}} \text{ frame} & & \text{(n+1)}^{\text{th}} \text{ frame} & \\
 h_0 \times & \cdots & s_{n-1,N-2} & s_{n-1,N-1} & s_{n,0} & s_{n,1} & \cdots & s_{n,N-1} & s_{n+1,0} & \cdots
 \end{array} \\
 + \\
 \begin{array}{cccccccc}
 h_1 \times & \cdots & s_{n-1,N-2} & s_{n-1,N-1} & s_{n,0} & s_{n,1} & \cdots & s_{n,N-1} & s_{n+1,0} & \cdots
 \end{array} \\
 + \\
 \begin{array}{cccccccc}
 h_2 \times & \cdots & s_{n-1,N-2} & s_{n-1,N-1} & s_{n,0} & s_{n,1} & \cdots & s_{n,N-1} & s_{n+1,0} & \cdots
 \end{array} \\
 = \\
 \begin{array}{cccccccc}
 \cdots & r_{n-1,N-2} & r_{n-1,N-1} & r_{n,0} & r_{n,1} & \cdots & r_{n,N-1} & r_{n+1,0} & \cdots
 \end{array}
 \end{array}$$

Figura 2.7: Interferencia entre tramas en el sistema OFDM

Esto puede ser acompañado por la inserción de L ceros en cada trama en el transmisor y removiéndolos en el receptor. Sin embargo para eliminar también el ISI dentro de la trama es mejor usar un ciclo prefijo en lugar de un intervalo de guarda con ceros. En este caso después de eliminar el prefijo en el receptor, se puede obtener la convolución periódica (cíclica) de la trama de datos transmitidas y el canal. La trama cíclicamente extendida puede ser escrita como:

$$F_n^{\dagger}(m) = \begin{cases} F_n(N+m) & ,m=-L\dots-1 \\ F_n(m) & ,m=0\dots N-1 \end{cases} \quad (17)$$

Donde:

$$F_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi k \frac{m}{N}}, m=0, \dots, N-1 \quad (18)$$

Después de descartar el prefijo, la trama en el receptor queda como:

$$\hat{F}_n(m) = \sum_{i=0}^{N-1} F_n(m-i)_N \cdot h_i \quad (19)$$

Donde $(m-i)_N$ representa el modulo de la substracción N. Después de la demodulación obtenemos:

$$\hat{C}_{n,k} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{m=0}^{N-1} \hat{F}_n(m) e^{-j2\pi k \frac{m}{N}} = C_{n,k} \cdot H_k, k=0, \dots, N-1 \quad (20)$$

Así usando un ciclo prefijo el efecto del canal es transformado en una multiplicación compleja de datos simbólicos con coeficientes de canal H_k y todos los ISI y IFI son removidos.

2.7 Sistema básico OFDM

El funcionamiento del sistema de modulación OFDM se simplifica en un diagrama de bloques presentado en la Figura 2.8, en donde la función principal de cada etapa se ha detallado en secciones previas.

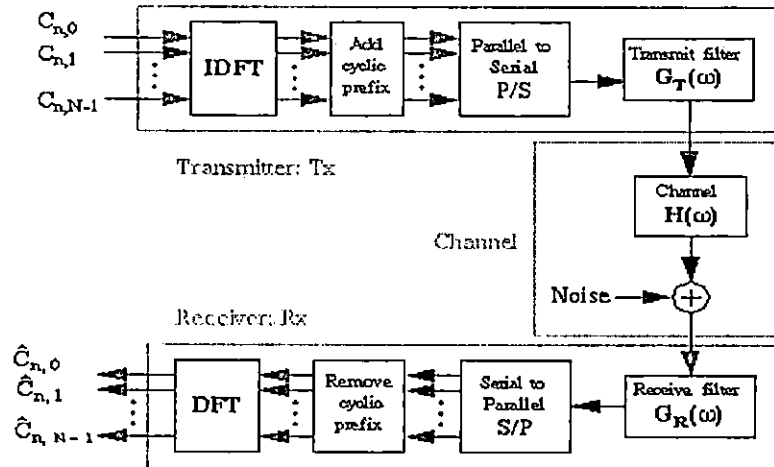


Figura 2.8: Sistema básico de comunicación OFDM

Una vez conocidos el ancho de banda disponible, el intervalo de guarda y la tasa binaria deseada, resta por determinar aún algunos parámetros importantes:

- Período de símbolo útil T : El período de símbolo útil es el inverso de la separación entre portadoras. Para mantener la tasa binaria, cuanto mayor sea T más portadoras se necesitarán, con el consiguiente incremento del tamaño de la FFT y de las dificultades de la sincronización.
- Número de portadoras: Directamente relacionada con lo anterior. En aplicaciones de TV digital el número de portadoras se encuentra en el rango de varios miles.
- Esquema de modulación: El esquema de modulación puede variar desde una simple QPSK hasta una 64-QAM o 128-QAM, dependiendo de la tasa binaria requerida y de la robustez esperada. Incluso para servicios jerárquicos, se puede emplear diferentes esquemas en los distintos subcanales.

A pesar de las ventajas que se presentan, la OFDM por si sola no puede hacer frente a todas las dificultades presentes en un canal de comunicaciones. Dependiendo de su posición frecuencial, un subcanal se podría ver afectado por fading ³. [4]. Se hace necesario añadir esquemas de codificación eficientes (normalmente una concatenación de códigos bloques y convolucionales) así como interleaving para aleatorizar entre las distintas portadoras la distribución de errores. A esto se le conoce como COFDM (Código OFDM).

2.8 Transmisor COFDM

En la Figura 2.9 se puede ver cada uno de los elementos que conforman la cadena emisora y su disposición. Se ha omitido la parte de radiofrecuencia y se muestra la ubicación e interconexión entre elementos. Los primeros elementos se orientan a la implementación de un codificador externo que permite la corrección de errores tomando bytes como unidades de trabajo. El resto de los elementos proporcionan la modulación requerida y trabajan a nivel de bits. [D]

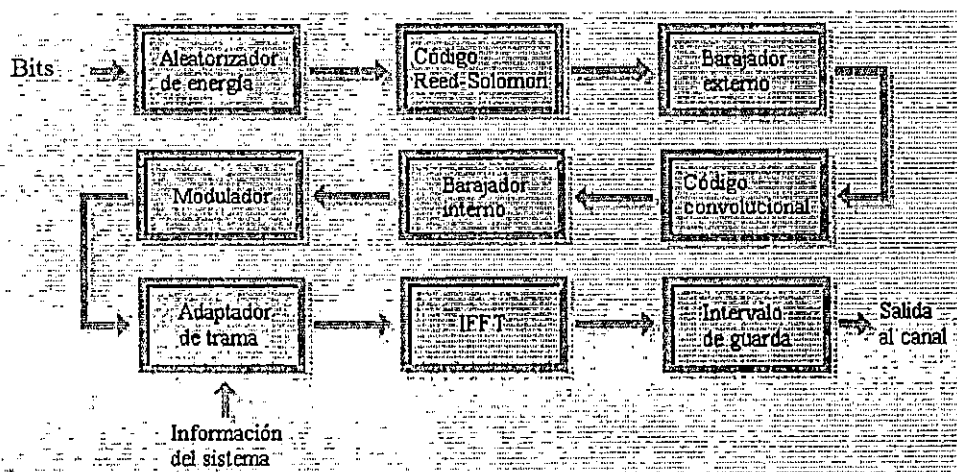


Figura 2.9: Modulación COFDM

³ Leer anexo C: Desvanecimientos.

2.8.1 Aleatorizador de energía

El objetivo de este bloque consiste en evitar que en una ristra de bits haya ciertas secuencias que se repitan con mayor asiduidad, ya que esto provocaría la aparición de ciertos puntos de la constelación con mayor frecuencia. Si estos puntos coincidiesen en necesitar mayor energía para su transmisión se tendría un gran desperdicio de potencia. En definitiva, el objetivo consiste en obtener una cierta uniformidad en la transmisión de los símbolos de la constelación. Para conseguir esto se utiliza una secuencia binaria pseudoaleatoria que se obtiene a partir del polinomio generador $1+X^{14}+X^{15}$ y una secuencia binaria inicial. En la Figura 2.10 se puede observar el esquema hardware para la obtención de la secuencia pseudoaleatoria:

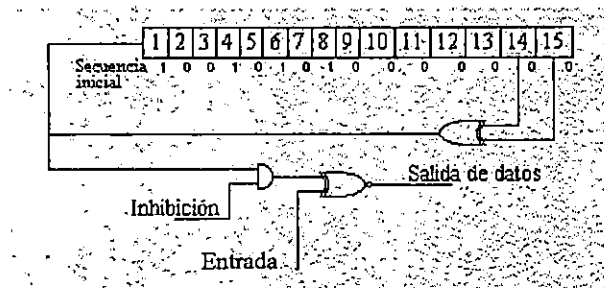


Figura 2.10: Aleatorizador de energía.

El proceso de aleatorización consiste en hacer una O-exclusiva entre los bits que componen los datos de entrada y la secuencia pseudoaleatoria obtenida.

2.8.2 Código Reed-Solomon

Este bloque va a ser el primer paso para conseguir robustez contra errores. Su inclusión viene motivada porque a la salida del decodificador de canal en el receptor se tiene una tasa de bits

erróneos del orden de 10^{-4} la cual es muy elevada para la transmisión de la señal. Así, la introducción al código consigue obtener a la salida del receptor unas tasas de errores muy bajas.

Este codificador implementa un código bloque del tipo Reed-Solomon, que pertenece a una subclase de los códigos BCH en la que los elementos con los que se trabaja son grupos de bits, ocho en este caso.

2.8.3 Barajador externo

El código Reed-Solomon tiene la capacidad de corregir un cierto número de errores consecutivos, lo cual implica que ante la aparición de una gran cantidad de errores consecutivos, el código no es efectivo. Es por lo que se acaba de ver por lo que tiene interés la introducción del barajador externo. Este bloque se encarga de introducir un cierto desorden en los bytes de entrada de forma que si hubiese una secuencia de bytes erróneos en recepción, al pasar por el elemento inverso a éste, esos bytes quedarían dispersos, con lo cual, el código Reed-Solomon podría corregirlos. El motivo de que la unidad de trabajo sean bytes estriba en el hecho de que es la unidad de trabajo del código Reed-Solomon.

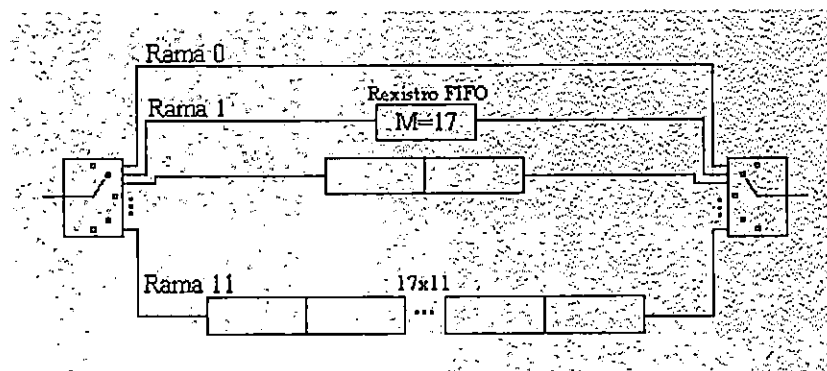


Figura 2.11: Barajador externo.

El sistema de la Figura 2.11 está compuesto por dos conmutadores y doce ramas en las que hay intercalados un número creciente de registros. Los conmutadores siempre están sincronizados, lo que quiere decir que si el de entrada apunta a una rama el de salida coge datos de la misma rama. Cada vez que un dato entra por una rama ambos conmutadores pasan a la siguiente posición (de forma cíclica).

La aleatorización se ve reflejada en el hecho de que en cada rama exista un número determinado de registros que provoca un retardo variable entre la entrada de un dato por un conmutador y la salida por el otro.

Cada registro contiene capacidad para 17 bytes. Estos registros se comportan como colas FIFO y caracterizan el comportamiento que presenta cada rama. Partiendo de la primera rama que no posee ningún registro, el número de registros que posee cada rama se incrementa en una unidad con respecto a la anterior, llegando así a la duodécima rama, que posee once registros. Una característica que conviene resaltar es que los bytes dirigidos por la primera rama no sufren ningún retardo. Esta circunstancia se aprovecha con fines de sincronización; así, los bytes de sincronismo de las tramas van siempre dirigidos por la primera rama.

Una última consideración a realizar es que al empezar a trabajar, y debido a las colas FIFO, el bloque pasa por un período transitorio (en este período se entregan a la salida bytes que no pertenecen a la estructura de datos de la entrada) que hay que tener en cuenta para su posterior eliminación.

2.8.4 Código convolucional

Este elemento constituye el primer bloque que forma parte del codificador de canal. La función que va a desarrollar va a ser la codificación de los bits que se presentan a la entrada mediante la introducción de bits de redundancia que habilitarán la corrección de errores en recepción.

El funcionamiento del convolucional está basado en registros de memoria (de capacidad un bit) y sumas módulo dos. La codificación de los bits se realiza a partir del valor del bit presente a la entrada y los valores de los “m” bits anteriores que están guardados en los registros.

El codificador convolucional que define el estándar se construye a partir de un código convolucional que denominaremos como código base. El código convolucional base está formado por seis registros de memoria y dos bits de salida por cada bit de entrada.

Los polinomios que generan el código son:

$$g_1(D) = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6$$

$$g_2(D) = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6$$

Estos polinomios se pueden ver representados en la Figura 2.12 sin más que tener en cuenta que D indica un retardo unidad.

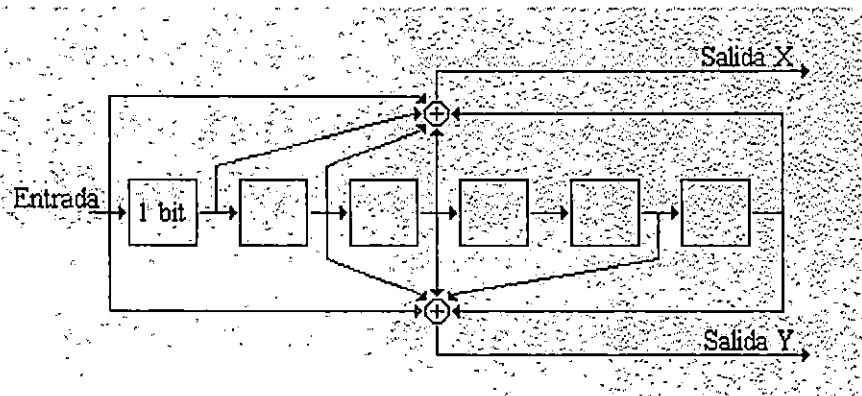


Figura 2.12: Código Convolucional.

La tasa $1/2$ viene aportada por el propio código base, mientras que las restantes tasas se consiguen a partir de estrategias de perforado. Estas estrategias consisten en descartar salidas del código convolucional base siguiendo ciertos patrones predeterminados que no se van a presentar.

2.8.5 Barajador interno

El barajador interno tiene como misión limitar en lo posible la longitud de las ráfagas de errores que se puedan producir durante la transmisión para que estas no desborden la longitud máxima soportada por el código corrector intentando conseguir así una decodificación libre de errores.

Para conseguir esta limitación se implantan dos barajadores, uno que trabaja a nivel de bits y otro que trabaja a nivel de grupos de bits (símbolos). El barajador de bits consigue que los grupos de bits que dan lugar a un símbolo no estén formados por bits consecutivos de la entrada. Esto se consigue barajando los bits siguiendo un patrón fijo que se basa en una rotación cíclica.

Los bits serializados que provienen del bloque anterior se agrupan de 126 en 126 y cada grupo se introduce en los registros de cada una de las ramas que conforman el barajador. El número de ramas depende de la modulación empleada, así, para la QPSK y la 16-QAM habrá cuatro ramas y para la 64-QAM seis ramas.

Una vez que tenemos cada registro lleno con los 126 bits, se les aplica una rotación que depende de la rama con la que se esté trabajando. Después de aplicar dicha rotación los bits de cada rama pasan a alimentar la entrada del barajador de símbolo (Figura 2.13).

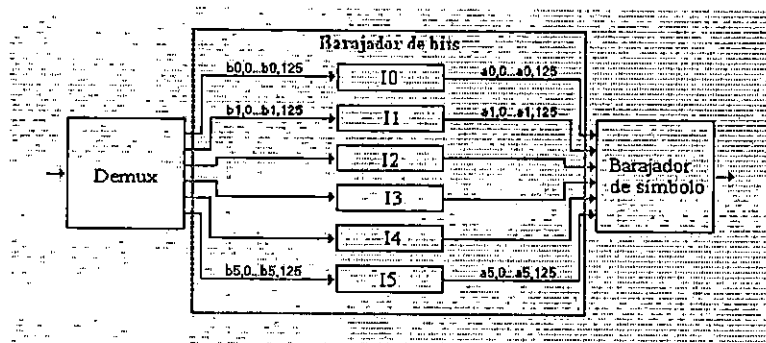


Figura 2.13: Barajador interno.

El último bloque de la figura es el barajador de símbolo que como se observa agrupa los bits de 4 en 4 (QPSK o 16-QAM) o de 6 en 6 (64-QAM) cogiendo uno de cada rama. Ahora que ya se han formado los símbolos el barajador de símbolo será el encargado de desordenarlos. El barajador de símbolo es el primer bloque que se ve afectado por el modo de transmisión.

Para finalizar cabe destacar que al desordenar símbolos lo que se está consiguiendo es separar portadoras (cada símbolo modula una portadora) que estén unidas entre sí de forma que ante un

desvanecimiento profundo la posibilidad de que símbolos contiguos se vean afectados sea pequeña. Así, una portadora atenuada puede ser recuperada a partir de la correlación que existe con otras portadoras que no han sido atenuadas.

2.8.6 Modulador

En el segundo bloque del barajador interno, la unidad de trabajo ya eran los símbolos. Realmente se trabajaba con grupos de bits que posteriormente iban a dar origen a los símbolos. Justamente este elemento, el modulador, será el que se encargue de hacer la conversión de grupos de bits a símbolos.

Las constelaciones recogidas son las siguientes: QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Todas estas constelaciones tienen en común que la asignación binaria de los elementos se corresponde a un código Gray. Un código Gray se caracteriza por tener una diferencia de un solo bit entre dos símbolos que estén a distancia mínima. Si la relación señal a ruido es suficientemente alta es mucho más probable que un símbolo sea confundido con un símbolo vecino que con otros que disten mucho del símbolo inicialmente transmitido.

De los bits que forman parte de la asignación binaria de un símbolo, algunos de ellos están relacionados con la parte real del mismo y otros con la parte imaginaria. Por ejemplo, en el caso de emplear una 64-QAM (6 bits), los bits 0, 2 y 4 están relacionados con la parte real de los símbolos y los bits 1, 3 y 5 con la imaginaria. Para finalizar hay que decir que los símbolos de la constelación deben de ser multiplicados por unos valores para conseguir que estén normalizados en energía.

2.8.7 Adaptador de trama

Llegados a este punto ya tenemos una representación en forma compleja de los datos que se desean transmitir. Además estos datos llevan incorporadas técnicas de protección contra errores que han sido implementadas en bloques descritos anteriormente. Pero aunque ya tenemos los datos preparados para ser transmitidos es necesario enviar alguna información adicional para que el receptor pueda realizar una correcta decodificación de los datos.

La información adicional que va a ser transmitida es:

- *Señales piloto*: Van a servir para conseguir sincronización y una estimación del comportamiento del canal.
- *Señales de información del sistema*: Se utilizarán para indicar en el receptor cuales son los parámetros empleados en transmisión, como puede ser el valor del intervalo de guarda.

2.8.8 IFFT

Una vez que se tienen todos los datos distribuidos en frecuencia, el siguiente paso es la aplicación de la IFFT con lo cual, a partir de este punto, se pasa a trabajar en el dominio temporal. La realización del algoritmo de la IFFT no es de interés en esta sección; sólo cabe destacar que para que sea eficiente el algoritmo, el número de puntos con los que debe trabajar tiene que ser potencia de dos.

2.8.9 Intervalo de guarda

Este es el último bloque del transmisor y trata de combatir el multitrayecto, ya que ésta es una característica habitual en el tipo de canal para el que está destinada esta modulación (medio terrenal).

Para la consecución de este objetivo, la modulación emplea una técnica que consiste en habilitar un cierto intervalo temporal que se añade al intervalo de tiempo necesario para la transmisión de un supersímbolo. Con esto se evita que unos símbolos se vean afectados por otros (interferencia intersímbolo), aunque un símbolo siempre puede ser afectado por una versión retardada de sí mismo (interferencia intrasímbolo).

2.9 Receptor COFDM

A continuación se pasa a presentar un esquema donde se puede ver la disposición de los distintos bloques que componen la cadena receptora de un receptor COFDM (Figura 2.14)

A pesar de la libertad para implementar el receptor, en muchos casos la mejor solución es implementar un bloque que realice la función inversa del correspondiente bloque del transmisor. De igual forma que en el transmisor, se puede hacer una división del dominio de trabajo antes y después de la realización de la FFT que son el temporal y frecuencial, respectivamente.

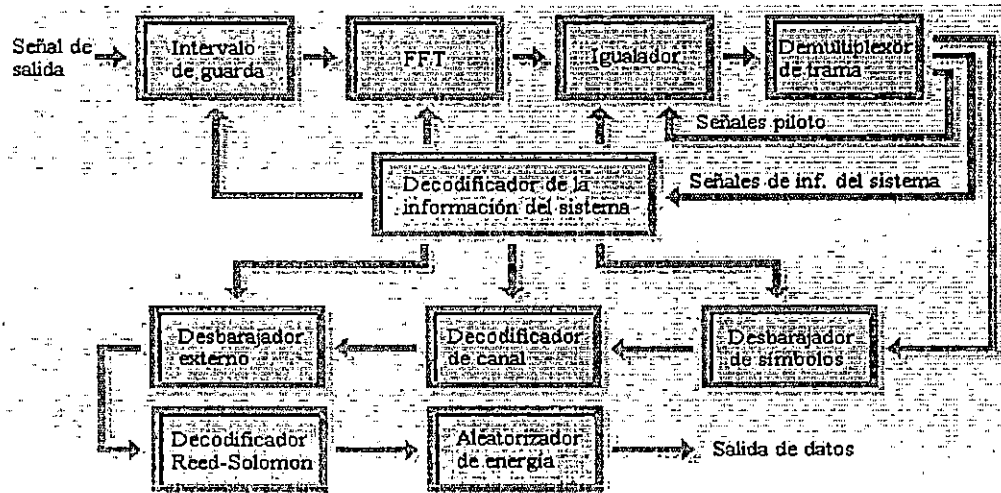


Figura 2.14: Sistema receptor COFDM.

2.9.1 Intervalo de guarda

Este primer bloque del receptor tiene como misión la eliminación del intervalo de guarda en transmisión, introducido justo antes de la salida al canal con el objetivo de evitar los efectos del multitrayecto con respecto a la interferencia *intersímbolo*, de forma que la única interferencia posible sea la denominada como *intrasímbolo*. Una vez eliminado el intervalo de guarda, las muestras restantes llevan toda la información necesaria para una correcta demodulación y constituirán la entrada del siguiente elemento.

2.9.2 FFT

Este bloque tiene como objetivo realizar la operación inversa a la IFFT de la cadena transmisora, por lo que ahora se realizará la transformada de Fourier directa (FFT). En la figura 2.15 se muestran los pasos a realizar en este bloque para obtener la información adecuada que espera el siguiente elemento de la cadena receptora (el igualador).

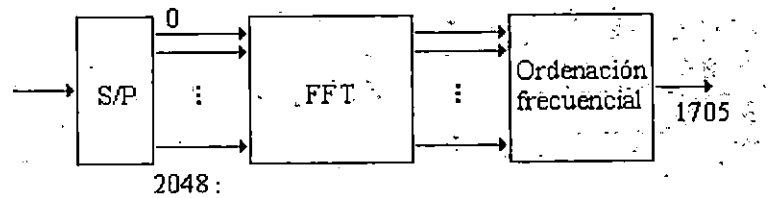


Figura 2.15: Algoritmo para el bloque de FFT.

Como ya se vio en el transmisor, para poder realizar el algoritmo de la IFFT había que completar con ceros las muestras de entrada para la trama. Por lo tanto, en el receptor, después de realizar la FFT es necesaria una ordenación frecuencial para eliminar los puntos correspondientes a las altas frecuencias y que no llevan información ya que valen cero. Esta ordenación frecuencial consiste en descartar esos valores nulos.

2.9.3 Igualador

Una vez hecho el paso del dominio temporal al frecuencial, el igualador tiene como misión mitigar en lo posible las distorsiones inherentes al canal. Debido a que no existen canales perfectos, el receptor será alcanzado por diversas señales que serán versiones retardadas del rayo directo. Como ya se ha visto, el intervalo de guarda elimina la interferencia intersímbolo, y la misión del igualador será la de eliminar la interferencia *intrasímbolo* intentando compensar la acción del canal.

Si el número de portadoras transmitidas es suficientemente grande, el comportamiento frecuencial del canal no será selectivo, es decir, se puede considerar que la influencia del canal

para cada portadora se reduce a una atenuación y una fase, siempre que el canal sea estable durante el período de tiempo que dura un supersímbolo.

Si denominamos H_k al valor con el que el canal afecta al ancho de banda ocupado por la portadora k -ésima, la igualación, según el criterio de *cero forzado* se realiza multiplicando la portadora k -ésima por $1/H_k$. Este criterio no tiene en cuenta el ruido presente, por lo que ante nullos espectrales, H_k será un valor alto y el ruido que acompaña a la señal en esas frecuencias se verá tremendamente amplificado.

Si queremos tener en cuenta el efecto combinado del ruido y de la interferencia, se puede optimizar según el criterio del mínimo error cuadrático, en la portadora k -ésima se ve multiplicada por el coeficiente.

$$I_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_a^2}$$

Donde σ_n^2 es la varianza de ruido aditivo y σ_a^2 es la varianza de los símbolos transmitidos.

Para obtener los valores de H_k se usan las señales piloto insertadas en todos los supersímbolos. Así, se hace una buena estimación en las frecuencias donde están situadas las señales piloto, mientras que el resto de los H_k se calculan mediante interpolación.

2.9.4 Demultiplexor de trama

En un supersímbolo OFDM no sólo se transmiten datos, sino que ciertas portadoras son moduladas con otro tipo de señales que sirven para facilitar el trabajo del receptor. Estas señales son: las señales piloto y las señales de información del sistema.

Debido a que, como se ha visto, cada portadora lleva información de distintos tipos, se hace necesario realizar una separación entre los distintos tipos de información; este es el objetivo del demultiplexor de trama. Este bloque se encarga de sacar por tres canales distintos los datos, la información del sistema y las señales piloto. En la Figura 2.16 se observa la separación de canales.

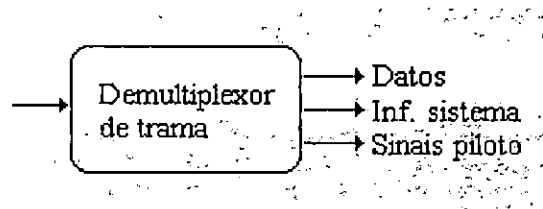


Figura 2.16: Demultiplexor de trama.

Cabe destacar que en el caso de las señales piloto también saca la posición de la portadora que modula cada señal (es decir, la frecuencia de cada señal piloto), lo cual es muy útil para el trabajo del igualador. Otro aspecto importante de este bloque es que tiene que haber una buena sincronización para realizar un buen desentramado. Esto se hace en un principio con las portadoras de las señales piloto, ya que éstas fueron transmitidas con una potencia mayor que el resto. Además, como el patrón que siguen estas portadoras al ser moduladas es conocido, el trabajo de sincronización se ve facilitado.

2.9.5 Decodificador de información del sistema

La información del sistema es importante para un correcto funcionamiento del receptor. De su decodificación depende que el receptor elija de forma adecuada los parámetros para realizar una correcta decodificación de los datos.

Este bloque se encargará de la decodificación de la información transportada por las portadoras asignadas a tal fin. Las muestras correspondientes a estas portadoras se encuentran a la entrada de este elemento a partir de la entrega realizada por el demultiplexor de trama.

En el proceso de decodificación de la información del sistema podemos distinguir tres etapas diferenciadas:

- Se intenta deshacer la modulación DBPSK obteniendo una secuencia que puede no estar libre de errores, por lo que en el transmisor se empleó un código bloque para su corrección.
- La segunda etapa consiste en pasar los bits decididos por el decodificador con el código BCH
- La última etapa consistirá en obtener los valores de los parámetros de transmisión en función de los bits obtenidos en la etapa anterior.

La Figura 2.17 muestra estas tres etapas:

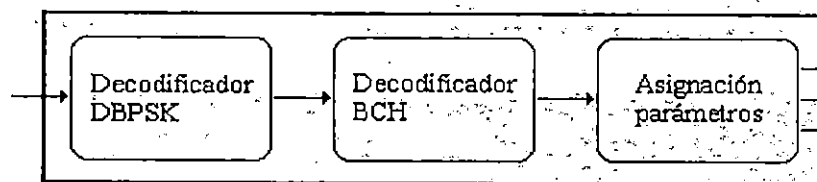


Figura 2.17: Decodificador de información del sistema.

La modulación DBPSK se emplea para determinar los valores correspondientes a las portadoras encargadas de transportar la información del sistema. Para obtener esta información es necesario tomar un bit de cada supersímbolo de una trama OFDM. Para realizar la demodulación es necesario tener guardados en memoria los valores de las muestras correspondientes a los supersímbolos anteriores.

El siguiente elemento hace uso de la redundancia añadida en transmisión para la protección contra errores. El código sistemático BCH proporciona esta protección. De no detectarse ningún error, se informa a aquellos elementos del receptor que lo necesiten de los parámetros recibidos.

2.9.6 Desbarajador de símbolos

Como se vio con anterioridad el demultiplexor de trama tiene tres salidas: las señales piloto, que son usadas por el igualador de canal; la información del sistema, que ya ha sido tratada en el bloque anterior y los datos, que son los que se van a tratar en este bloque y los siguientes.

A la entrada del desbarajador de símbolos, los datos son valores complejos y en este bloque se va a implementar la función inversa de la segunda parte del barajador interno implementado en transmisión. Como se había dicho, en el barajador interno, las unidades de trabajo son grupos de bits que conforman los símbolos.

En el transmisor lo que se hacía era alejar los símbolos unidos entre sí para que, en el caso de que hubiese un desvanecimiento, no se viesen afectados todos a la vez y así ayudar a la recuperación

de la información. Por lo tanto aquí, en el desbarajador de símbolo, lo que se hará será deshacer lo barajado en el transmisor.

Es importante señalar que, en este bloque, no se toma ninguna decisión sobre los valores recibidos, simplemente se reubican los datos. Para realizar su tarea, este bloque usa la misma permutación que la empleada por el transmisor. Así, a la entrada se tienen valores complejos y después de aplicar la permutación se obtienen a la salida la misma cantidad de valores complejos. Se consigue así que los símbolos recuperen la ordenación primitiva que tendrían de no haber barajador de símbolo.

La Figura 2.18 da una idea de como funciona la permutación:

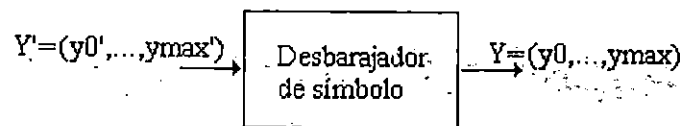


Figura 2.18: Desbarajador de símbolos.

2.9.7 Decodificador de canal

El decodificador de canal es el bloque del que van a depender en mayor medida las prestaciones del receptor. En transmisión el codificador de canal está formado por el código convolucional, el barajador interno y la constelación.

En teoría el decodificador de canal debería de ser el bloque que deshiciera las acciones realizadas por los bloques anteriormente mencionados del transmisor, sólo que ahora hay que tomar

decisiones sobre la señal recibida. Como en el bloque anterior (el desbarajador de símbolo) no se han tomado estas decisiones, se tienen que tomar ahora. Como da libertad para la realización del receptor, y es en este bloque donde se puede hacer uso de esta libertad para crear receptores con diferentes esquemas.

2.9.8 Desbarajador externo

Después de las decisiones tomadas en el decodificador de canal lo que obtenemos es una secuencia binaria que no está libre de errores de transmisión. Se pone como límite superior aceptable a la salida del bloque anterior una tasa de errores de 2×10^{-4} . Esta tasa de errores es muy elevada para algunas aplicaciones, por lo que se introduce el barajador externo en el transmisor y el equivalente en el receptor para así poder bajar la tasa de errores hasta un límite que hace que se pueda considerar que se ha realizado una comunicación libre de errores.

La misión que tiene el desbarajador externo es la de limitar las longitudes de las posibles ráfagas de errores que se puedan producir, para que los errores estén lo más dispersos posible. Con esto se logra que su detección y corrección sea más fácil de realizar.

Este elemento trabaja a nivel de bytes ya que el código externo está diseñado para dar protección a estas unidades. El funcionamiento de este bloque es el siguiente:

Los bytes son paralelizados por el conmutador de entrada. El conmutador funciona de forma cíclica: cada vez que dirige un byte por una rama, conmuta a la siguiente posición.

A la salida hay otro conmutador que siempre está apuntando a la misma rama que el conmutador de entrada y que recoge un byte de la cola FIFO situada en esa rama. Las colas FIFO que forman parte de cada rama disminuyen su número de registros a medida que vamos aumentando el número de la rama. Así, llegamos a que la última rama no tiene ningún registro.

Cada registro tiene una capacidad de 17 bytes, lo cual concuerda con el sistema equivalente en transmisión (ver Figura 2.19).

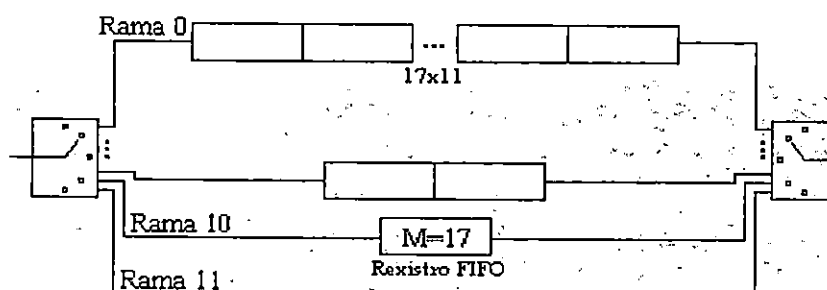


Figura 2.19: Desbarajador externo.

La única característica que diferencia el barajador en transmisión del desbarajador en recepción es que los registros crecen de forma contraria, lo cual tiene como objetivo compensar los retardos introducidos en transmisión, de forma que todos los bytes sufran el mismo retardo.

Al igual que en el barajador, al principio hay un estado transitorio mientras los registros no se llenan con bytes y esto ha de ser tenido en cuenta para eliminar los bytes que sobran.

2.9.9 Decodificador Reed-Solomon

En el bloque anterior se limitaba la longitud de las ráfagas de errores para facilitar la detección y corrección de los mismos. El encargado de hacer esa detección y corrección es el decodificador Reed-Solomon.

El código empleado en transmisión fue el código sistemático RS(204,188,t=8), que tiene la capacidad de corregir hasta ocho bytes erróneos de los 204 bytes que constituyen la entrada en una ejecución, ya que este código posee una distancia mínima de $2t+1$. Como se ha podido observar la unidad de trabajo de este decodificador es el byte.

Una vez que se conocen los bytes erróneos que hay en cada trama de entrada a este bloque, éstos pueden ser corregidos. Al tener la trama libre de errores el bloque da como salida los primeros 188 bytes, ya que este codificador es sistemático, lo que implica que toda la redundancia se introduce en los últimos 16 bytes (el resto es información).

2.9.10 Desaleatorizador de energía

El desaleatorizador de energía es el último bloque de la cadena receptora. Es el homólogo del aleatorizador de energía implementado en el transmisor y, por lo tanto, tiene las mismas características físicas que éste. La intención del aleatorizador en el transmisor era impedir que hubiese cierta predilección en enviar unos símbolos frente a otros. La misión de este bloque en el receptor es la de recomponer la secuencia original y conseguir así los datos que constituían las tramas.

Para realizar el aleatorizador se usa la función OR-exclusiva; por lo tanto, en el desaleatorizador hemos de usar la misma función y la misma secuencia pseudoaleatoria. Todas las consideraciones que se tuvieron en cuenta en el caso del aleatorizador son aplicables aquí. A la salida de este bloque debemos de obtener una secuencia binaria que debería de coincidir con las tramas que se usaron a la entrada del transmisor, de esta forma cumplimos con el objetivo de todo sistema de transmisión: la información a la entrada del transmisor ha de ser la misma que la información obtenida a la salida del receptor.

2.10 Propiedades de OFDM

Después de haber introducido el esquema de la señal OFDM en secciones previas, se presenta sus mayores ventajas y desventajas.

2.10.1 Ventajas

1. Hace uso eficiente del espectro por permitir solapamiento.
2. Elimina ISI y IFI a través del uso de prefijo cíclico.
3. OFDM es calculado eficientemente usando una técnica FFT al implementar la función de modulación y demodulación.
4. Dado al ancho de banda que ocupa cada secuencia de símbolo es pequeña, su extensión en el tiempo es mucho mayor, por lo que presenta una elevada inmunidad frente a los ecos característicos del canal multitrayecto.
5. Los fading selectivos en frecuencia, se distribuyen entre varias portadoras. Así, en lugar de destruir completamente un cierto número de símbolos adyacentes, simplemente muchos símbolos se ven ligeramente afectados.

6. El hecho de dividir la totalidad del ancho de banda del canal en muchas subbandas estrechas produce que la respuesta frecuencial en cada subbanda sea prácticamente plana, lo que las hace susceptibles de una igualación extremadamente sencilla.

2.10.2 Desventaja

La desventaja de la introducción del intervalo de guarda estriba en una reducción de la eficiencia espectral, ya que hay que transmitir muestras duplicadas que no aportan nueva información.

2.11 Aplicaciones

La COFDM, dada su naturaleza, puede aplicarse en diversos sistemas de comunicación, algunos de los cuales se citan seguidamente:

- *Transmisión de video y audio digital.* Las normas europeas DAB y DVB han elegido la COFDM como esquemas de modulación.
- *Sistemas de comunicación digital en entornos con fading.* La modulación COFDM se muestra muy robusta frente al fading producido por la propagación multitrayecto. Tanto para canales Rice como Rayleigh, la degradación con respecto al caso Gaussiano es mucho menor que en las modulaciones tradicionales.
- *Sistemas de acceso múltiple.* Las modulaciones multiportadora permiten implementar un sistema de acceso múltiple mediante la ubicación de los diferentes usuarios en grupos de portadoras ortogonales, y por tanto, no interferentes.
- *Enlaces.* La COFDM es perfectamente válida para ser empleada en enlaces punto a punto y punto multipunto.

2.12 Conclusiones

- Esta modulación provee una eficiente forma para combatir el efecto del multitrayecto, así como los problemas provocados por los diferentes tipos de desvanecimientos a los que se somete una señal.
- Espectralmente hablando la OFDM es muy eficiente porque ofrece un ahorro en ancho de banda que otros tipos de modulación no lo tienen. Esto es debido al principio de ortogonalidad de la modulación, ya que se puede transmitir mucha información en un mínimo ancho de banda.
- Es computacionalmente eficiente ya que permite el uso de la transformada de Fourier para modular y demodular datos. En la actualidad, debido a la tecnología se puede crear chips con algoritmos capaces de realizar transformadas de gran tamaño de iteración, reduciendo así el costo del transmisor.

CAPITULO III

ESTANDAR DE TELEVISIÓN DIGITAL. DVB-T

3.1 Introducción

En los últimos años, el DVB (del inglés, Digital Video Broadcasting) ha estado trabajando para desarrollar los servicios de televisión digital en Europa, y ha generado un conjunto de estándares y productos que los cumplen y que ya se encuentran en el mercado. Uno de dichos estándares es el de televisión digital terrestre, el cual se enfatiza en este capítulo. Un asunto tan complejo como el de la televisión digital requiere conocer los fundamentos tecnológicos y las arquitecturas, como el MPEG-2 (del inglés, Motion Picture Expert Group), el transporte de señal y el acceso condicional. Los servicios audiovisuales, interactivos y de acceso a Internet que son posibles gracias a la tecnología digital se presentan como el anticipo de una revolución que muestra la convergencia que se ha logrado entre tecnología y mercados.

3.2 La televisión digital

La televisión digital es una televisión análoga donde el disco compacto es el registro del gramófono. Esto es no obstante un bit demasiado simple en analógico. El incremento de discos compactos no ha cambiado profundamente la manera que escuchamos música. Aunque nosotros todavía miraremos televisión de la misma manera que cuando nosotros siempre hemos hecho, habrá otras cosas que podemos hacer con nuestro nuevo receptor digital de televisión. [E]

3.2.1 Más canales y mejores imágenes

La televisión digital va a proporcionarnos más canales e imágenes de más alta calidad, éstos son definición normal (SDTV) o alta definición (HDTV).

La televisión de la alta definición (HDTV) entregará imágenes con calidad de cine y alta fidelidad de sonido en la casa. Esto convertirá a la televisión en un “cinema hogareño”. HDTV presenta cinco veces tanta información al ojo que SDTV. Las programadoras tienen la opción para transmitir un programa en HDTV o SDTV.

Un canal de televisión analógico normal como se conocen ahora, ofrecerá una opción de transmitir un solo HDTV a las programadores, o varios programas SDTV a la vez.

En un futuro cercano, las programadoras podrán hacer comercio entre la imagen inmensamente mejorada y la calidad legítima, y una opción inmensamente aumentada de programación.

3.2.2 El espectador se vuelve usuario

La tecnología digital y la convergencia de varios medios de comunicación digitales van a presentar más opciones además de la tradicional forma de comunicación que nosotros entendemos por televisión hoy en día.

Nuevos servicios que hacen uso de los rasgos avanzados de tecnología digital se presentarán en la comunicación. En combinación con un canal de retorno interactivo (usando una interface por ejemplo a un teléfono móvil), los receptores digitales podrán ofrecerles una variedad de servicios

reforzados a los usuarios, del examen interactivo simple muestra, al Internet, y una mezcla de televisión y contenido tipo Web. Todo lo que usted puede hacer en su televisión usted podrá hacerlo en su computadora personal, y viceversa.

3.2.3 La televisión en movimiento

La televisión analógica no puede ser recibida por un receptor en movimiento. Con la televisión digital, la posibilidad se abre proporcionando un cristal limpio de televisión colocados en automóviles, buses, tranvías, trenes e incluso la televisión portátil.

3.2.4 El futuro ya ha empezado

La televisión ya es principalmente digital. La mayoría del equipo usado hoy en crear programas de televisión es digital, en el estudio, distribuyendo señales entre sitios. Aunque nosotros todavía recibimos señales de televisión analógica en nuestras casas, su calidad, disponibilidad y de hecho su contenido del programa no sería posible sin producir y distribuir tecnología digital.

Cuando se mira un programa de la televisión, vía el cable, satélite o transmisión terrestre, que usted está sentándose a menudo al final de una cadena larga de eventos de que todos menos el último, transmisión, ha tenido lugar en el dominio digital.

3.2.5 DVB es el futuro de la televisión

Miles de personas de todas partes de la industria, ambos dentro y fuera de Europa, ha estado encontrándose regularmente durante los últimos cinco años para hacer este futuro excitante

posible. Al orgullo y alegría de todos involucradas, el trabajo del Proyecto de DVB está volviéndose una realidad.

3.3 El proyecto DVB

Hablar del progreso de la normalización asociada a la difusión de televisión digital es hablar del proyecto DVB; este proyecto, que inició su andadura en 1993, se encarga de elaborar las especificaciones técnicas necesarias a partir de los requisitos comerciales previamente definidos por más de 200 organizaciones y empresas interesadas en el desarrollo de este tipo de servicios, varias de ellas españolas. El DVB genera normas sobre televisión digital que son estandarizadas por el ETSI (del inglés, European Telecommunication Standard Institute) y el CENELEC (del inglés, European Committee for Electrotechnical Standardization).

La adopción del MPEG-2 como estándar de codificación de fuente para el sonido y el vídeo, según las especificaciones de las normas internacionales ISO; el DVB ha elaborado una guía sobre las restricciones de la aplicación del MPEG-2 para la difusión de televisión.

La Información de servicio (SI) proporciona los datos necesarios para que el descodificador demodule las señales y la ayuda para la navegación del usuario quedan recogidas en e DVB-SI que define el uso de la información de servicio y presenta una lista de los códigos de servicio.

En el acceso condicional sólo se ha definido el algoritmo de aleatorización común, dejando a la propia fuerza normativa del mercado el desarrollo del resto de los sistemas necesarios para proporcionar servicios de acceso condicional.

El DVB también ha tratado el tema de interactividad, definiendo el servicio en un asimétrico y bidireccional, con un canal retorno de banda estrecha. Se están elaborando las especificaciones para el retorno RTC/RDSI y por cable, y está en proceso especificación del retorno por redes terrenales UHF, redes VSAT, etc.

3.4 Historia de la televisión digital

Se dice que la industria audiovisual se mueve a tirones que proporcionan el impulso necesario para consumir etapas, y que esos tirones están fomentados por mitos. Cada cierto tiempo (más o menos cada tres o cuatro años) aparece un nuevo mito que parece que nos va a proporcionar todas las felicidades (audiovisualmente hablando) del mundo. Los ochenta vieron nacer y consumirse las del satélite analógico, los vídeos domésticos Betamax, la televisión de alta definición y la fibra óptica como la panacea de la comunicación. En los noventa hemos vivido con la esperanza del cable, después con el macrofenómeno Internet (cuyas promesas siguen todavía vigentes) y ahora se incorpora la televisión digital.

Pues bien, los orígenes de la televisión digital avanzada están precisamente en uno de estos mitos que, aunque demostró su incapacidad en el momento de cristalizar, sirvió para impulsar la investigación que terminó derivando en los resultados que hoy entendemos que acaban de revolucionar el panorama: se trata de la televisión de alta definición.

Supongo que les habrán contado ya muchas veces que Internet nació por el miedo del ejército americano a un ataque nuclear, igual que ocurrió con la invención de los transistores, los chips, la energía atómica o los veinte primeros años de desarrollo de la informática. Pues bien, los primeros sistemas conocidos de alta definición están también desgraciadamente ligados ya que el sistemas de televisión de alta definición se incorporo para detectar a los guerrilleros escondidos entre la selva en la guerra del Vietnam.

Los primeros en pensar en la utilidad de un sistema de alta definición para usos civiles fueron los japoneses que desarrollaron una norma para la transmisión de televisión de alta definición pero fracasó a la hora de proponerla como estándar mundial. El problema es que consumía demasiado ancho de banda, es decir, ocupaba demasiado espacio a la hora de ser transmitida utilizando el espacio radioeléctrico de la atmósfera. En Estados Unidos se dio el paso definitivo: la comisión federal de comunicaciones decidió en 1987 iniciar, a petición de las pequeñas emisoras, una investigación sobre cómo meter la mastodóntica televisión de alta definición en el pequeño hueco de espacio radioeléctrico del que dispone un emisor estándar. Así, a finales de la década se presentaron todas las opciones y, por primera vez, los sistemas analógicos se dejaron de lado en

favor de los digitales. Los cuatro grupos que se presentaron a concurso con sus proyectos constituyeron la llamada Gran Alianza y empezaron a trabajar en una norma de transmisión que consiguiera el objetivo final. El resultado fue tan brillante y tan interesante que los emisores se plantearon que esta forma de transmisión podría utilizarse no para aumentar la definición de las imágenes, sino para meter más canales en el lugar que antes ocupaba uno.

La digitalización de la señal permitía además transmitir no sólo más señales de televisión, sino utilizar algo del espacio disponible para transmitir cualquier información que pudiera ser digitalizada: así nació la televisión avanzada, una televisión que combina todo tipo de contenidos, que se emite en alta o baja definición, que lleva no sólo el sonido al que estamos acostumbrados sino casi una docena de señales distintas (entre las que se incluyen los comentarios para ciegos o la música y los efectos especiales independientemente). En Europa, mientras tanto, y basándose en el mismo principio técnico se había desarrollado un estándar similar, aunque incompatible, alrededor de un núcleo de fabricantes de equipos y programadores: era el Digital Video Broadcasting, cuyas normas se utilizan hoy por todo el mundo para la transmisión de televisión digital fundamentalmente usando el satélite.

3.5 Estándares de televisión digital a nivel mundial

En la figura 3.1 se muestra la adopción de los estándares de la televisión digital a través del mundo. Como se puede apreciar, el estándar de televisión digital satelital (DVB-S), está universalmente adoptado, al igual que en los Estados Unidos. Mientras que el estándar de

televisión digital terrenal (DVB-T) esta también ganando terreno en 28 países, los cuales son: Bélgica, Croacia, República Checa, Dinamarca, Finlandia, Francia, Alemania, Grecia, Hungría, Irlanda, Italia, Lituania, Noruega, Los países Bajos, Polonia, Portugal, Eslovaquia, España, Suecia, Suiza, Turquía, Ucrania, Reino Unido, Australia, Nueva Zelanda, India y Singapur.

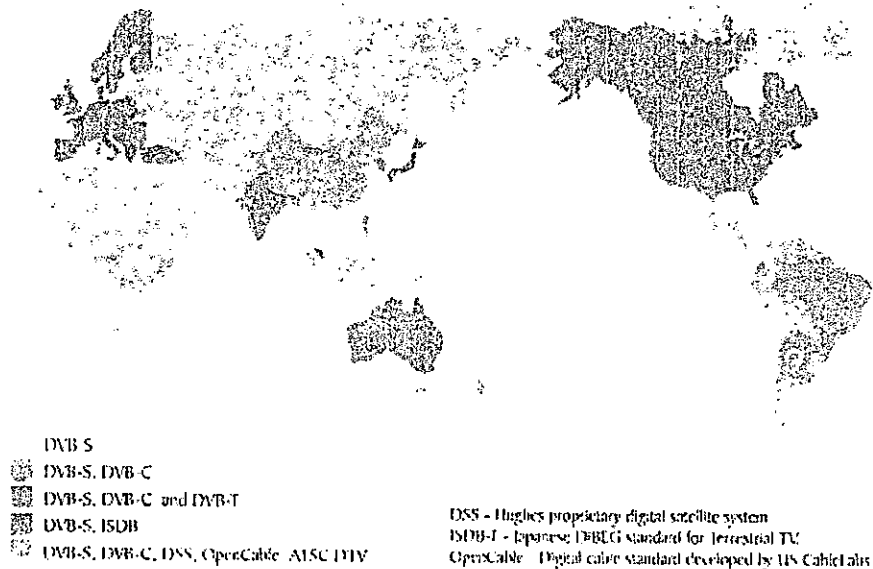


Figura 3.1: Adopción mundial de los estándares de televisión digital

3.6 Estándares internacionales para cada aspecto de radiodifusión digital

Hay que tomar en cuenta que los estándares de televisión digital no están disponibles en las oficinas del proyecto DVB. Ellos son guardados por ETSI, el Instituto de Normas de Telecomunicaciones Europeo. [3]

La tabla 3.1 presenta un resumen de algunas de las normas de televisión digital. Para verificar la última actualización de ETSI, se tiene: http://www.dvb.org/dvb_standards/dvb_standards.htm

Estándar	Tema	Referencia
Satélite	Sistema de transmisión digital satelital	ETS 300 421
Cable	Sistema de transmisión digital por cable	ETS 300 429
Terrestre	Sistema de transmisión digital terrestre	ETS 300 744
Sistema de distribución multipunto	Sistema multipunto digital arriba de los 10 GHz	ETS 300 748
	Sistema multipunto digital debajo de los 10 GHz	ETS 300 749
SMATV (satelital)	Sistema digital de televisión de antena maestra	ETS 300 473

Tabla 3.1: Resumen de algunos estándares de televisión digital.

3.7 Sistema de transmisión digital terrestre (DVB-T)

El sistema DVB-T especificado para televisión digital terrestre fue aprobado por ETSI en Febrero de 1997. Los servicios tanto dentro como fuera de Europa son planificados para 1998.

Como en otras normas de DVB, la forma de codificar sonido e imágenes MPEG-2 siendo la base de DVB-T. Otros elementos de la especificación DVB-T incluyen:

- Un esquema de transmisión basado en la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (COFDM), que permite para el uso de 1705 portadores (usualmente conocido como modo 2k), o 6817 portadores (modo 8k). Se usa la corrección de concatenación de errores. El modo 2k esta disponible para operaciones de transmisión simple y para relativas pequeñas redes de con poder limitado de transmisión. El modo 8k puede usarse

para operaciones de transmisiones simple y para redes de frecuencia de gran área. El intervalo del guardia es selectivo. El sistema 8k es compatible con el sistema 2k.

- El código externo Reed-Solomon y el entrelazador convolucional se emplean, en común con otros estándares DVB.
- El codificador interno es el mismo que se usa para el estándar satelital de televisión digital.
- Las portadoras de los datos en la estructura puede usar QPSK y diferentes niveles de modulación QAM.
- Dos niveles jerárquicos de codificación de canal y modulación pueden ser empleados, pero el código fuente jerárquico no es usado, desde que sus beneficios no justifican la complejidad extra del receptor involucrada.
- El sistema de la modulación combina OFDM con QPSK/QAM. OFDM usa un número grande de portadoras la cual dispersa el contenido de la información de la señal. Usado con éxito en DAB (del inglés, Digital Audio Broadcasting), la mayor ventaja de OFDM es que crece en un ambiente multitrayecto.

Todos esto no viene sin un precio. La inmunidad del multitrayecto se obtiene a través del uso de un “intervalo de guarda” que es una proporción del signo digital regalado para resistencia de eco. Este intervalo del guardia reduce la capacidad de la transmisión de sistemas de OFDM. Sin embargo, el mayor el número de portadoras OFDM provee, para un máximo eco tiempo retraso dado, al menos la capacidad de la transmisión está perdida. Pero el comercio está envuelto. Aumentando el número de portadoras no es todo el beneficio. Tiene un impacto negativo en complejidad del receptor y en sensibilidad del fase y ruido.

Debido a la inmunidad del multitrayecto OFDM, es potencialmente posible operar una red solapando de transmitir estaciones con una sola frecuencia. En las áreas de solape, el más débil de los dos signos recibidos está como un signo de eco. Sin embargo, si los dos transmisores están lejos aparte, el retraso de tiempo entre los dos signos será grande y el sistema necesitará un intervalo del guardia grande por consiguiente.

Hay tres ambientes operando potencialmente diferentes para la televisión terrestre digital en Europa: transmitiendo en un canal actualmente sin usar un canal adyacente o un canal libre, transmitiendo en una Red de Solo-frecuencia de pequeño área (SFN), y transmitiendo en una área grande SFN. Uno de los problemas principales para los diseñadores de DVB-T resolver era cómo perfeccionar el sistema para cubrir con la variedad de operar ambientes. Esto que ellos han hecho con éxito, con el resultado que DVB-T es la solución global ascendente a la radiodifusión terrestre digital.

3.8 Modos de transmisión

En el estándar de esta modulación hay dos modos de transmisión con 2K o 8K portadoras. En un caso se emplea una FFT de 2048 puntos mientras que en el otro caso la FFT es de 8192 puntos. Sin embargo, la información útil transmitida por segundo es igual en los dos sistemas, dado que en uno se transmite más rápido pero menos información de cada vez, y con igual ancho de banda. Hay diferencias entre el uso de un modo u otro, ya que en el modo 2K hay una mayor separación entre portadoras lo que disminuye los efectos de las interferencias y en el modo 8K el hecho de que haya un mayor número de portadoras provoca que sea más sencilla la realización de la igualación. Cabe destacar que para tener una mayor eficiencia, el número de puntos con los que

debe trabajar tiene que ser potencia de dos, por lo que en el modo 2K se trabaja con 2048 puntos y en el modo 8K con 8192. [F]

Otro aspecto de interés de la modulación es el ancho de banda que ocupa y que vamos a ver a continuación: el estándar toma como valores para el período de símbolo útil $T_0 = 224 \mu\text{s}$ para el modo 2K y $T_0 = 896 \mu\text{s}$ para el modo 8K. Para mantener el principio de ortogonalidad se obtiene como espacio entre portadoras $1/T_0 = 4464 \text{ Hz}$ (modo 2K) y $1/T_0 = 1116 \text{ Hz}$ (modo 8K) con lo que se obtiene un ancho de banda para ambas modulaciones de 7.61 MHz, (ver Figura 3.2) que es lo suficientemente pequeño como para poder ser transmitido en las bandas del espectro de UHF existentes para la transmisión de señal de televisión analógica (8 MHz).

Nótese que el ancho de banda obtenido es fruto de multiplicar $1/T_0$ por 1705 o 6817 y no por 2048 o 8192 como cabría esperar. El motivo de estos números reside en que en esta modulación se trabaja con tramas MPEG junto con algunos símbolos de control que dan lugar a 1705 o 6817 símbolos a transmitir. A la hora de hacer la IFFT se completa con ceros (por motivos de eficiencia), que al ser vistos en frecuencia, no afectan al ancho de banda final de la señal modulada.

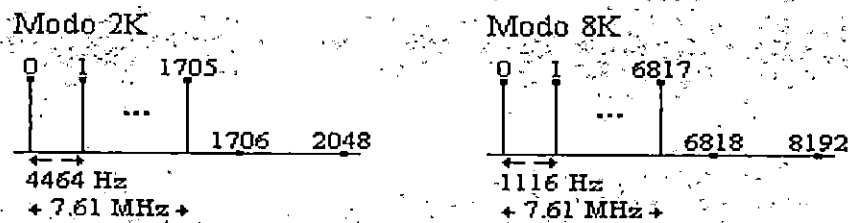


Figura 3.2: Anchos de banda para modos 2K y 8K.

3.9 Compresión de información

MPEG (del inglés, Moving Picture Group) es un estándar de compresión de audio, video y datos establecido por la Unión Internacional de Telecomunicaciones. Originariamente había 4 tipos diferentes MPEG-1, 2 ,3 y 4 que se diferencian en la calidad y ancho de banda usado.

Dentro de las ventajas que ofrece MPEG tenemos:

- Compatibilidad mundial
- Gran compresión
- Poca degradación de la imagen.

El estándar no especifica cómo se debe hacer la compresión. Los diferentes fabricantes luchan para determinar el mejor algoritmo, manteniendo siempre la compatibilidad.

Está pensado de manera que la descompresión sea relativamente sencilla y barata. Sin embargo, la compresión es realmente compleja y ,hasta hace poco, cara.

Un cadena MPEG se compone de tres capas: audio, video y una capa a nivel de sistema. Esta última incluye información sobre sincronización, tiempo, calidad , etc.

MPEG-1 : Establecido en 1991, se diseñó para introducir video en un CD-ROM. Por aquel entonces eran lentos, por lo que la velocidad de transferencia quedaba limitada a 1.5 Mbits y la resolución a 352x240. La calidad es similar al VHS. Se usa para videoconferencias. Si es usado a mayor velocidad, es capaz de dar más calidad.

MPEG-2 : Establecido en 1994 para ofrecer mayor calidad con mayor ancho de banda (típicamente de 3 a 10 Mbits). En esa banda, proporciona 720x486 pixels de resolución, es decir, calidad TV. Ofrece compatibilidad con MPEG-1.

MPEG-3 : Fue una propuesta de estándar para la TV de alta resolución, pero como se ha demostrado que MPEG-2 con mayor ancho de banda cumple con este cometido, se ha abandonado.

MPEG-4 : Está en discusión. Se trata de un formato de muy bajo ancho de banda y resolución de 176x144, pensado para videoconferencias sobre Internet, etc.

La compresión intraframe trata cada fotograma como una foto independiente, mientras que la interframe , usada por MPEG, crea fotogramas de referencia para luego comparar los anteriores o posteriores con él. Sólo las diferencias son almacenadas. Por tanto el codec no tiene que almacenar cada fotograma, sino lo distintivo con el anterior.

En MPEG se distinguen tres tipos de fotogramas: I o intraframes, P o foto predicha y B o frames bidireccionales. Las I son los únicos fotogramas completos en una cadena MPEG. Contienen pues una información completa, lo que las convierte en posibles puntos de acceso aleatorio. La P es una frame basada en una anterior pero conteniendo sólo las diferencias. Están muy comprimidas. Las B se referencias tanto a una anterior como a una futura y son las que menos ocupan. Nunca se usan como referencia para otras.

Las técnicas de compresión son dos: Compensación de movimientos y redundancia espacial. La primera determina cómo las estructuras P o B se relacionan con los fotogramas de referencias. El primer paso es dividir cada imagen en bloques de 16x16 pixels que se comparan con bloques equivalentes en otro fotograma. Si son similares se obtiene una buena compresión. Si se detecta movimiento en el bloque se almacena un “vector de movimiento”. El otro método, redundancia espacial, comprime aún más describiendo las diferencias entre bloques. Usando un proceso matemático llamado Discrete Cosine Transform (DCT), los macrobloques son divididos aún más en bloques de 8x8 que hacen un seguimiento de los cambios de color y brillo en el tiempo.

3.10 Conclusiones

- DVB recomienda que todos los países que están cambiando sus sistemas a digitales hagan ensayos de dichos sistemas disponibles, para hacer estudio de requerimientos comerciales locales, para no incurrir en altos costos innecesarios.
- Comparando la televisión digital con la convencional permite una mejor calidad de imagen y sonido, también el usuario podrá interactuar al igual que Internet.
- La implementación de la televisión digital permitirá tener más canales locales lo que hace mucho más atractiva para los televidentes de lo que es la televisión analógica convencional.

CAPITULO IV

RESULTADOS DE LA SIMULACION

4.1 Introducción

En este punto se presentan esquemas y resultados de simulación referida a la norma de televisión digital. Uno de los esquemas más versátiles es el simulador BerbeX, ya que normalmente permite la simulación de casi todas las situaciones encontradas en un sistema de comunicaciones real. Otro de los esquemas es un simulador básico, donde se hace énfasis en la transmisión y recepción de datos por medio de la técnica de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM). Para cada uno de los esquemas de simulación, se da una breve descripción de sus estrellas.

Se detallan resultados de la tasa de error de bits (BER) concernientes al simulador BerbeX, que varían de acuerdo a sus parámetros de entrada, como los son: el tipo de constelación empleado, el código convolucional y la estimación de canal.

4.2 El simulador de BerbeX

Para la aprobación de las simulaciones, el sistema descrito en el documento ETSI ETS 300 744 (Marzo 1997) ha sido llevado a cabo. Los resultados para los tres tipo de canales propuesto en el documento, Gausiano, Rice y Rayleigh,⁴ se ha verificado. [G]

Por supuesto, y gracias a las características especiales de BerbeX, pueden analizarse otros aspectos que pueden influir en el sistema. Entre ellos tenemos:

⁴ Leer anexo D: Canales de comunicación.

- Ruido impulsivo.
- Recuperación de portadora.
- Ruido de fase.
- Igualación.
- Interferencia con transmisiones de televisión convencionales.
- Distorsiones no lineales.
- Canales móviles.

4.2.1 Esquema

El sistema que ha sido simulado sigue fielmente la especificación dictada por el ETSI, y consiste de estos elementos:

- Señal de entrada: La señal de entrada binario es una MPEG-2 multiplexada seguida por un demodulador, y se modela como una sucesión binaria blanca.
- Codificador exterior: El código llevado a cabo es un Reed-Solomon (204,188,8).
- Entrelazado exterior
- Codificador interno: Un código convolucional perforado, basado en un código madre convolucional de proporción 1/2 con 64 estados es empleado. Los modelos perforados permiten implementar las siguientes proporciones: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8.
- Entrelazado interno: Consiste en un bloque mezclador discreto de bits y uno símbolo.
- Constelaciones: Bloques con QPSK, 16-QAM y 64-QAM, ambos uniforme y no uniforme, se usa mapeado.
- Intervalos de guarda: Es posible poner cualquiera de los valores fijos en la especificación.

- Canales: Se han corrido simulaciones para los tres canales diferentes descritos en el documento de ETSI.

En la figura 4.1 se muestra un diagrama de Ptolemy en la cual el canal y el receptor son presentados. Se encuentran los bloques que modelan la función de transferencia del canal, el ruido blanco Gaussiano, el intervalo de guarda, el mezclador y el decodificador Viterbi.

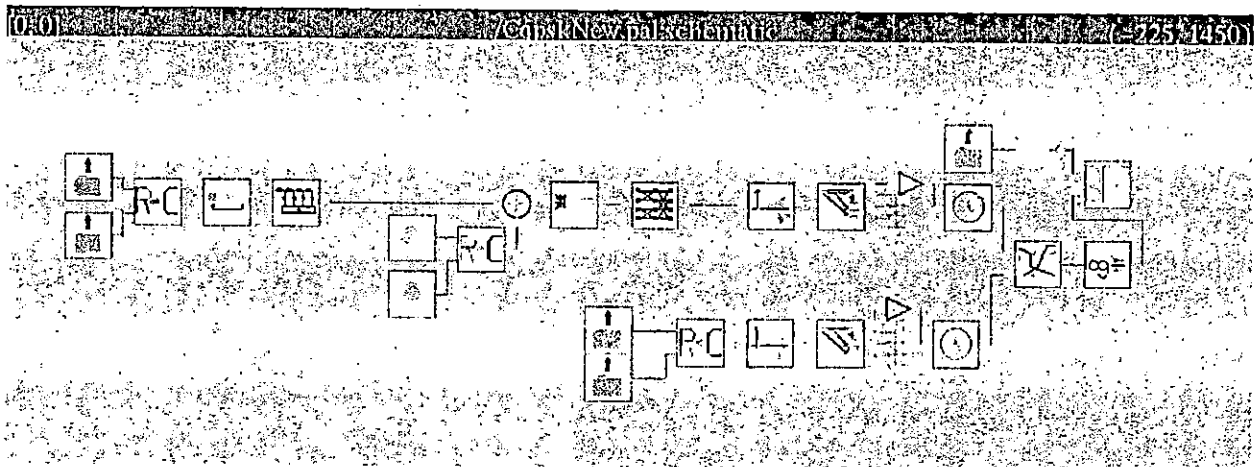


Figura 4.1: Diagrama Ptolemy del simulador BerbeX

4.2.2 Resultados

Se muestra algunas gráficas de la tasa de error de bits como el resultado de tres simulaciones.

A) Simulación 1 (Figura 4.2)

Características de la simulación: Tipo de canal Gaussiano, Rice y Rayleigh, estimación de canal perfecta, porcentaje de código de convolución 1/2 y constelación 64 QAM.

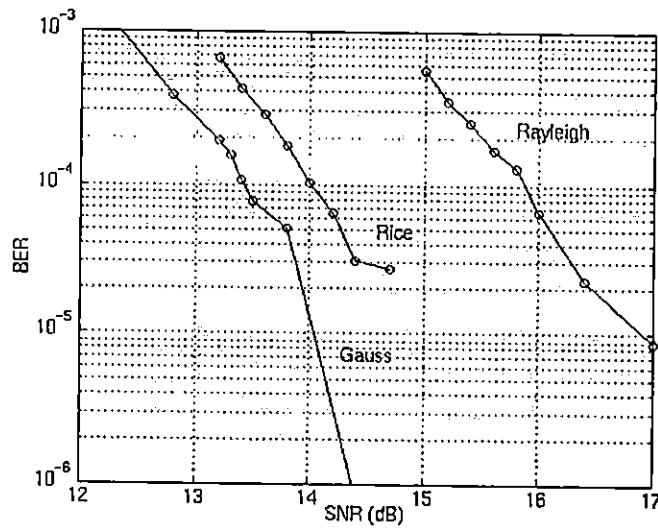


Figura 4.2: Resultado de la simulación 1 de BerbeX

B) Simulación 2 (Figura 4.3)

Características de la simulación: Tipo de canal Gaussiano, Rice y Rayleigh, estimación de canal perfecta, porcentaje de código de convolución 1/2 y constelación QPSK.

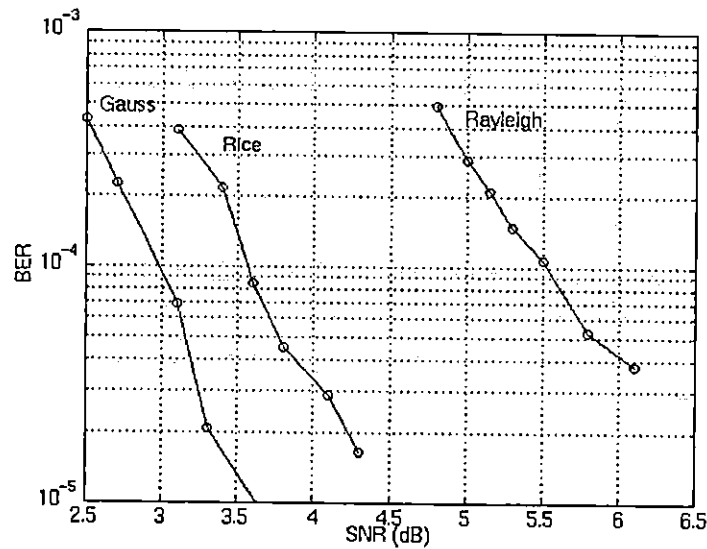


Figura 4.3: Resultado de la simulación 2 de BerbeX

C) Simulación 3 (Figura 4.4)

Características de la simulación: Tipo de canal Gaussiano, estimación de canal perfecta, porcentaje de código de convolución 2/3 y constelación 64 QAM.

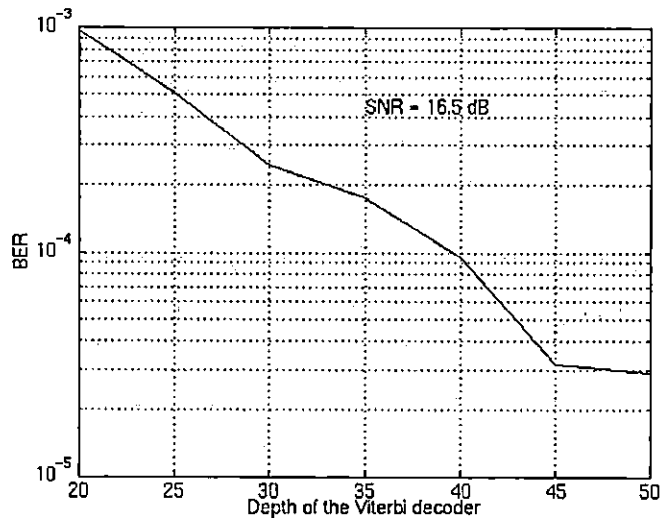
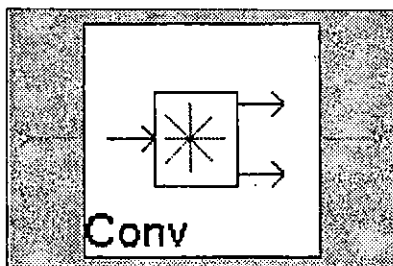


Figura 4.4: Resultado de la simulación 3 de BerbeX

4.3 Descripción de las estrellas en BerbeX

4.3.1 Codificador convolucional



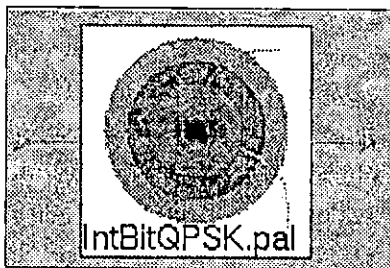
PARAMETROS

VALOR:	1	2	3	5	7
RATE:	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8

La estrella de codificación convolucional implementa el código madre convolucional de porcentaje 1/2 tanto como los diferentes patrones perforados al obtener porcentajes de 2/3, 3/4,

5/6 y 7/8, como se describen en la norma. La entrada toma la cadena de bits de la fuente y a la salida la cadena de bits codificada. [1]

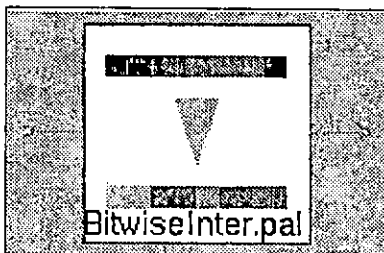
4.3.2 Entrelazador de bits (QPSK)



NO TIENE
PARAMETROS

La estrella entrelazadora de bits (QPSK) realiza un mezclado discreto de bits antes del mapeado de símbolo para una modulación QPSK. Consume bits del código convolucional y la salida es una cadena entrelazada.

4.3.3 Entrelazador de bits (64 QAM)



NO TIENE
PARAMETROS

La estrella entrelazadora de bits (64 QAM) realiza un mezclado discreto de bits antes del mapeado de símbolo para una modulación 64 QAM. Consume bits del código convolucional y su salida es una cadena entrelazada.

4.3.4 Entrelazador de símbolos (QPSK)



PARAMETROS

k_mode: Especifica el modo de operación. Los valores son: 2 para el modo 2k y 8 para el modo 8k

La estrella entrelazadora de símbolo (QPSK) realiza un mezclado discreto de bits antes del mapeado de símbolo. Esto significa que se altera la posición de cada par de bits que forma un símbolo QPSK así que dos símbolos consecutivos no son localizados en portadoras adyacentes. Consume bits del entrelazador de bits y su salida es una cadena entrelazada.

4.3.5 Entrelazador de símbolos (64 QAM)

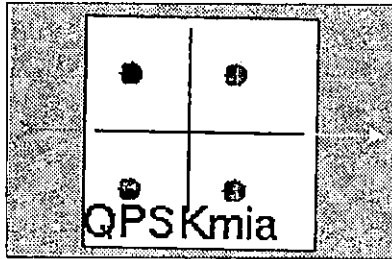


PARAMETROS

k_mode: Especifica el modo de operación. Los valores son: 2 para el modo 2k y 8 para el modo 8k

La estrella entrelazadora de símbolo (64 QAM) realiza un mezclado discreto de bits antes del mapeado de símbolo. Esto significa que se altera la posición de cada grupo de seis bits que forma un símbolo de 64 QAM así que dos símbolos consecutivos no son localizados en portadoras adyacentes. Consume bits del entrelazador de bits y su salida es una cadena entrelazada.

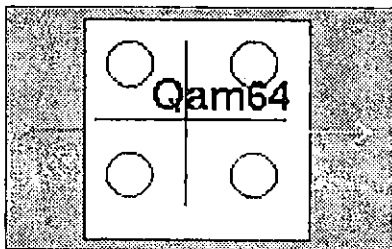
4.3.6 Mapeado de símbolos (QPSK)



NO TIENE
PARAMETROS

La estrella de mapeado de símbolo (QPSK) toma un par de bits y los mapea dentro de símbolos QPSK. Consume bits del entrelazador de símbolos y su salida son símbolos complejos.

4.3.7 Mapeado de símbolos (64 QAM)

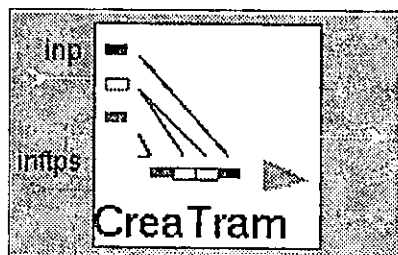


NO TIENE
PARAMETROS

La estrella de mapeado de símbolo (64 QAM) toma un par de bits y los mapea dentro de símbolos 64 QAM. Consume bits del entrelazador de símbolos y su salida son símbolos complejos.



4.3.8 Estructura OFDM (transmisor)

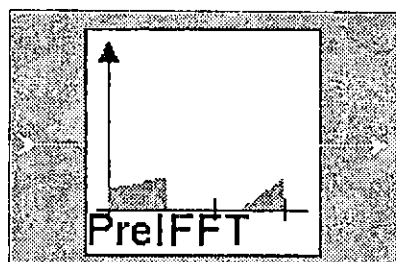


PARAMETROS

k_mode: Especifica el modo de operación. Los valores son: 2 para el modo 2k y 8 para el modo 8k

La estrella de la estructura OFDM construye un símbolo agregando las portadoras piloto en la posición adecuada y entonces crea una estructura OFDM de 68 símbolo. Consume los símbolos de datos del mapeado y una secuencia TPS (parámetros de la señal transmitida), entonces la salida es de valor complejo con la estructura OFDM.

4.3.9 Ajuste espectral (transmisor)

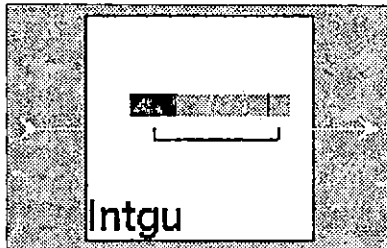


PARAMETROS

k_mode: Especifica el modo de operación. Los valores son: 2 para el modo 2k y 8 para el modo 8k

Dado que el número de portadoras por símbolo OFDM definidas en la norma no es una potencia de dos (1705 para el modo 2k y 6817 para el modo 8k), la estrella de ajuste espectral acomoda el espectro de la señal transmitida al tamaño de la transformada de Fourier rellenando con ceros en las posiciones adecuadas. Consume valores complejos de la estructura OFDM (transmisor) y su salida también es de valor complejo.

4.3.10 Adición del intervalo de guarda



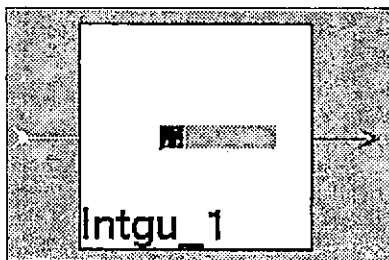
PARAMETROS

guard: Longitud del intervalo.
Valores: 4, 8, 16 y 32

k_mode: Especifica el modo de operación. Valores: 2 y 8

La estrella de adición del intervalo de guarda expande cíclicamente el símbolo OFDM al crear el intervalo de guarda de longitud igual al período de la señal entre el intervalo de guarda. Toma símbolos complejos de la estrella ajuste espectral y su salida es de valor complejo.

4.3.11 Removiendo el intervalo de guarda



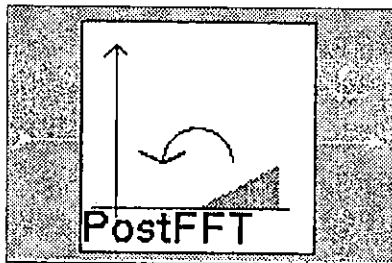
PARAMETROS

guard: Longitud del intervalo.
Valores: 4, 8, 16 y 32

k_mode: Especifica el modo de operación. Valores: 2 y 8

La estrella que remueve el intervalo de guarda realiza la operación inversa de lo que hace la adición del intervalo de guarda eliminando la expansión cíclica de la señal. Entrada y salida de valor complejo.

4.3.12 Ajuste espectral (receptor)

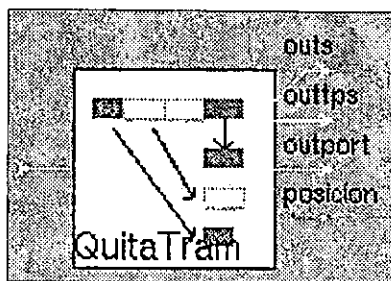


PARAMETROS

k_mode: Especifica el modo de operación. Valores: 2 para el modo 2k y 8 para el modo 8k

La estrella del ajuste espectral (receptor) realiza la operación inversa de lo que hace la estrella de ajuste espectral en el transmisor, eliminando los puntos adecuados en la salida de la transformada de Fourier y reordenando los puntos restantes. Su entrada y salida son de valor complejo.

4.3.13 Estructura OFDM (receptor)



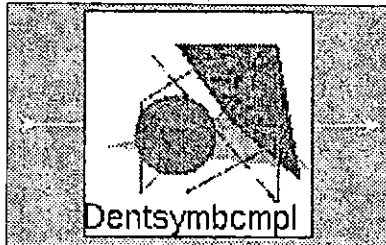
PARAMETROS

k_mode: Especifica el modo de operación. Valores: 2 para el modo 2k y 8 para el modo 8k

La estrella de la estructura OFDM (receptor) separa la estructura OFDM dentro de cada símbolo en su entrada, salen cuatro secuencias diferentes:

- Portadoras de datos
- Portadoras piloto (continua y esparcida)
- Portadoras TPS (con información del sistema)
- Posición de portadoras piloto, la cual podría ser usada en caso de estimación de canal.

4.3.14 Separador de símbolos

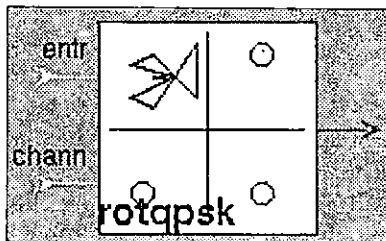


PARAMETROS

k_mode: Especifica el modo de operación. Valores: 2 para el modo 2k y 8 para el modo 8k

La estrella separadora de símbolos realiza la operación inversa de la estrella entrelazadora de símbolos. La entrada son símbolos complejos de la estrella de la estructura OFDM en recepción y su salida también es de valor complejo.

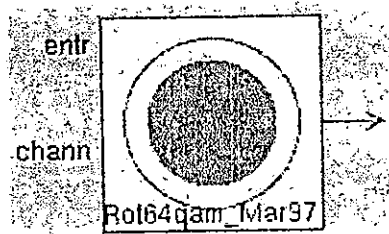
4.3.15 Calculador métrico y separador de bits (QPSK)



NO TIENE
PARAMETROS

Esta estrella calcula el métrico para cada bits recibido, al mismo tiempo separa la secuencia de bits de la modulación QPSK. Consume símbolos complejos del separador de símbolos y los parámetros de estimación del canal. A su salida se aplica una probabilidad métrica para cada bits recibido.

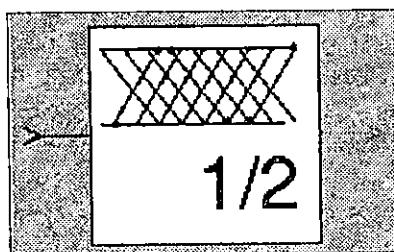
4.3.16 Calculador métrico y separador de bits (64 QAM)



NO TIENE
PARAMETROS

Esta estrella calcula el métrico para cada bits recibido, al mismo tiempo separa la secuencia de bits de la modulación 64 QAM. Consume símbolos complejos del separador de símbolos y los parámetros de estimación del canal. A su salida se aplica una probabilidad métrica para cada bits recibido.

4.3.17 Decodificador Viterbi (código convulucional 1/2)

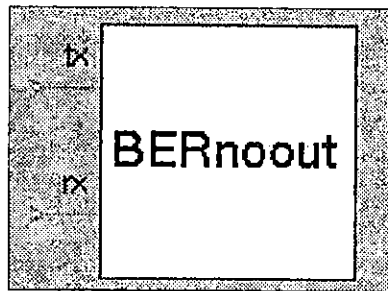


PARAMETROS

prof: Especifica la profundidad de
decisión
valores: Es un entero arriba de 120

Un decodificador Viterbi es una estrella de decisión variable y su entrada proviene del cálculo métrico desarrollado. Su salida estima los bits transmitidos cuando el porcentaje del código convolucional en el transmisor a sido configurado a 1/2.

4.3.18 Cálculo de la tasa de error de bits (BER)



PARAMETROS

inhib: El error contado es deshabilitado durante los primeros bits *inhib*

Esta estrella calcula la tasa de error de bits comparando su entrada, la cuales son los bits transmitidos y la decisión tomada en el decodificador Viterbi. Su salida es el resultado de las gráficas mostradas en las figuras 4.2, 4.3 y 4.4

4.4 El simulador básico

Esta parte de la simulación consiste en enfatizar como se realiza la técnica de modulación multiplexada por división de frecuencia ortogonal, a partir de una cadena de bits de entrada y recuperándola al final del proceso. (Figura 4.5)

La entrada se agrupa en cuatro bits, debido a que se utiliza una constelación que disminuye la secuencia de bits, representándola en símbolos de valor complejo, para dicha simulación se emplea una constelación de 16 símbolos (16 QAM). Con ayuda de la transformada inversa de Fourier se modulan los datos y se envían al canal de transmisión.

Se ha desarrollado otro esquema de simulación, para observar el comportamiento del canal al transmitir datos, siempre partiendo de una entrada de datos conocida. (Figura 4.6)

En la recuperación de la información se realiza un proceso inverso, se aplica la transformada de Fourier, se separa el valor complejo a su parte real e imaginaria y con un bloque de decisión, se cuantifican el dato y finalmente se presenta los símbolos de los mismos datos transmitidos.

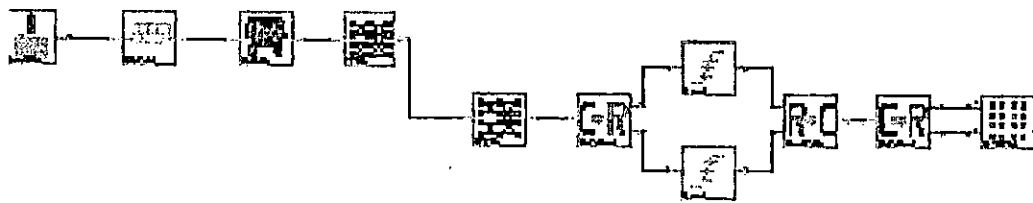


Figura 4.5: Diagrama de simulación para el modulador OFDM

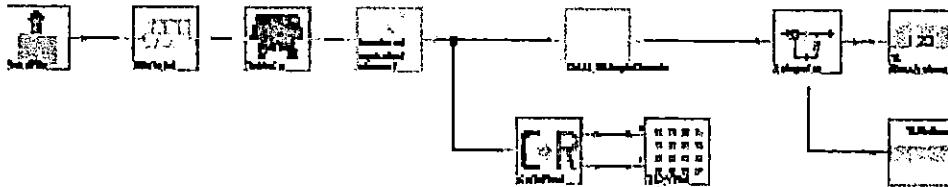


Figura 4.6: Simulación de un canal de ruido

En la figura 4.7 se presenta el resultado de la recuperación de la información de los datos previos introducidos al sistema por una lectura de archivo ASCII. Los símbolos correspondientes según su entrada binaria se tienen de la tabla 4.1 Como ejemplo tenemos que se envían 20 bits y al agruparse forman 5 símbolos de valor complejo.

Binario	Símbolo	Binario	Símbolo
0000	(-3, -3)	1000	(1, -3)
0001	(-3, -1)	1001	(1, -1)
0010	(-3, 1)	1010	(1, 1)
0011	(-3, 3)	1011	(1, 3)
0100	(-1, -3)	1100	(3, -3)
0101	(-1, -1)	1101	(3, -1)
0110	(-1, 1)	1110	(3, 1)
0111	(-1, 3)	1111	(3, 3)

Tabla 4.1: Representación simbólica de los bits de entrada

DATOS RECIBIDOS

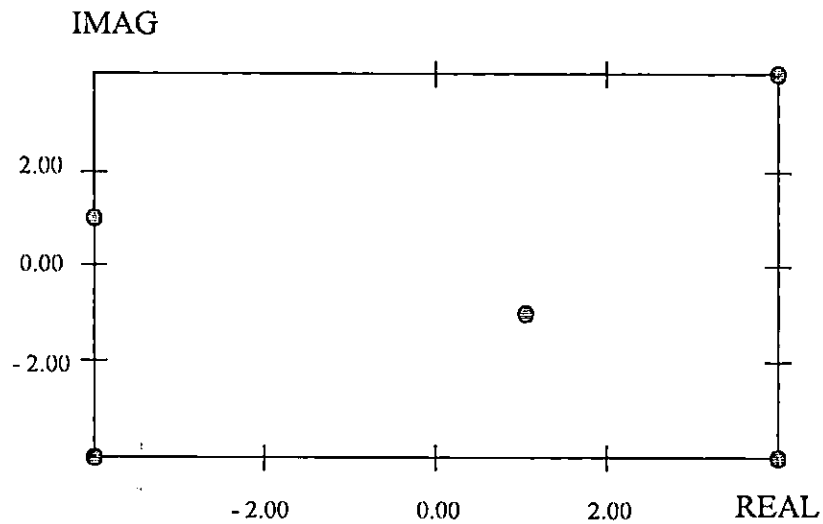


Figura 4.7: Ejemplo de simulación del modulador OFDM

Los resultados de la simulación para el comportamiento del canal se aprecia en la figura 4.8. Donde los datos transmitidos se ven alterados por el nivel de ruido Gaussiano, generando símbolos muy próximos al verdadero.

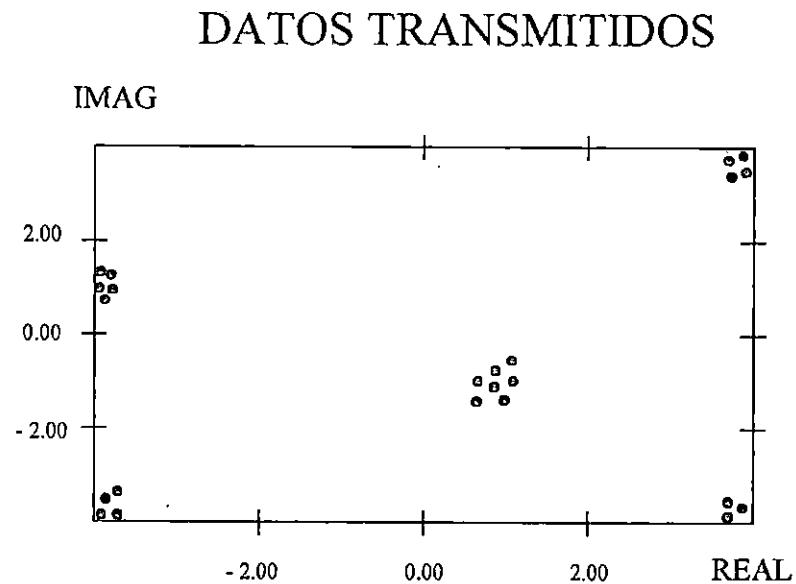
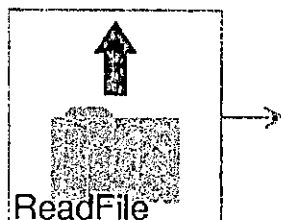


Figura 4.8: Resultado de la simulación del canal

4.5 Descripción de las estrellas del simulador básico

4.5.1 Leer un archivo



PARAMETROS

file: Ruta del archivo a leer
 halted: Fin de la simulación
 periodic: Repetir los datos

Lee datos ASCII de un archivo. La simulación puede ser detenida al final del archivo, o el contenido del archivo puede ser repetido periódicamente, o el contenido del archivo puede ser rellenado con ceros. Se utiliza para la entrada de datos binaria que va ser transmitida.

4.5.2 Convertir de bits a entero

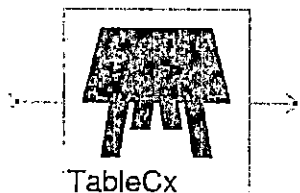


PARAMETROS

nbits: Número de bits que son agrupados.

La secuencia de entrada entera es interpretada como una cadena de bits en la cual un valor diferente de cero es un bit "1". Esta estrella consume un número sucesivo de bits de la entrada, cargándolos dentro de un entero y resulta un entero a la salida. El primer bit recibido viene del bit más significativo de la salida.

4.5.3 Tabla compleja

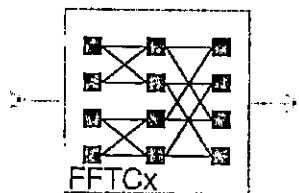


PARAMETROS

value: Valores de pares ordenados complejos.

Tabla para valores complejos. Asigna un símbolo (par ordenado complejo) para identificar una secuencia diferente de bits. Por ejemplo para una constelación de 16 QAM, se tienen 16 símbolos cada uno para cada combinación de cuatro bits.

4.5.4 Transformada de Fourier compleja



PARAMETROS

size: Tamaño de la transformada
 order: número de muestras
 direction: transformada directa o
 inversa

Calcula la transformada discreta de Fourier de un complejo, usando el algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT) el parámetro “orden” (default 8) es la potencia del logaritmo base dos, el parámetro del “tamaño” (default 256) es el número de muestras y la dirección de 1 indica la transformada directa, por el contrario -1 indica la transformada inversa. Con esta estrella se realiza la modulación y demodulación de los datos.

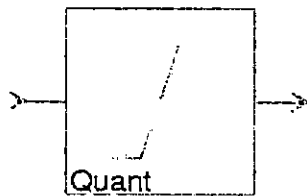
4.5.5 Conversión de complejo a rectangular



NO TIENE
PARAMETROS

Convierte un valor complejo de entrada a su parte real e imaginaria.

4.5.6 Cuantificador



PARAMETROS

levels: Indica los niveles
 thresholds: Indica los umbrales

Cuantifica el valor de entrada a una de las $N+1$ posibles niveles de salida usando N umbrales. Para una entrada menor o igual al N -th umbral, pero más grande que todos los umbrales anteriores, el rendimiento será el nivel del N -th.. Si la entrada es mayor que todos los umbrales, el rendimiento es el nivel $N+1$. Si el nivel se especifica su valor predefinido es 0, 1, ... N . Con esta estrella se recupera la información.

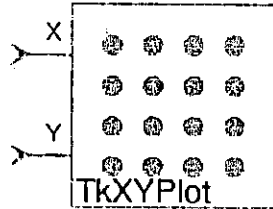
4.5.7 Convertidor de rectangular a complejo



NO TIENE
PARAMETROS

Convierte un valor de entrada con parte real e imaginaria a su presentación en valor complejo.

4.5.8 Ploteo X-Y

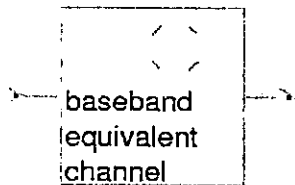


PARAMETROS

Corresponden a los títulos y rango del presentador

Realiza un ploteo de entrada "Y" contra la entrada "X" con actualización dinámica. Se apoyan dos estilos actualmente: "dot" causa puntos para ser trazados, sin embargo "conect" causa conexión de líneas a ser trazadas. Dibujando una caja en la zona del gráfico restablecerá el área de ploteo. Hay botones para aumentar y disminuir el tamaño, ajustando una zona para visualizar los datos.

4.5.9 Equivalente de canal



PARAMETROS

simbol_rate_Hz: Frecuencia de porcentaje de símbolo
 phase_jitter_Hz: Frecuencia de fase jitter

Simula un canal equivalente de banda base. El canal presenta una adición de ruido Gaussiano, una frecuencia de desplazamiento y un jitter de fase.

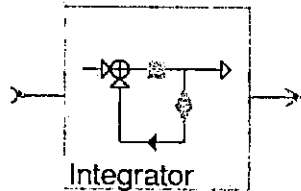
4.5.10 Decodificador de 16 QAM

NO TIENE
PARAMETROS

QAM16SimpleDecode

Es una galaxia donde se encuentran estrellas de cuantificación que sirven para decodificar los datos que se transmiten.

4.5.11 Integrador

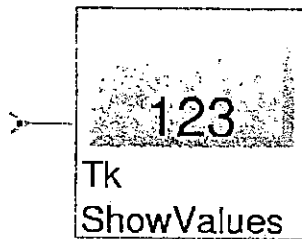


PARAMETROS
feedback Gain: Ganancia de retroalimentación
state: estado
bottom: botón

Este es un integrados con salida, limite y reinicio. Con los parámetro por default, las entradas muestreadas son simplemente acumuladas, y la simulación lo suma a la salida. Al prevenir algún reinicio a la mitad de la simulación, se conecta una fuente constante con valor cero a la entrada del “reset”.

La salida es controlada por el parámetro de ganancia de retroalimentación. La salida es el dato de entrada más el producto de la ganancia por el estado, donde el estado es una salida previa.

4.5.12 Mostrar valores

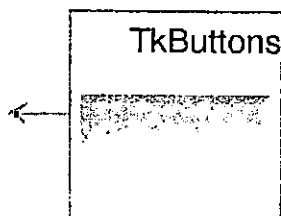


PARAMETROS

label: Etiqueta
 put_control_panel: colocar en el panel de control
 wait_between_output: esperar entre salidas

Despliega el valor de la entrada en forma textual, el método de impresión de partículas es usado, así algunos tipos de datos pueden ser controlados, aunque el espacio localizado en la pantalla puede necesitar ser ajustado.

4.5.13 Botones



PARAMETROS

label: Etiqueta
 value: Valor
 allow_simultaneous_event: Permite eventos simultaneos

la salida de la estrella es de valor cero, a menos que el botón correspondiente sea pulsado. Cuando el botón es pulsado, la salida toma el valor obtenido por el parámetro de valor. Si esta sincronizado significa que la salida es producida solo cuando el botón es pulsado. Si se permiten eventos simultáneos los botones pulsados son registrados solo cuando están etiquetados.

4.6 Conclusiones

- Al observar los gráficos de comportamiento para la tasa de error de bits (BER) contra la relación señal ruido en los diferentes canales de comunicación, podemos concluir que la norma de televisión digital terrestre permite obtener niveles de errores muy bajos, logrando así una alta eficiencia en la transferencia de información lo que conlleva a una mejor calidad de imagen.
- El uso del software de simulación Ptolemy es una herramienta muy poderosa para la implementación de los sistemas, ya que se pueden modificar los parámetros de bloques respectivos, alterando con ello las características de dicho sistema. Se puede tener una idea del comportamiento de un transmisor real con ayuda del simulador.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Departamento de Tecnologías de las Comunicaciones. "BerbeX™: User's Guide". Grupo de Teoría de la Señal. Universidad de Vigo. 1997.

- [2] Edward A. Lee y David G. Messerschmitt. "Digital communication". University of California at Berkeley. Second edition. Kluwer Academic Publishers. Boston/Dordrecht/London.

- [3] IEEE Communications Magazine. "Wireless Video". June 1998. Vol.36 No 6. A Publication of the IEEE Communications Society.

- [4] José María Hernando Rábanos. "Transmisión por Radio". Segunda Edición. Colección E.T.S.I de telecomunicaciones. Editorial Centro Estudios Ramón Areces. 1995.

- [5] Ptolemy 0.7 User's Manual. "The Almagest". Vol 1. University of California Berkeley. College of Engineering. Department of Electrical Engineering and Computer Sciences.

- [6] Ptolemy 0.7 Programmer's Manual. "The Almagest". Vol 2. University of California Berkeley. College of Engineering. Department of Electrical Engineering and Computer Sciences.

- [7] R. E. Zeimer y W. H. Tranter. "Principios de comunicaciones. Sistemas, modulación y ruido". Primera edición en español. Editorial Trillas. México. 1981.

REFERENCIA DE INTERNET

- [A] http://www.dvb.org/dvb_index.html
- [B] <http://www.sce.carleton.ca/~Laszlo.Lazy/OFDM/references.html#1>
- [C] <http://www.ert.rwth-aachen.de/Projekte/Theo/OFDM/node6.html>
- [D] <http://wgpi.tsc.uvigo.es/libro/difusion/difusion.htm>
- [E] <http://www.dvb.org>
- [F] <http://www.etsi.org/>
- [G] <http://www.tsc.uvigo.es/~terracot/es/plan-simulador.html>

ANEXOS

ANEXO A

ALGORITMO DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER

Básicamente la transformada de Fourier se encarga de transformar una señal del dominio del tiempo, al dominio de la frecuencia, de donde se puede realizar su antitransformada y volver al dominio temporal.

El trabajo con la señal en frecuencia, no solo sirve como información, sino que se puede modificar, de forma que es ampliamente utilizada en filtros, procesamiento de imagen y sonido, comunicaciones (modulación, línea de transmisión, etc.) y otros tipos de aplicaciones.

A1. Transformada discreta

Tal como en el caso continuo, la serie de Fourier discreta es aplicable solamente a señales periódicas. Para señales aperiódicas aplicamos la transformada de Fourier discreta, que podemos deducir a partir de la transformada de Fourier continua. Sea el siguiente sistema (figura A1) que muestra la señal $x(t)$:

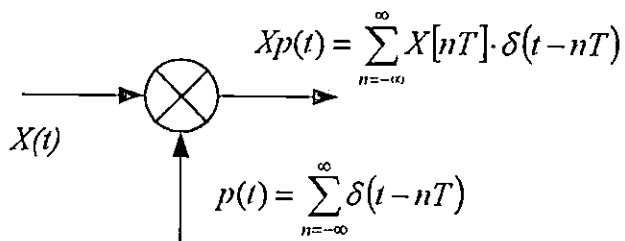


Figura A1: Sistema en función del tiempo

$$Xp(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} Xp(t) \cdot e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[nT] \cdot \delta(t-nT) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

$$Xp(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[nT] \cdot e^{-j\omega nT} \cdot \delta(t-nT) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[nT] \cdot e^{-j\omega nT} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-nT) dt$$

$$Xp(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[nT] \cdot e^{-j\omega nT}$$

Pasamos de tiempo continuo a tiempo discreto con un cambio de variable y obtenemos la transformada discreta de Fourier de X[n]:

$$Xp(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[n] \cdot e^{-j\Omega n}$$

A2. Transformada rápida

La transformada rápida de Fourier es simplemente un algoritmo rápido para la evaluación numérica de integrales de Fourier, su importancia radica en la rapidez de cálculo conseguida.

El algoritmo FFT lo único que busca es resolver de la manera más eficiente posible la siguiente expresión:

$$X(n) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-jk\Omega n}$$

Donde $\Omega=2\pi/N$. La evaluación directa de este sumario implica N^2 multiplicaciones. Haciendo una serie de reordenaciones, conseguiremos con la FFT reducirlo a $N \cdot \log_2(N)$ operaciones.

Primero se deben separar las muestras pares y las impares:

$$X(n) = \frac{1}{N} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] \cdot e^{-2jk\Omega n} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] \cdot e^{-(2n+1)jk\Omega n} \right)$$

A continuación sacamos fuera de el sumario impar la exponencial $e^{-jk\Omega}$

$$X(n) = \frac{1}{N} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] \cdot e^{-2jk\Omega n} + e^{-jk\Omega} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] \cdot e^{-(2n+1)jk\Omega n} \right)$$

Si paramos a observar esta expresión, podemos ver que si ponemos

$$Y = \text{FFT}(x[0], x[2], x[4], \dots, x[N-2])$$

$$Z = \text{FFT}(x[1], x[3], x[5], \dots, x[N-1])$$

Entonces:

$$x[k] = \frac{1}{2} (Y[k] + e^{-jk\Omega} \cdot Z[k]) \quad \text{sí } 0 \leq k < N/2$$

$$x[k] = \frac{1}{2} (Y[k - N/2] - e^{-jk\Omega} \cdot Z[k - N/2]) \quad \text{sí } N/2 \leq k < N$$

El problema se ha reducido al cálculo de dos FFTs de tamaño $N/2$ y realizar N multiplicaciones complejas. Es conveniente observar que el bit menos significativo de k determina siempre si k es par o impar. Repitiendo este proceso reiteradamente, conseguimos extraer la transformada.

La diferencia de velocidad de cálculo entre la tradicional transformada discreta y la FFT aumenta según aumenta el número de muestras a analizar, según se puede apreciar en la gráfica de la Figura A2, ya que mientras una aumenta el número de operaciones necesarias para la resolución de forma exponencial, la otra lo hace de forma prácticamente lineal.

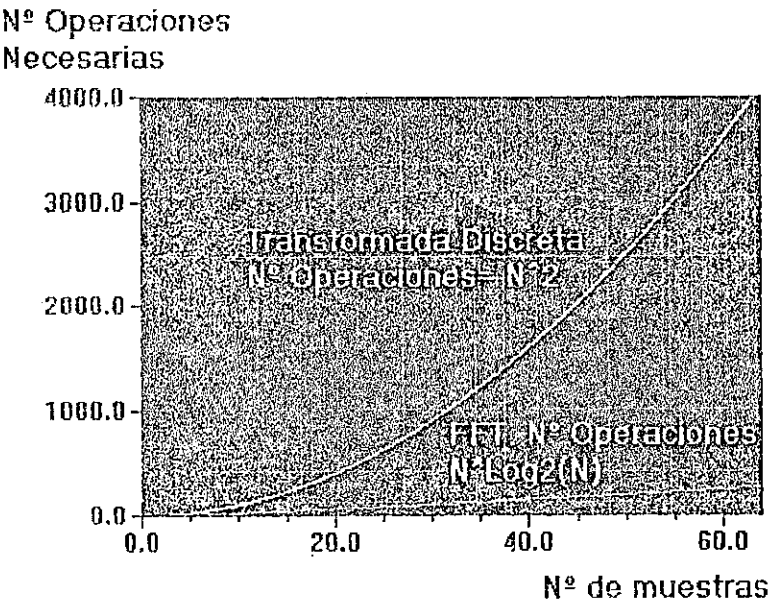


Figura A2: Diferencia entre las transformadas de Fourier.

ANEXO B

PROCESADO DE SEÑALES

B1. Convolución

La convolución de dos funciones $f(x)$ y $g(x)$ que se nota por $(f * g)(x)$ y se define mediante la siguiente integral:

$$(f * g)(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\alpha)g(x - \alpha)d\alpha$$

donde α es la variable de integración. Veamos la idea gráficamente.

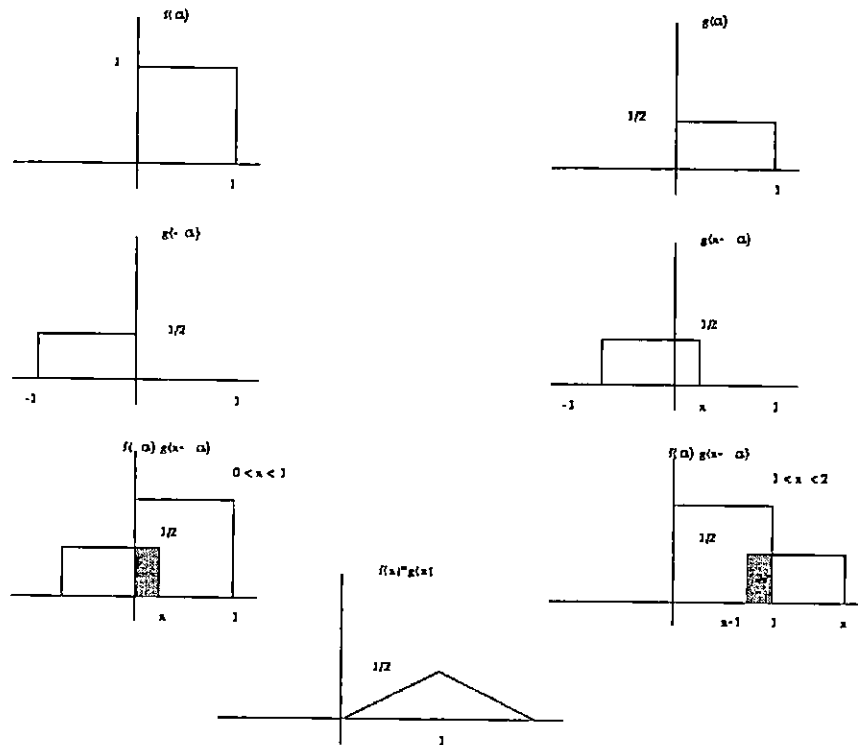


Figura B1: Convolución unidimensional

En la figura B1 se muestra la convolución de dos funciones $f(x)$ y $g(x)$ en todos sus pasos. Puede probarse que:

$$(f * g)(x) = \begin{cases} x/2 & 0 \leq x \leq 1 \\ 1 - x/2 & 1 \leq x \leq 2 \\ 0 & \text{en caso contrario} \end{cases}$$

Es muy interesante estudiar este mismo ejemplo pero suponiendo que tanto la función $f(x)$ como $g(x)$ son periódicas de período T y entonces examinar la forma que tiene la convolución.

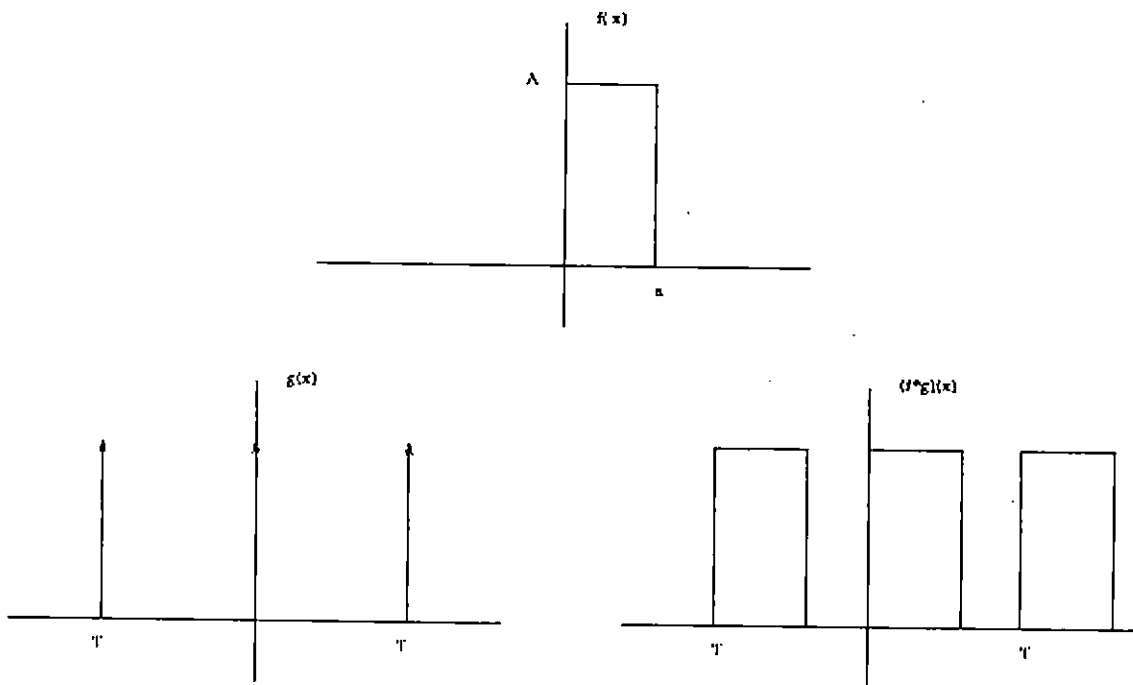


Figura B2: Ejemplo de convolución

La importancia de la convolución en el dominio de las frecuencias viene del hecho de que la transformada de Fourier de $(f * g)(x)$ es $F(u) \cdot G(u)$ donde $F(u)$ y $G(u)$ son las transformadas de Fourier de $f(x)$ y $g(x)$ respectivamente.

Veamos ahora la definición en el caso bidimensional:

$$(f * g)(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(\alpha, \beta)g(x - \alpha, y - \beta)d\alpha d\beta$$

En este caso la transformada de Fourier de $(f * g)(x, y)$ es, como ya hemos dicho, $F(u, v)G(u, v)$.

Una extensión obvia del caso unidimensional.

La convolución es ilustrada gráficamente en la figura B3.

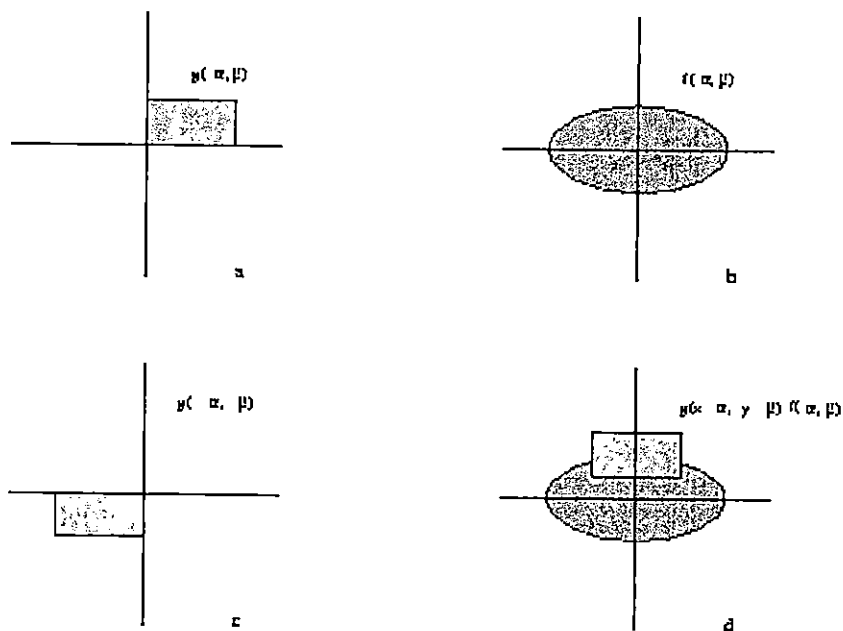


Figura B3: Representación gráfica de convolución en dos dimensiones

Las dos funciones a convolucionar aparecen en (a) y (b). En (c) la primera función se rota 180° y (d) muestra el producto $g(x - \alpha, y - \beta)f(\alpha, \beta)$. El volumen bajo la función producto es la evaluación de la convolución para el valor de (x, y) elegido.

B2. Correlación

La correlación cruzada entre dos funciones f y g se define mediante:

$$(f \circ g)(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f^*(\alpha, \beta) g(x + \alpha, y + \beta) d\alpha d\beta$$

puede probarse fácilmente que:

$$(f \circ g)(x, y) = (g \circ f)^*(-x, -y)$$

Para la correlación se verifica que $F(f \circ g) = [F(f)]^* Fg$

ANEXO C

DESVANECIMIENTOS

La propagación de las señales radioeléctricas a través de diversos medios está sujeta a la variabilidad de las características físicas de estos medios. Por ello, la pérdida básica de propagación es una variable aleatoria. Supuesto invariable con el tiempo el valor medio de la potencia transmitida, la variabilidad de la pérdida básica implica que la potencia recibida sea también variable. Se denomina, en general, potencia recibida nominal al valor mediano de la potencia recibida y suele ser uno de los objetivos de diseño de los sistemas de radiocomunicación.

Se conoce con el nombre de desvanecimiento a toda disminución de la potencia recibida de señal con relación a su valor nominal. La diferencia entre este nivel nominal y el nivel recibido en condiciones de desvanecimiento se llama profundidad de desvanecimiento y se expresa en dB. Al intervalo de tiempo que media entre la disminución y la recuperación del nivel nominal, se le llama duración del desvanecimiento.

Se puede suponer pequeñas variaciones aleatorias de la señal en torno al valor nominal de potencia P_0 (dBm). Ocasionalmente, hay un desvanecimiento intenso y, en ese caso, en su entorno el valor mediano de la potencia es P_f (dBm), que es inferior a P_0 . Se llama depresión de la mediana o depresión de Parson a esta disminución del valor mediano que acompaña a los desvanecimientos intensos. En el instante t_1 el valor de potencia P_1 (dBm). La profundidad de

desvanecimiento F_1 es igual a $P_0 - P_1$ (dB). Para $t > t_1$, el nivel de señal sigue disminuyendo. El nivel mínimo es P_2 y corresponde a la profundidad $F_2 = P_0 - P_2$. Seguidamente el nivel de la señal se recupera en el instante t_2 alcanza nuevamente el valor P_1 . En consecuencia la duración del desvanecimiento F_1

$$\tau_1 = t_2 - t_1$$

La expresión cuantitativa del desvanecimiento puede hacerse, alternativamente en términos de la tensión de envolvente de la señal si llamamos "r" a tal tensión se tiene:

$$F_1 = P_0 - P_1 = 20 \cdot \log \frac{r_0}{r_1}$$

C1. Clasificación de los desvanecimiento

Hay diversos criterios para la clasificación de los desvanecimientos. En la tabla C1 se ofrece una clasificación según diversas características.

Característica	Tipo de desvanecimiento	
Profundidad	Profundo	Muy profundo
Duración	Lento	Rápido
Característica espectral	Plano	Selectivo
Mecanismo de producción	Factor k	Multitrayecto
Dependencia temporal	Continuado	Puntual
Distribución probabilística	Gaussiana	Rayleigh, Rice

Tabla C1: Clasificación de los desvanecimientos.

Se han dispuesto las distintas clases de desvanecimientos en dos columnas. Dentro de cada columna hay cierta coherencia, esto es, un desvanecimiento muy profundo suele ser selectivo, se produce por interferencia multirrayecto y se modela mediante una distribución Rayleigh.

Un desvanecimiento es plano cuando la caída del nivel afecta por igual a todas las componentes del espectro de una portadora modulada. En cambio los desvanecimientos selectivos producen distorsión en el espectro de la señal modulada, al afectar de modo diferente a unas frecuencias y a otras. Ello provoca a su vez una degradación en la señal de modulada. Por este motivo, es necesario dotar a ciertos sistemas de radios comunicaciones de contra medidas protectoras de los desvanecimientos selectivos.

Se llama desvanecimiento de potencia o de factor k , a los producidos por índices de refracción troposferica que, al aumentar la curvatura aparente de la tierra, reducen el margen libre de obstáculos, pudiéndose incluso, llegar a convertir un trayecto con visibilidad directa en otro obstruido. Este tipo de desvanecimientos suele ser lento, con duración larga y profundidad de unos 6 dB.

Como el radio de Fresnel depende de las frecuencias, este desvanecimiento también variara con la frecuencia pero a gran escala, es decir, de una banda a otra, pero no dentro de la misma banda. Se trata pues de un desvanecimiento plano.

Los desvanecimientos multirrayecto se originan por la aparición de varios caminos de propagación entre el transmisor y el receptor, de forma que se produce una interferencia entre el

rayo directo y lo que alcanza la antena receptora con diversos ángulos, tras recorrer otros proyectos de propagación. La señal resultante es la suma de una componente prácticamente constante (señal directa) y otras componentes de amplitudes variables y fases aleatorias, dando una resultante que puede tener una amplitud variable en función de las amplitudes y fases instantáneas de las componentes.

C2. Desvanecimiento multitrayecto

Debido a su intensidad y al hecho de ser selectivo en frecuencia, muchas veces produce una importante atenuación y distorsión en la señal recibida, por lo que ejerce una marcada influencia sobre la calidad de los sistemas de radio comunicaciones.

Como ya hemos indicado el desvanecimiento multitrayecto es consecuencia de la interferencia entre componentes de la señal que se propaga por caminos diferentes. La existencia de 2 o más proyectos de propagación además del trayecto principal, se debe a la reflexión ya sea en el suelo o en capas atmosféricas como en consecuencia en este último caso, de discontinuidades del índice de refracción de la troposfera. La distorsión ocasionada por el desvanecimiento multitrayecto provoca en los radioenlaces digitales dos tipos de efectos no deseados:

1. Efectos sobre la interferencia entre símbolos: La interferencia entre símbolos aumenta como consecuencia de la dispersión de los impulsos. La función de transferencia del medio modifica la función de transferencia total y por lo tanto, ya no se cumplen ahora condiciones de diseño inicial, es decir ausencia de interferencia entre símbolo y mínima BER. Esto ocasiona un aumento en la tasa de error superior a la que originaría una

atenuación no selectiva de igual valor medio, por lo que contribuye a degradar la calidad del enlace.

2. Efectos en la recuperación de la portadora: En los sistemas en que se usa la demodulación coherente, es necesaria la reconstrucción de la portadora de referencia en el receptor. En la práctica, nunca puede recuperarse exactamente la portadora y habrá siempre un error de fase, cuyo efecto consiste en rotar la constelación de las señales en relación con su posición óptima para la demodulación.

C3. Desvanecimiento selectivo

El desvanecimiento selectivo se caracteriza porque, cuando existe, la función de transferencia del medio de propagación varía con la frecuencia, lo cual produce una distorsión de amplitud y fase en las señales transmitidas que inciden notablemente sobre la calidad de recepción.

Para estudiar el desvanecimiento selectivo, resulta necesario conocer:

1. El porcentaje de tiempo en que un desvanecimiento multitrayecto tendrá carácter selectivo.
2. Un modelo de la función de transferencia $H(\omega)$ del canal radioeléctrico en estas condiciones, se denomina función de transferencia multitrayecto (FTM), al menos para la gama de frecuencias tales que

$$|f - f_c| \leq B/2$$

donde f_c es una frecuencia de referencia (frecuencia central de medida o frecuencia de portadora) y B es el ancho de banda de medida o de transmisión.

ANEXO D

CANALES DE COMUNICACION

D1. Distribución Gaussiana

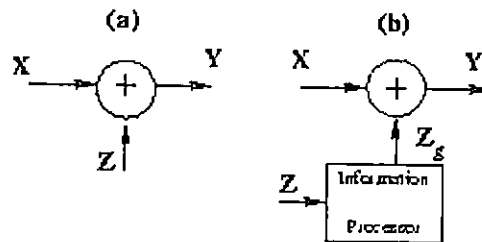


Figura D1: (a) Simple canal de ruido aditivo

(b) Modificación para obtener el equivalente aditivo de ruido Gaussiano.

Considerando un simple canal como se muestra en la figura D1. Aquí $X [f_X(x), \sigma_x^2]$ es el mensaje a ser transmitido, $Z \sim [f_Z(z), \sigma_z^2]$ es la adición de ruido en el canal finalmente $Y [f_Y(y), \sigma_y^2]$ es la señal recibida a la salida del canal. Asumiendo que X y Z son independientes, implica que $\sigma_y^2 = \sigma_x^2 + \sigma_z^2$. La capacidad del canal es obtenida por:

$$C = \max_{f_X(x)} I(X, Y) = \max_{f_X(x)} h(Y) - h(Y|X) = \max_{f_X(x)} h(Y) - h(Z) \text{ bits.}$$

Donde $I(X, Y)$ es la información mutua entre X y Y . Para obtener datos estadísticos $f_Z(z)$ y σ_z^2 , uno maximiza Y , $h(Y) = -\int f_Y(y) \log_2(f_Y(y)) dy$ (bits), pero escogiendo una distribución

conveniente $f_X(x)$ de el mensaje X . Para obtener σ_y^2 , el máximo valor de $h(Y) = \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_y^2)$ bits es realizado cuando Y tiene una distribución normal. Por ejemplo, el valor máximo de $h(Y)$ se consigue se ambos $f_Z(z)$ y $f_X(x)$ son normalmente distribuidos. Sin embargo, para una distribución arbitraria $f_Z(z)$ y fijo σ_x^2 , no es inmediatamente obvio que el máximo valor alcanzado de $h(Y)$ esta. E orden de encontrar que, pasando Z a través de un proceso de información ideal. Figura D1 (b), el cual no altera la cantidad de información en Z , pero cambia su estadística, a una distribución gaussiana Z_g . Como la salida del procesador es igual que la entrada, la varianza de la salida, $\sigma_{Z_g}^2$, puede ser obtenida al resolver $h(Z_g) = h(Z) = \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_{Z_g}^2)$ bits. Para propósito de cálculo en la capacidad de canal tenemos:

$$C = \max_{f_X(x)} h(Y) - h(Z_g) = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{Z_g}^2} \right) \text{ bits.}$$

D2. Distribución Rayleigh

El desvanecimiento Rayleigh ocurre en canales multitrayecto variantes en el tiempo. Como por ejemplo una transmisión acústica sobre el mar, la transmisión de radio a través de la atmósfera, o puede ocurrir cuando el transmisor y el receptor están en movimiento como un radio móvil. Porque la distancia a lo largo de la múltiples rutas de propagación están cambiando, el receptor observa diversas versiones de desplazamiento Doppler de la señal transmitida.

$$r(t) = \sum_i A_i s \left(t - \frac{v_i t}{c} - \tau_i \right)$$

$$R(\omega) = \sum_i \frac{A_i}{1 - \frac{v_i}{c}} e^{-j\omega_i \tau_i} S(\omega_i)$$

$$\omega_i = \frac{\omega}{1 - \frac{v_i}{c}}$$

En esas ecuaciones, c es la velocidad de propagación (3.0×10^8 m / s para radio) y v_i son las velocidades instantáneas (cambios en distancia) para las diferentes rutas.

La frecuencia Doppler obtenida de la última ecuación corresponde al receptor moviéndose a través del medio lejos de un transmisor estacionario.

Cuando el receptor es estacionario y el transmisor se está moviendo lejos, la frecuencia Doppler se presenta en la siguiente ecuación.

$$\omega_i = \omega \left(1 + \frac{v_i}{c} \right)$$

Para radiación electromagnética, tal como radio, la frecuencia Doppler es obtenida por la siguiente expresión:

$$\omega_i = \omega \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{v_i}{c}\right)^2}}{1 - \frac{v_i}{c}}$$